

Análisis y Solución de Problemas de Electrónica Analógica

Ana María Echenique

Análisis y Solución de Problemas de Electrónica Analógica

Ana María Echenique

Ingeniero Electromecánico Orientación Control
Magister en Ingeniería de Control
Profesor Titular
Departamento de Electrónica y Automática
Instituto de Bioingeniería
Facultad de Ingeniería
Universidad Nacional de San Juan

Primera Edición 2025

Análisis y Solución de Problemas de Electrónica Analógica
Ana María ECHENIQUE

Echenique, Ana María
Análisis y solución de problemas de electrónica analógica / Ana María Echenique. - 1a edición para el alumno - San Juan: Ana María Echenique, 2025.
Libro digital, PDF

Archivo Digital: descarga y online
ISBN 978-631-00-7200-5

1. Educación Superior. I. Título.
CDD 378



Diseño de la Portada: Imagen creada por AI.

© Queda hecho el depósito que marca la ley 11.723

Libro de edición argentina

No se permite la reproducción parcial o total, el almacenamiento, el alquiler, la transmisión o la transformación de este libro, en cualquier forma o por cualquier medio, sea electrónico o mecánico, mediante fotocopia, digitalización u otros métodos, sin el permiso previo y escrito del editor. Su infracción será penada por las leyes 11.733 y 22.446.

Acerca del Autor

Ana María Echenique

Ingeniero Electromecánico Orientación Control y Magister en Ingeniería de los Sistemas de Control. Desde 1981 se ha desempeñado en forma ininterrumpida como docente en diferentes cargos e investigadora en la Facultad de Ingeniería de la Universidad Nacional de San Juan (UNSJ). A partir del año 1993 al 2023 se ha desempeñado como Prof. Titular en el Departamento de Electrónica y Automática (DEA) a cargo de las cátedras "Electrónica Analógica I" y Electrónica Analógica II" correspondientes a la carrera de Bioingeniería. Las tareas de investigación las ha llevado a cabo en el Gabinete de Tecnología Médica (GATEME), actualmente Instituto de Bioingeniería (INBIO) de la UNSJ, en el área de Adquisición y Procesamiento de Señales Biológicas e Ingeniería de Rehabilitación en Tecnología de Asistencia. Ha sido Presidente de la Sociedad Argentina de Bioingeniería (2009-2011) y Jefe del DEA de la UNSJ (2012-2016). Se ha desempeñado como Director y Co-Director de diferentes proyectos de investigación, y ha dirigido diversas tesinas de grado en Bioingeniería. Ha sido Director de la carrera de Bioingeniería (2012-2016), integrante de la Comisión de Seguimiento de la carrera de Bioingeniería y Plan de estudio (2001-2018), Evaluador Experto de CONEAU en carreras de grado (2018). También es autor de varias publicaciones científicas en el área de investigación y docencia.

Dedicado a mi familia y en particular a mis nuevos motores de vida, mis adorables nietos: Nacho, Juampy y León.

Índice

Prólogo 12
El Diodo y sus Aplicaciones 13
Cuestionario 1 14
Problema 1 29
Problema 2 31
Problema 3 32
Problema 4 34
Problema 5 36
Problema 6 37
Problema 7 39
Problema 8 42
Problema 9 44
Problema 10 46
Problema 11 47
Problema 12 49
Problema 13 51
Problema 14 54
Problema 15 56
Problema 16 56
Problema 17 57
Problema 18 58
Problema 19 61
Problema 20 64
Regulación Zener 66
Cuestionario 2 67
Problema 1 73
Problema 2 75
Problema 3 77
Problema 4 78
Problema 5 82
Problema 6 83
Problema 7 85
Problema 8 87

Problema 9 89
Problema 10 92
Problema 11 94
Problema 12 96
Problema 13 98
Problema 14 102
Problema 15 106
Problema 16 107
Problema 17 109
Problema 18 111
Problema 19 114
Problema 20 116
Problema 21 118
Problema 22 122
El Transistor Bipolar 126
Cuestionario 3 127
Problema 1 169
Problema 2 171
Problema 3 173
Problema 4 177
Problema 5 178
Problema 6 183
Problema 7 188
Problema 8 192
Problema 9 196
Problema 10 203
Problema 11 206
Problema 12 210
Problema 13 214
Problema 14 217
Problema 15 222
Problema 16 225
Problema 17 230
Problema 18 234
Problema 19 236
Problema 20 240
El Transistor de Efecto de Campo. JFET 244

Cuestionario 4 245
Problema 1 258
Problema 2 260
Problema 3 261
Problema 4 263
Problema 5 265
Problema 6 269
Problema 7 273
Problema 8 275
Problema 9 278
Problema 10 282
Problema 11 286
Problema 12 290
Problema 13 294
Problema 14 298
Problema 15 302
Problema 16 306
Problema 17 308
Problema 18 311
Problema 19 314
Problema 20 317
Dispositivos de Control de Potencia 320
Cuestionario 5 321
Problema 1 329
Problema 2 330
Problema 3 333
Problema 4 335
Problema 5 338
Problema 6 341
Problema 7 344
Problema 8 348
Problema 9 351
Problema 10 357
Problema 11 359
Problema 12 363
El Amplificador Operacional como Amplificador 369

Cuestionario 6 370
Problema 1 393
Problema 2 394
Problema 3 395
Problema 4 397
Problema 5 398
Problema 6 399
Problema 7 399
Problema 8 400
Problema 9 402
Problema 10 405
Problema 11 406
Problema 12 409
Problema 13 412
Problema 14 413
Problema 15 415
Problema 16 417
Problema 17 420
Problema 18 421
Problema 19 423
Problema 20 425
Fuentes Controladas y Reguladores de Voltaje 427
Cuestionario 7 428
Problema 1 436
Problema 2 436
Problema 3 438
Problema 4 441
Problema 5 444
Problema 6 445
Problema 7 446
Problema 8 448
Problema 9 450
Problema 10 452
Problema 11 454
Problema 12 456
Problema 13 459
Problema 14 461

Problema 15 465
Problema 16 467
Problema 17 470
Problema 18 472
Problema 19 476
Problema 20 478
Problema 21 480
Filtros Activos, Ecualizadores y Controladores Analógicos 483
Cuestionario 8 484
Problema 1 503
Problema 2 506
Problema 3 509
Problema 4 510
Problema 5 514
Problema 6 519
Problema 7 521
Problema 8 523
Problema 9 527
Problema 10 528
Problema 11 531
Problema 12 532
Problema 13 535
Problema 14 540
Problema 15 542
Problema 16 545
Problema 17 547
Problema 18 548
Problema 19 551
Problema 20 553
Realimentación 555
Cuestionario 9 556
Problema 1 575
Problema 2 577
Problema 3 578
Problema 4 580
Problema 5 582

Problema 6 585
Problema 7 588
Problema 8 590
Problema 9 592
Problema 10 595
Problema 11 598
Problema 12 600
Problema 13 603
Problema 14 605
Problema 15 607
Problema 16 609
Problema 17 611
Problema 18 615
Osciladores 617
Cuestionario 10 618
Problema 1 626
Problema 2 627
Problema 3 629
Problema 4 632
Problema 5 633
Problema 6 635
Problema 7 636
Problema 8 639
Problema 9 641
Problema 10 643
Problema 11 646
Problema 12 648
Problema 13 650
Problema 14 652
Problema 15 653
Problema 16 655
Problema 17 656
Problema 18 658
Problema 19 660
Problema 20 666

Prólogo

Existe en la actualidad una extensa bibliografía en electrónica analógica cuyos contenidos cubren de forma suficiente los conocimientos y fundamentos que deben adquirir los estudiantes universitarios. Sin embargo, la compresión real de los conceptos teóricos se ve reflejado cuando se aplica a la resolución de los circuitos de aplicación. En este aspecto, hay escasa bibliografía que ayude a los estudiantes al diseño de los circuitos de aplicación, en base a especificaciones. La finalidad de este libro contribuye a cubrir esta necesidad, y está destinado a los estudiantes de las asignaturas de Electrónica Analógica I y II, correspondiente a la carrera de Bioingeniería de la Universidad Nacional de San Juan. Asimismo, será de utilidad para todo estudiante universitario de electrónica analógica en las carreras afines.

El texto se aboca a la resolución de diversos problemas con diferentes niveles de complejidad y con las debidas explicaciones para asegurar que el estudiante no solo comprenda la teoría, sino que también se sienta cómodo aplicándola.

El libro está organizado en 10 secciones, comenzando por las aplicaciones con los componentes activos discretos y avanzando hacia el amplificador operacional, como dispositivo integrado.
Los componentes que se tratan son: Diodo Semiconductor, Transistor Bipolar de Juntura, Transistor de Efecto de Campo, Dispositivos semiconductores de cuatro capas como los SCR, TRIAC y sus circuitos de disparo y los Amplificadores Operacionales.

Al inicio de cada sección se indican los conocimientos que se deben tener para afrontar la resolución de los problemas y se adiciona un cuestionario de múltiple opción con su correspondiente solución. Este último le permitirá al estudiante auto-evaluarse, y comprobar si los conceptos teóricos-prácticos están bien comprendidos.

El deseo profundo y constante de todo docente es que los estudiantes en la travesía del aprendizaje no solo adquieran el conocimiento, sino que lo transformen en herramientas para resolver nuevos desafíos, que le permitan perfeccionarse para su futuro profesional. Con este deseo se ha escrito este libro, como guía que los inspire a cuestionar y crear.

El Diodo y sus Aplicaciones

En esta sección se verán las aplicaciones del diodo, como el primer componente activo.
Para resolver los problemas es necesario contar con los conocimientos teóricos y prácticos que se detallan a continuación:

- Conocer la unión P-N y sus fundamentos.
- Conocer las formas de polarización de la unión P-N, y las características que presentan cada una de ellas.
- Comprender la característica tensión - corriente del diodo.
- Comprender la recta de carga del diodo como elemento de circuito.
- Entender el concepto de rectificación y conocer los tipos de circuitos rectificadores.
- Reconocer e interpretar la denominación, símbolo y especificación de los diodos rectificadores y zener.
- Conocer la conformación de la fuente de tensión de corriente continua y sus características.
- Conocer otros circuitos con diodos tales como recortadores, enclavadores, etc.

El Cuestionario 1 comprende los conceptos básicos de la Física de los semiconductores, Materiales P y N, la unión P-N, polarización Directa e Inversa y las aproximaciones de la característica del diodo.
Los conceptos básicos de fuente de tensión de corriente continua, incluyendo las etapas de rectificación y filtrado.

Cuestionario 1

1) Un semiconductor intrínseco presenta algunos huecos a temperatura ambiente causados por:
    a) El dopaje
    b) Rompimiento de enlaces covalentes
    c) Energía térmica
    d) Las opciones b) y c), son válidas
2) Un semiconductor intrínseco presenta algunos portadores de carga a temperatura ambiente causados por:
    a) Energía térmica
    b) Electrones de valencia
    c) Recombinación
    d) La ionización
3) Cada electrón de valencia en un semiconductor intrínseco establece un:
    a) Enlace covalente
    b) Hueco
    c) Electrón libre
    d) Recombinación.
4) A temperatura ambiente un cristal de silicio intrínseco se comporta como:
    a) Una batería
    b) Un aislante
    c) Un conductor
    d) Un hilo de cobre
5) Si quisiera producir un semiconductor tipo P. ¿Qué emplearía?:
    a) átomo aceptadores
    b) átomos donadores
    c) Impurezas pentavalentes
    d) Silicio
6) ¿Los huecos son minoritarios en un semiconductor tipo?:
    a) Pentavalente
    b) Tipo N
    c) Intrínseco
    d) Tipo P
7) ¿Cuantos electrones libres contiene un semiconductor tipo P?:
    a) Muchos
    b) Ninguno
    c) Sólo los producidos por la energía térmica
    d) El mismo número que de huecos
    e) Las opciones c) y d), son válidas
8) Los átomos de silicio se combinan en una estructura ordenada que recibe el nombre de:
    a) Enlace covalente
    b) Cristal
    c) Semiconductor
    d) Orbital de valencia

9) Una fuente de tensión es aplicada a un semiconductor tipo P. Si el extremo izquierdo del cristal es positivo, ¿en qué sentido circularán los portadores mayoritarios?:
    a) Hacia la izquierda
    b) Hacia la derecha
    c) En ninguna dirección
    d) Imposible de contestar
10) ¿Cuántos electrones hay en la orbital de valencia de un átomo de silicio dentro de un cristal?:
    a) 1
    b) 4
    c) 8
    d) 14
11) Los iones positivos son átomos que han:
    a) Ganado un protón
    b) Perdido un protón
    c) Ganado un electrón
    d) Perdido un electrón
12) ¿Cuál de los siguientes elementos no se puede mover?
    a) Huecos
    b) Electrones de valencia
    c) Iones
    d) Portadores mayoritarios
13) En un material tipo P, existen:
    a) Portadores de carga negativos
    b) Portadores de carga positivos
    c) Iones negativos
    d) Todas las opciones son válidas
14) En un material tipo N, existen:
    a) Portadores de carga negativos
    b) Portadores de carga positivos
    c) Iones positivos
    d) Todas las opciones son válidas
15) Una fuente de tensión es aplicada a un semiconductor tipo N. Si el extremo izquierdo del cristal es negativo, ¿en qué sentido circularán los portadores mayoritarios?
    a) En igual sentido que los minoritarios.
    b) En ninguna dirección, porque desaparecen.
    c) Hacia la izquierda
    d) Hacia la derecha
16) El material semiconductor más utilizado en dispositivos electrónicos es el:
    a) Germanio
    b) Carbón
    c) Cobre
    d) Silicio
17) La diferencia entre un aislante y un semiconductor es:

a) La banda prohibida es más amplia entre las bandas de valencia y de conducción
b) El número de electrones libres
c) La estructura atómica
d) Todas las respuestas son válidas

18) La banda de energía en la cual existen los electrones libres es la
a) Primera banda
b) Segunda banda
c) Banda de conducción
d) Banda de valencia

19) En un cristal semiconductor, los átomos se mantienen unidos por
a) La interacción de los electrones de valencia
b) Las fuerzas de atracción
c) Los enlaces covalentes
d) Todas las opciones son correctas

20) El número atómico del silicio es:
a) 8
b) 2
c) 4
d) 14

21) El número atómico del germanio es:
a) 8
b) 2
c) 4
d) 32

22) La capa de valencia en un átomo de silicio tiene la designación de número de:
a) 0
b) 1
c) 2
d) 3

23) Cada átomo de un cristal de silicio tiene
a) Cuatro electrones de valencia
b) Cuatro electrones de conducción
c) Ocho electrones de valencia, cuatro propios y cuatro compartidos
d) Ningún electrón de valencia porque todos son compartidos con otros átomos

24) Los pares de electrón-hueco se producen por
a) Recombinación
b) Energía térmica
c) Ionización
d) Dopado

25) Ocurre recombinación cuando
a) Un electrón cae en un hueco
b) Un ion positivo y un ion negativo se enlazan
c) Un electrón de valencia se convierte en un electrón de conducción
d) Se forma un cristal

26) La corriente en un semiconductor es producida por:

a) Sólo electrones
b) Sólo huecos
c) Iones negativos
d) Tanto electrones como huecos

27) En un semiconductor intrínseco
a) No hay electrones libres
b) Los electrones libres son producidos térmicamente
c) Sólo hay huecos
d) Hay tantos electrones como huecos
e) Respuestas b) y d), son válidas

28) El proceso de agregar impurezas a un semiconductor intrínseco se llama:
a) Dopado
b) Recombinación
c) Modificación atómica
d) Ionización

29) Se agregan impurezas trivalentes al silicio para crear:
a) Germanio
b) Un semiconductor tipo P
c) Un semiconductor tipo N
d) Una región de empobrecimiento

30) El propósito de una impureza pentavalente es:
a) Reducir la conductividad del silicio
b) Incrementar el número de huecos
c) Incrementar el número de electrones libres
d) Crear portadores minoritarios

31) Los portadores mayoritarios en un semiconductor tipo N son:
a) Huecos
b) Electrones de valencia
c) Electrones de conducción
d) Protones

32) Los huecos en un semiconductor tipo N son:
a) Portadores minoritarios producidos térmicamente
b) Portadores minoritarios producidos por dopado
c) Portadores mayoritarios producidos térmicamente
d) Portadores mayoritarios producidos por dopado

33) ¿A qué se debe la zona de deplexión?
a) Al dopaje
b) A la recombinación
c) A la barrera de potencial
d) A los iones
e) Las opciones c) y d), son válidas

34) La tensión que provoca el fenómeno de avalancha en el diodo, es cuando se supera:
a) La barrera de potencial
b) La zona de deplexión
c) La tensión de codo
d) La tensión de ruptura

35) Si aplicamos una tensión inversa de 20 V a un diodo, la tensión en la zona de deplexión sería de:
   a) 0 V
   b) 0,7 V
   c) 20 V
   d) Ninguna opción es válida
36) Cuando la tensión inversa crece de 5 V a 10 V, la zona de deplexión:
   a) Se reduce
   b) No le ocurre nada
   c) Crece
   d) Se rompe
37) La difusión de electrones libres a través de la unión de un diodo produce
   a) Polarización directa
   b) Polarización inversa
   c) Ruptura
   d) La zona de deplexión
38) En un diodo de silicio la corriente inversa es normalmente
   a) Muy pequeña
   b) Muy grande
   c) Cero
   d) Equivalente a la de polarización directa en el punto Q
39) En un circuito serie con un diodo de silicio, siendo V=10V, Rl= 1KΩ, utilizando la 2da Aproximación, el valor de la corriente por la carga es:
   a) 9,8 mA
   b) 10mA
   c) 9,3 mA
   d) Faltan datos
40) La tensión umbral de un diodo es aproximadamente igual a:
   a) La tensión aplicada
   b) La barrera de potencial
   c) La tensión de ruptura
   d) La tensión con polarización directa
41) En la segunda aproximación, ¿qué corriente hay en un diodo de silicio polarizado en inversa, siendo E= 30V y RL=1KΩ?
   a) 0
   b) -30 mA
   c) -30.7 mA
   d) Ninguna opción es válida
42) Si la resistencia dinámica del diodo es nula, la curva por encima de la tensión umbral es:
   a) Horizontal
   b) a 90º
   c) a 45º
   d) Ninguna opción es válida
43) La tensión en la carga en un circuito serie con diodo es cero. El problema puede deberse a:

a) Diodo en cortocircuito
b) Diodo abierto
c) La resistencia de carga es muy grande
d) Demasiada tensión de la fuente de alimentación

44) En un circuito serie con un diodo de silicio, siendo V=15V, Rl= 1KΩ, si el diodo estuviera abierto, la tensión en la carga es:
a) 0 V
b) 14,3 V, considerando la 2da aprox.
c) 15,7V, considerando la 2da aprox.
d) -15 V

45) En un circuito serie con un diodo de silicio en polarización directa, siendo V=15V, Rl= 1KΩ ¿Cuál es la corriente por la resistencia de carga si se emplea la tercera aproximación (siendo rd= 25Ω)?
a) 0 mA
b) 14,3 mA
c) 15 mA
d) 13.9mA

46) Cuando a un diodo se lo polariza en forma inversa, la influencia de la temperatura produce
a) Disminución de la tensión de ruptura
b) Aumento de la tensión de ruptura
c) Disminución de la corriente de fuga
d) Ninguna opción es válida

47) La tensión que provoca el fenómeno de avalancha en el diodo, es:
a) La barrera de potencial
b) Es debida a la zona de deplexión
c) La tensión de umbral
d) La tensión de ruptura

48) Si a un diodo se lo polariza en forma directa, y aumenta la tensión del campo externo
a) La corriente de fuga aumenta
b) La corriente directa aumenta
c) La tensión de umbral disminuye
d) Ninguna opción es válida

49) En la primera aproximación, siendo E= 10V y Rl= 5KΩ ¿qué corriente hay en un diodo de silicio polarizado en inversa?
a) 0
b) 2mA
c) 1,86 mA
d) Ninguna opción es válida

50) La tensión en la carga en un circuito serie con diodo es cero. El problema se debe a:
a) Diodo en cortocircuito
b) La tensión de la fuente de alimentación es cero
c) La resistencia de carga abierta
d) Diodo abierto
e) Las opciones b), c) y d), son válidas.

51) En un circuito serie con un diodo de silicio, siendo V=10V, Rl= 1KΩ ¿Cuál es la corriente por la resistencia de carga si se emplea la segunda aproximación?
   a) 0 mA
   b) 9.8 mA
   c) 10 mA
   d) Ninguna opción es válida
52) Si a un diodo se lo polariza en forma directa, y aumenta la temperatura:
   a) La corriente aumenta levemente
   b) La corriente disminuye, contrarrestada por los portadores minoritarios que aumentan
   c) La tensión de ruptura aumenta
   d) Ninguna opción es válida
53) En un circuito serie con un diodo de silicio (considerando la 2da aproximación), siendo V=+/-20V, Rl= 1KΩ, la tensión inversa que cae en él, es:
   a) 19,3 V
   b) 0 V
   c) 20 V
   d) -20 V
54) Si a la Unión P-N se la polariza en forma directa, al disminuir la temperatura:
   a) Disminuye notablemente la corriente directa
   b) Produce una disminución de portadores de carga minoritarios
   c) Aumenta los portadores mayoritarios
   d) Ninguna opción es válida
55) Cuando un diodo está polarizado en directa y el voltaje de polarización se incrementa, la corriente de polarización en directa:
   a) Se incrementa
   b) Se reduce levemente
   c) No cambia
   d) La respuesta es relativa
56) Cuando un diodo está polarizado en directa y el voltaje de polarización se incrementa, el voltaje a través del diodo (con la primera aproximación):
   a) Se incrementa notablemente
   b) Se reduce levemente
   c) No cambia
   d) La respuesta es relativa
57) Cuando un diodo está polarizado en inversa y el voltaje de polarización se incrementa, la corriente en inversa (con la primera aproximación):
   a) Se incrementa levemente
   b) Se reduce notablemente
   c) No cambia
   d) La respuesta es relativa
58) Cuando un diodo está polarizado en inversa y el voltaje de polarización se incrementa, la corriente (con la 3era aproximación):
   a) Se incrementa
   b) Se reduce notablemente
   c) No cambia
   d) La respuesta es relativa

59) Cuando un diodo está polarizado en directa y el voltaje de polarización se incrementa, el voltaje a través del diodo (con la 3era aproximación):
   a) Se incrementa
   b) Se reduce levemente
   c) No cambia
   d) La respuesta es relativa
60) Si la corriente de polarización en directa en un diodo se incrementa, el voltaje en el diodo (con la segunda aproximación):
   a) Se incrementa levemente
   b) Se reduce notablemente
   c) No cambia
   d) La respuesta es relativa
61) Si la corriente de polarización en directa en un diodo se reduce, el voltaje en el diodo (con la 3era aproximación):
   a) Se incrementa
   b) Se reduce
   c) No cambia
   d) La respuesta es relativa
62) Si se excede el potencial de barrera de un diodo, la corriente de polarización en directa:
   a) Se incrementa
   b) Se reduce notablemente
   c) No cambia
   d) La respuesta es relativa
63) Se forma una unión PN mediante:
   a) La recombinación de electrones y huecos
   b) Ionización
   c) El límite de un material tipo N y uno tipo P
   d) El choque de un protón y un neutrón
64) La región de empobrecimiento se crea por:
   a) Ionización
   b) Difusión
   c) Recombinación
   d) Todas las opciones son correctas
65) La región de empobrecimiento se compone de:
   a) Solo de portadores minoritarios
   b) Iones positivos y negativos
   c) Ningún portador mayoritario
   d) Respuestas b) y c)
66) El término polarización es:
   a) La relación de los portadores mayoritarios a los portadores minoritarios
   b) La cantidad de corriente a través de un diodo
   c) Un voltaje de cc aplicado para controlar la operación de un dispositivo
   d) El voltaje sobre el dispositivo
67) Para polarizar en directa un diodo, se aplica un voltaje externo:
   a) positivo en el ánodo y negativo en el cátodo
   b) negativo en el ánodo y positivo en el cátodo

c) positivo en la región P y negativo en la región N
d) Las respuestas a) y c), son correctas

68)Cuando un diodo está polarizado en directa
a) La única corriente es la de huecos
b) La única corriente es la de electrones
c) La única corriente es la producida por los portadores mayoritarios
d) La corriente es producida tanto por los huecos como por los electrones

69)En el diodo con polarización en inversa,
a) Hay algo de corriente debido a los portadores mayoritarios
b) Hay una corriente muy pequeña debido a los portadores minoritarios
c) Hay una corriente de avalancha
d) No hay corriente

70)Para un diodo de silicio, el valor del voltaje de polarización en directa en general:
a) Debe ser mayor que 0.3 V.
b) Debe ser mayor que 0.7 V.
c) Depende el ancho de la región de empobrecimiento.
d) Depende de la concentración de portadores mayoritarios.

71)Cuando se polariza en directa un diodo:
a) Bloquea la corriente.
b) Conduce corriente.
c) Tiene una alta resistencia.
d) Reduce un voltaje grande.

72)Un diodo opera normalmente en:
a) La condición de ruptura con polarización en inversa.
b) La región de polarización en directa.
c) La región de polarización en inversa.
d) Las opciones b) y (c), son válidas.

73)La resistencia dinámica puede ser importante cuando un diodo:
a) Se conecta a una resistencia de carga, grande.
b) Se polariza en directa, con resistencia de carga pequeña.
c) Se encuentra en la condición de ruptura con polarización en inversa.
d) Ninguna opción es válida.

74)La curva V-I para un diodo muestra:
a) El voltaje a través del diodo con una corriente dada.
b) La cantidad de corriente con un voltaje de polarización dado.
c) La disipación de potencia.
d) Ninguna de las opciones es válida.

75)Idealmente, un diodo puede ser representado por:
a) Una fuente de voltaje de 0.7 V, si es de silicio
b) Una resistencia, del valor de su resistencia dinámica
c) Un interruptor
d) Todas las opciones son válidas

76)Con la segunda aproximación, en el diodo:
a) El potencial de barrera se toma en cuenta
b) La resistencia dinámica con polarización en directa se toma en cuenta
c) Ninguna opción es válida

d) Las opciones a) y b), son válidas

77) En el modelo del diodo, con la 3era aproximación:
   a) El potencial de barrera se toma en cuenta
   b) Se utiliza cuando la resistencia de carga es grande
   c) La resistencia dinámica con polarización en directa se toma en cuenta
   d) Las opciones a) y c) son correctas.
   e) Es el más comúnmente utilizado

78) Con la misma tensión en el secundario y el mismo filtro, ¿cuál de los siguientes elementos produce mayor rizado en la carga?
   a) un rectificador de onda completa
   b) un rectificador de media onda
   c) un puente rectificador
   d) faltan datos para responder

79) En una FT con rectificador puente estando conectada la carga, si condensador está abierto, ¿Cómo se ve la tensión en la carga en un osciloscopio?
   a) Una línea horizontal a 0V
   b) Una señal de media onda
   c) Una señal de onda completa
   d) Salida con riple

80) En una FT de corriente continua que utiliza un rectificador tipo puente, con transformador conectado a la red (220V/50 Hz); si la tensión en la carga presenta un rizado de 50 Hz es porque:
   a) Hay un diodo abierto
   b) El condensador está abierto
   c) No hay ninguna falla
   d) El arrollamiento del secundario está abierto.

81) En una FT de CC que utiliza un transformador de punto medio 220/6+6 Vrms con rectificador de onda completa y utilizando la primera aproximación; el valor de la tensión en la carga es:
   a) 7,08V
   b) 7,78V
   c) 5,4V
   d) 4,7 V

82) En una FT de CC que utiliza un transformador 220/9 Vrms con rectificador puente y utilizando la segunda aproximación, la tensión medida en la carga es de:
   a) 4,05V
   b) 11,32V
   c) 8,1V
   d) 6.7V

83) En una FT de CC que utiliza un transformador 220/9 Vrms, con rectificador puente y utilizando la segunda aproximación, la tensión inversa que soportan los diodos es de:
   a) 12,72V
   b) 8,1V
   c) 9V
   d) Ninguna opción es válida

84) En una FT de CC, que utiliza un rectificador con transformador de punto medio 220/6+6 Vrms con rectificador de onda completa, la tensión inversa que soportan los diodos es de:
   a) 12V
   b) 16,97V
   c) 6V
   d) 8,48
85) En una FT corriente continua ¿Cómo es la corriente de pico repetitiva de los diodos del rectificador puente, en relación con la corriente directa de CC?
   a) Es aproximadamente igual
   b) Faltan datos para la respuesta
   c) Es 0,5 Icc.
   d) Es mayor
86) En una FT de corriente continua, que utiliza un rectificador tipo puente con transformador 220V/15Vrms, la tensión inversa que soportan los diodos considerándolos ideales es de:
   a) 15V
   b) 13,5V
   c) 21,2V
   d) 6,75V
87) En una FT de corriente continua que utiliza un rectificador de onda completa con transformador de punto medio 220/24+24Vrms, la tensión inversa que soportan los diodos considerándolos ideales es de:
   a) 24V
   b) 33,9V
   c) 67.8V
   d) 48 V
88) Si la tensión del secundario es de 10 Vrms y es necesario reemplazar uno de los diodos del puente rectificador y solo se dispone de diodos zener de 5V, ¿es posible su utilización?
   a) No
   b) Si, conectando 3 diodos zener en serie con la polaridad invertida a la del diodo que se reemplaza
   c) Si, conectando 2 diodos zener en serie unidos por los cátodos.
   d) Si, conectando 3 diodos zener en serie con igual polaridad que el diodo que se reemplaza.
89) Si se utiliza un transformador 220/9 Vrms con rectificador puente, y es necesario reemplazar uno de los diodos del puente rectificador y solo se dispone de diodos zener de 5V, es posible su utilización?
   a) No
   b) Si, conectando 3 diodos zener en serie con igual polaridad que el diodo que se reemplaza.
   c) Si, conectando 3 diodos zener en serie con la polaridad invertida a la del diodo que se reemplaza
   d) Si, conectando 2 diodos zener en serie unidos por los cátodos.
90) En una FT corriente continua que utiliza un rectificador tipo puente con transformador 220V/15Vrms, y es necesario reemplazar uno de los diodos del

rectificador y solo se dispone de diodos zener de 12V, es posible su utilización?
   a) No
   b) Si, conectando 2 diodos zener con la polaridad invertida a la del diodo que se reemplaza
   c) Si, conectando 2 diodos zener en serie con igual polaridad que el diodo que se reemplaza.
   d) Si, conectando 2 diodos zener en serie unidos por los cátodos.

91) Si se utiliza un transformador 220/6+6 Vrms, y si es necesario reemplazar uno de los diodos del rectificador y solo se dispone de diodos zener de 10V, es posible su utilización?
   a) No
   b) Si, conectando 2 diodos zener en serie con la polaridad invertida a la del diodo que se reemplaza
   c) Si, conectando 2 diodos zener en serie unidos por los cátodos.
   d) Si, conectando 2 diodos zener en serie con igual polaridad que la del diodo que se reemplaza.

92) En una FT corriente continua, que utiliza un rectificador tipo puente, con transformador conectado a la red (220V/50 Hz). ¿Qué tensión de pico en la entrada de la etapa de filtrado se obtiene, si la tensión en el secundario del transformador es de 15Vrms? Emplee la 2da. Aproximación.
   a) 9,2 V
   b) 19,8 V
   c) c) 15 V
   d) 24,34 V

93) En una FT corriente continua, que utiliza un rectificador con transformador de punto medio, conectado a la red (220V/50 Hz); ¿Qué tensión de pico en la entrada de la etapa de regulación se obtiene, si la tensión en el secundario del transformador es de 10 + 10 Vrms?. Emplee la 2da. Aproximación.
   a) 14,14 V
   b) 9 V
   c) 13,44 V
   d) 12,74 V

94) En una FT corriente continua, con transformador conectado a la red (220V/50 Hz) y rectificador puente; ¿Qué tensión de pico en la entrada de la etapa de filtrado se obtiene, si la tensión en el secundario del transformador es de 20 Vrms?. Emplee la 2da. Aproximación.
   a) 16,6 V
   b) 26,88 V
   c) 20 V
   d) 27,5 V

95) En una FT corriente continua, que utiliza un rectificador con transformador de punto medio, conectado a la red (220V/50 Hz), ¿Qué tensión de pico en la entrada de la etapa de regulación se obtiene, si la tensión en el secundario del transformador es de 15 + 15 Vrms?. Emplee la 2da. Aproximación.
   a) 20,5 V
   b) 21,21 V
   c) 12,8 V

d) 41,72 V

96) En una FT corriente continua, que utiliza un rectificador tipo puente, con transformador 220V/15Vrms conectado a la red: ¿Qué tensión de pico en la entrada de la etapa de filtrado se obtiene? Emplee la 2da. Aproximación.
   a) 9,2 V
   b) 15 V
   c) 24,34 V
   d) 19,8 V

97) En una FT corriente continua, que utiliza un rectificador con transformador de punto medio 220/24+24Vrms, conectado a la red, ¿Qué tensión de pico en la entrada de la etapa de regulación se obtiene, si se emplea la 2da. Aproximación?
   a) 33,2 V
   b) 32,5 V
   c) 20,9 V
   d) 22,6 V

98) En una FT corriente continua, que utiliza un rectificador tipo puente, con transformador conectado a la red (220V/50 Hz), si la tensión del secundario es de 12,7 Vrms y el voltímetro de CC indica en la carga 11,4 V; ocurre que:
   a) El arrollamiento del secundario está abierto
   b) El condensador está abierto
   c) La resistencia de carga abierta
   d) No hay conexión del punto de ánodo común del puente, a masa.

99) En una FT corriente continua, que utiliza un rectificador con transformador de punto medio, conectado a la red (220V/50 Hz); si la tensión de la mitad del secundario es de 24 Vrms y el voltímetro de CC indica en la carga 21,6 V; ocurre que:
   a) El arrollamiento del secundario está abierto
   b) La resistencia de carga abierta
   c) No hay conexión del punto de ánodo común del puente, a masa.
   d) El condensador está abierto

100) En una FT corriente continua que utiliza un rectificador con transformador de punto medio, conectado a la red (220V/50 Hz), si la tensión de la mitad del secundario es de 12 Vrms y el voltímetro de CC indica en la carga 10,8 V; ocurre que:
   a) El arrollamiento del secundario está abierto
   b) La resistencia de carga abierta
   c) El condensador está abierto
   d) No hay conexión del punto de ánodo común del puente, a masa.

101) Si se utiliza un transformador 220/6+6 Vrms, si el voltímetro de CC indica en la carga 5,4 V; ocurre que:
   a) El arrollamiento del secundario está abierto
   b) La resistencia de carga abierta
   c) No hay conexión del punto de ánodo común del puente, a masa.
   d) El condensador está abierto

102) En una FT corriente continua, que utiliza un rectificador tipo puente, con transformador 220V/15Vrms conectado a la red, con la etapa de filtrado conectada y el voltímetro de CC en la carga indica 13,5 V; ocurre que:
   a) El condensador está abierto
   b) El arrollamiento del secundario está abierto
   c) La resistencia de carga abierta
   d) No hay conexión del punto de ánodo común del puente, a masa.

103) En una FT corriente continua, que utiliza un rectificador con transformador de punto medio 220/24+24Vrms, conectado a la red: Si el voltímetro de CC indica en la carga 21,6 V; ocurre que:
   a) El arrollamiento del secundario está abierto
   b) El condensador está abierto
   c) La resistencia de carga abierta
   d) No hay conexión del punto medio del transformador a masa.

104) En una FT de CC, si se duplica la capacidad del filtro, ¿cuál será el efecto en la carga?
   a) El ripple disminuye a la mitad
   b) El ripple aumenta al doble
   c) La corriente en la carga se disminuye a la mitad
   d) Se duplica la frecuencia de la componente de alterna en la carga

105) En una FT, que utiliza un rectificador con transformador de punto medio 220/6+6 Vrms, al adicionar la etapa de filtrado, la tensión en la carga es aproximadamente:
   a) 5,4 V
   b) 8,48V
   c) 16,97V
   d) Ninguna opción es válida

106) Si se aumenta la capacidad del filtro, ¿cuál será el efecto en la corriente de pico repetitiva por los diodos del rectificador?
   a) Disminuye el valor de pico
   b) Aumenta el valor de pico
   c) No varía el tiempo de conducción por los diodos, disminuyendo el ripple
   d) Se aumenta el tiempo de conducción por los diodos

107) En una FT de CC sin incluir la etapa de regulación, si se aumenta el consumo en la carga, la tensión presenta:
   a) un mayor rizado, aumentando el valor de CC
   b) un menor rizado
   c) un mayor rizado, disminuyendo el valor de CC
   d) Ninguna opción es válida

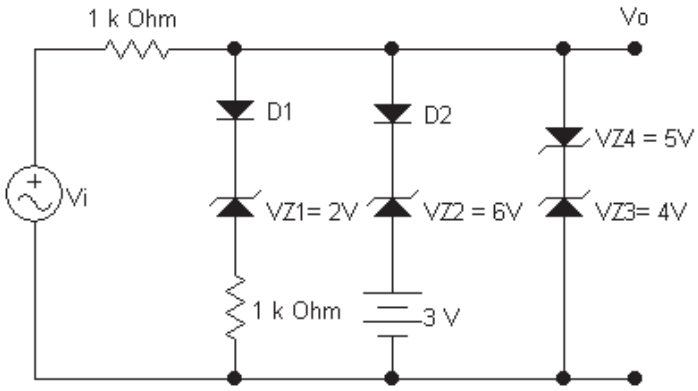
108) Si se disminuye a la mitad la capacidad del filtro, ¿cuál será el efecto en la carga?
   a) El ripple disminuye a la mitad y el valor de tensión de CC aumenta
   b) La corriente en la carga se disminuye a la mitad
   c) Se duplica la frecuencia de la componente de alterna en la carga
   d) El ripple aumenta al doble y el valor de tensión de CC disminuye

Solución:

1) d)	12) c)	23) c)	34) d)	45) d)	56) c)	67) d)	78) b)	89) b)	100) c)
2) a)	13) d)	24) b)	35) c)	46) d)	57) c)	68) d)	79) c)	90) c)	101) d)
3) a)	14) d)	25) a)	36) c)	47) d)	58) c)	69) b)	80) a)	91) d)	102) a)
4) b)	15) d)	26) d)	37) d)	48) b)	59) a)	70) b)	81) c)	92) b)	103) b)
5) a)	16) d)	27) e)	38) a)	49) a)	60) c)	71) b)	82) c)	93) c)	104) a)
6) b)	17) d)	28) a)	39) c)	50) e)	61) b)	72) d)	83) a)	94) b)	105) b)
7) c)	18) c)	29) b)	40) b)	51) d)	62) a)	73) b)	84) b)	95) a)	106) b)
8) b)	19) d)	30) c)	41) a)	52) a)	63) c)	74) a)	85) d)	96) d	107) c)
9) b)	20) d)	31) c)	42) b)	53) d)	64) d)	75) c)	86) c)	97) a)	108) d)
10) c)	21) d)	32) a)	43) b)	54) b)	65) d)	76) a)	87) c)	98) b)	
11) d)	22) d)	33) c)	44) a)	55) a)	66) c)	77) d)	88) d)	99) d)	

Problema 1

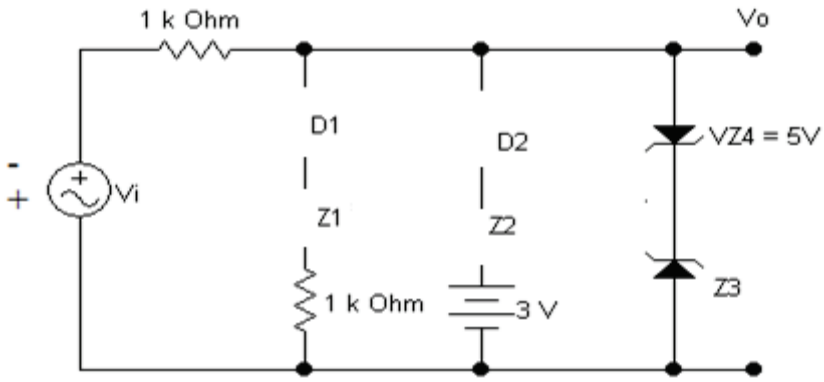
Trazar la función de transferencia, indicando las ecuaciones de Vo=f(Vi) y el estado de los diodos en cada región. Considerar la 2da aproximación.



Solución:

Considerando Vi negativa

-∞< Vi ≤ Vi límite 1



D1 y D2 en OFF

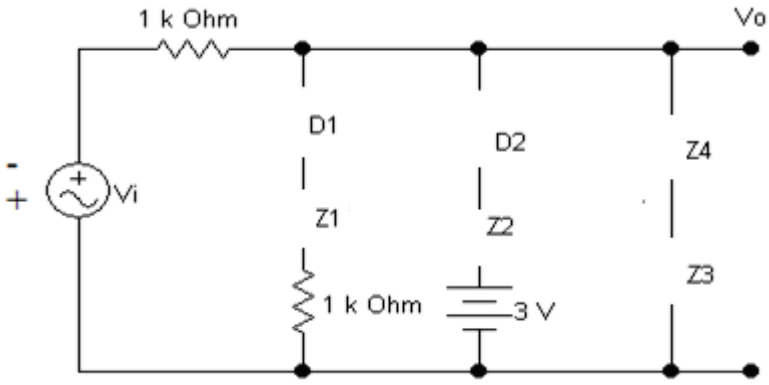
La tercera rama conduce →

Z3 (PD) ON y Z4 (PI) ON

Vo = -5.7V

Siendo Vi límite 1=-5.7V

-5,7V ≤ Vi ≤ 0V



Z4 están en OFF →

No circula corriente por ninguna rama

Vo = Vi

Considerando Vi positiva

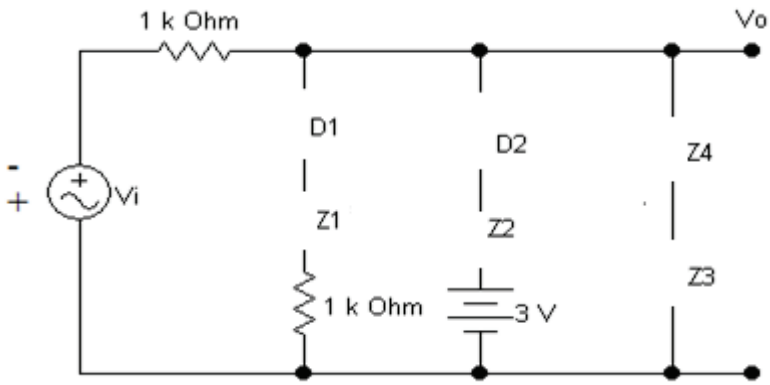
0V ≤ Vi≤ 2,7V

Todas las ramas están abiertas

El valor límite de Vi será

→(VuD1+Vz1) = 2,7V

Vo=Vi



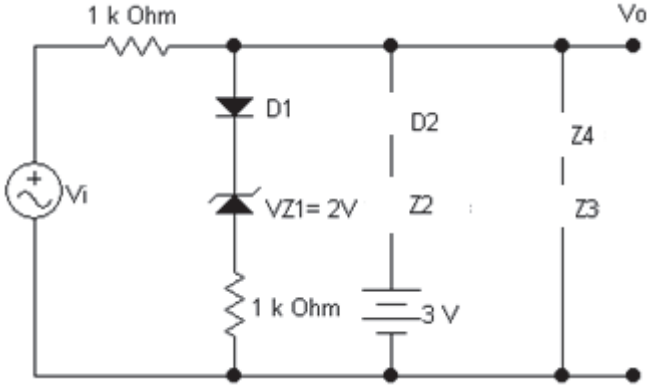
2,7V ≤ Vi ≤ Vi límite 2

D1(ON), Z1(PI) ON y el resto de los diodos están en OFF

Vo = 2,7V+I *1KΩ

=2,7V+[(Vi-2,7V)/2KΩ]*1KΩ=

Vo= 1,35V+(Vi/2)



El límite será cuando el Z3 en PI pase de OFF → ON

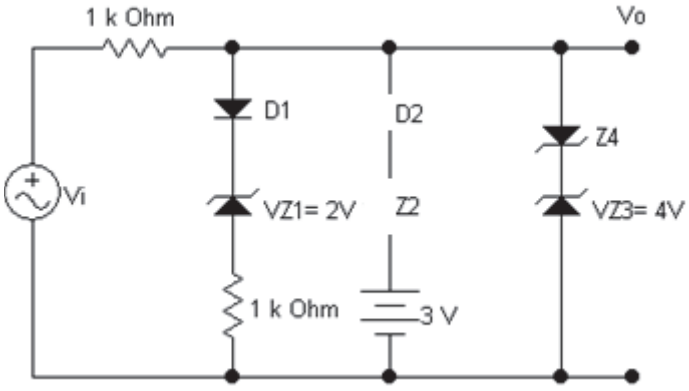
Vo= 4,7V=1,35V+(Vi límite 2/2) →

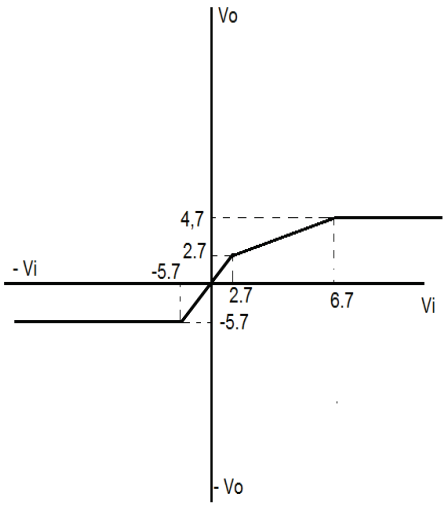
Vi límite 2= 6,7V

6,7V ≤ Vi <+∞

D1, Z1(PI), Z4 (PD), Z3 (PI) en ON y D2, Z2 en OFF

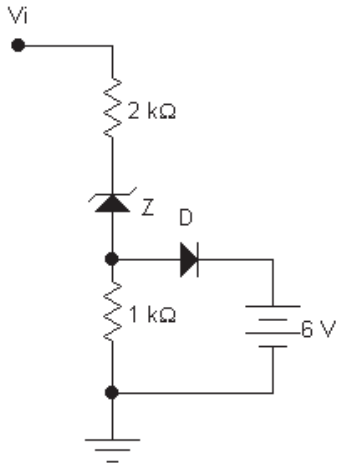
Vo= 4,7V





Problema 2

Dado el circuito de la figura, indicar en forma razonada el estado de cada uno de los diodos y las ecuaciones de corrientes por ellos en función de Vi.
Nota: Considerar los diodos con la 2da Aproximación: (Siendo VD= 1V, rd= 0Ω y Vz= 6V)



Solución

Vi límite 1 ≤ Vi <+∞

D: ON, Z: ON (PI)

$$\boldsymbol{IZ} = \frac{Vi - (VZ + VD + 6V)}{2K\Omega} = \frac{\boldsymbol{Vi - 13V}}{\boldsymbol{2K\Omega}}$$

$$ID = IZ - \frac{(VD + 6V)}{1K\Omega} = IZ - 7mA$$

$$\boldsymbol{ID} = \frac{Vi - 13V}{2K\Omega} - 7mA = \frac{\boldsymbol{Vi - 27V}}{\boldsymbol{2K\Omega}}$$

Cuando Vi = 27V = Vi límite 1, luego ID = 0mA

Vi límite 2 ≤ Vi ≤ 27V

D: OFF, Z: ON (PI)

$$\boldsymbol{ID = 0mA}$$

$$\boldsymbol{IZ} = \frac{\boldsymbol{Vi - 6V}}{\boldsymbol{3K\Omega}}$$

Cuando IZ = 0 mA → Vi límite 2 = 6V

Vi límite 3≤ Vi ≤6V

D: OFF, Z: OFF hasta que se polarice en forma directa con Vi límite 3=VD=-1V

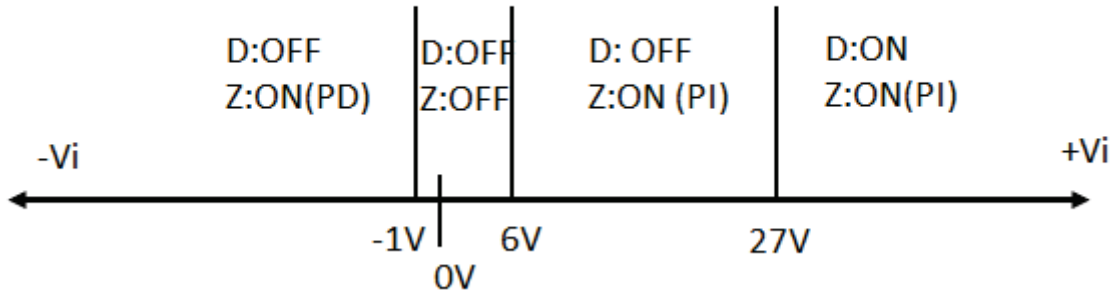
$$\boldsymbol{ID = 0mA}$$
$$\boldsymbol{IZ = 0mA}$$

$$Vi \leq -1V$$

D: OFF, Z: ON(PD)

$$\boldsymbol{ID = 0mA}$$

$$\boldsymbol{IZ = \frac{-Vi + 6V}{3K\Omega}}$$

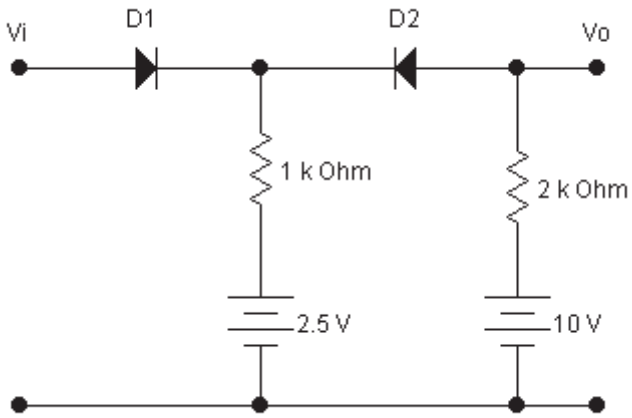


Problema 3

Dado el siguiente circuito, siendo los diodos ideales:

a) Calcular las funciones: Id1= f(Vi), Id2= f(Vi) y Vo= f(Vi) indicando los diferentes estados de los diodos.

b) **Graficar las funciones antes calculadas.**



Solución:

a) Con polaridad positiva de Vi:

$$0V \leq Vi \leq Vi\ límite\ 1$$

D1: OFF y D2: ON

$$\boldsymbol{ID1 = 0mA}$$

$$\boldsymbol{ID2 = \frac{(10V - 2.5V)}{3K\Omega}}$$

$$\boldsymbol{Vo} = ID2 * 2K\Omega - 10V = \boldsymbol{5V}$$

Cuando Vi = 5V = Vi límite 1, el diodo comenzará a conducir.

$$5V \leq Vi \leq Vi\ límite\ 2$$

D1: ON y D2: ON

$$Vi = (ID1 + ID2) * 1K\Omega + 2.5V$$

$$Vo = Vi = 10V - ID2 * 2K\Omega \Rightarrow \boldsymbol{ID2 = \frac{(10V - Vi)}{2K\Omega}}$$

Reemplando ID2 en Vi, resulta:

$$Vi = ID1 * 1K\Omega + \frac{(10V - Vi)}{2K\Omega} * 1K\Omega + 2.5\text{V} \Rightarrow ID1$$

$$\boldsymbol{ID1 = \frac{3 * Vi}{2K\Omega} - \frac{7.5V}{1K\Omega}}$$

$$\boldsymbol{Vo = Vi}$$

La Vi límite 2, será cuando D2 deje de conducir:

$$ID2 = 0mA = \frac{(10V - Vi\ límite\ 2)}{2K\Omega} \Rightarrow \boldsymbol{Vi\ límite\ 2 = 10V}$$

$$10V \leq Vi < +\infty$$

D1: ON, D2: OFF

$$\boldsymbol{ID2 = 0mA}$$

$$\boldsymbol{ID1 = \frac{(Vi - 2.5V)}{1K\Omega}}$$

$$\boldsymbol{Vo = 10V}$$

Con polaridad negativa de Vi:

$$-\infty \leq Vi \leq 0V$$

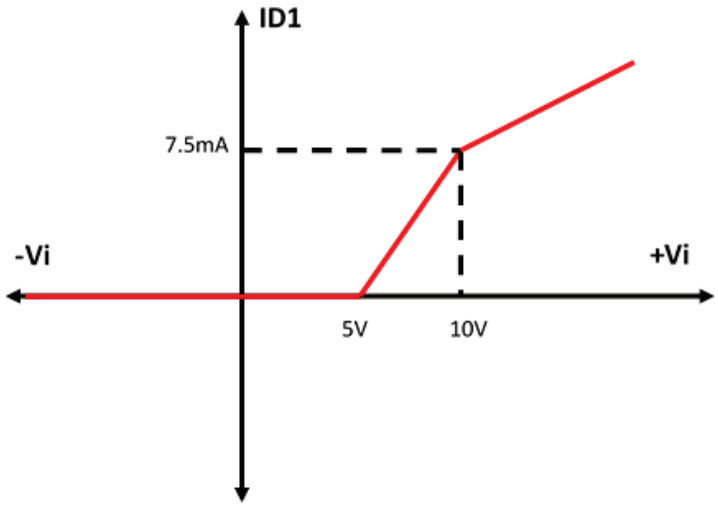
D1: OFF, D2: ON

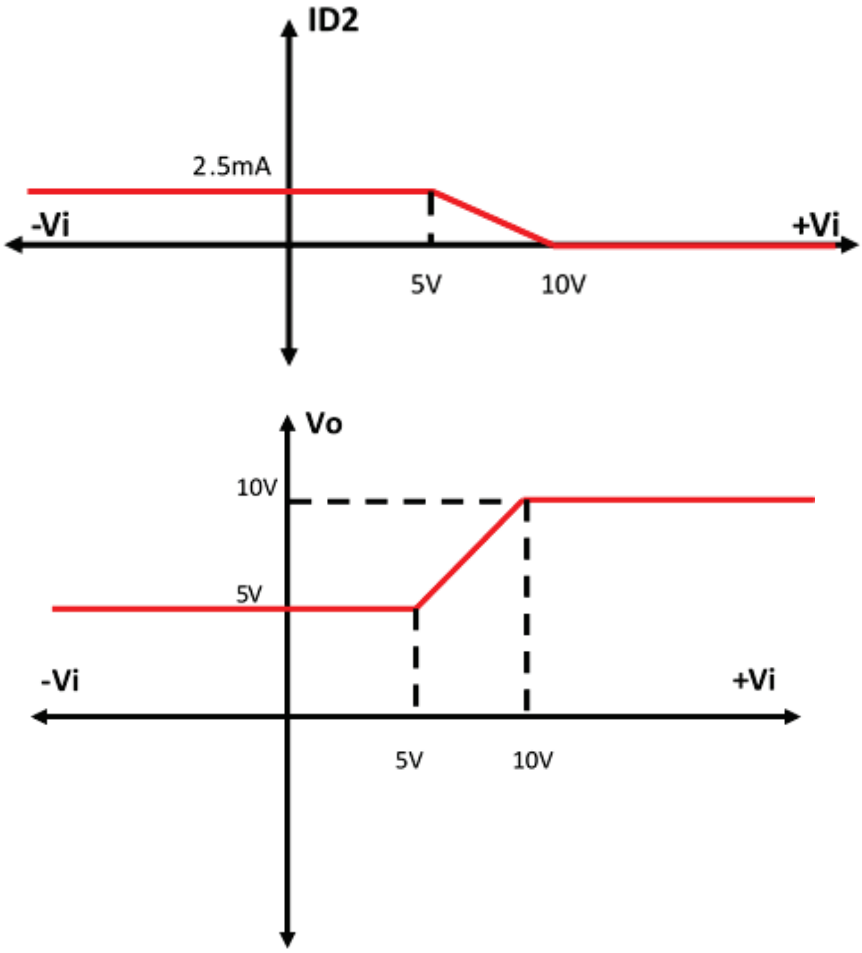
$$\boldsymbol{ID1 = 0mA}$$

$$\boldsymbol{ID2 = \frac{(10V - 2.5V)}{3K\Omega} = 2.5mA}$$

$$\boldsymbol{Vo} = 10V - ID2 * 2K\Omega = \boldsymbol{5V}$$

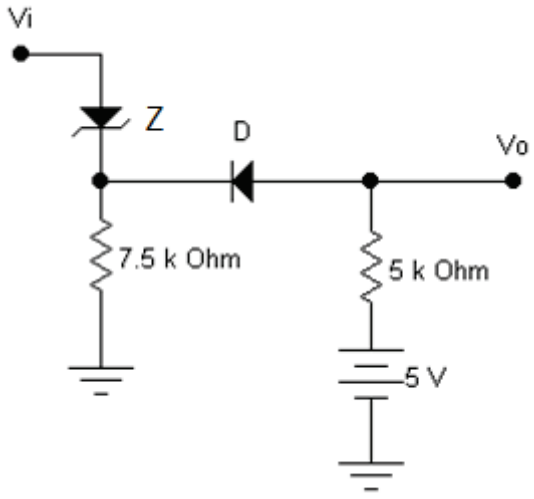
b)





Problema 4

Para el circuito con diodos de la figura, hallar Vo= f (Vi), siendo que Vi ∈ [−∞ +∞]. Indicar en cada tramo: el rango de Vi para el cual vale la expresión de Vo y el estado de los diodos, considerando que los diodos son ideales y Vz= 5V. Graficar.



Solución:

$$-\infty \leq Vi \leq Vi\ límite\ 1$$

D: ON y Z: ON (PI)

$$\boldsymbol{Vo = Vz + Vi = 5V + Vi}$$

La Vi límite 1 será cuando el diodo zener deje de conducir:

$$\text{siendo } Vo = VZ - IZ * 5K\Omega = 5V - \frac{5V}{(7.5+5)K\Omega} * 5K\Omega = 3V = 5V + Vi\ límite 1 \Rightarrow$$
$$Vi\ límite\ 1 = -2V$$

$$-2V \leq Vi \leq Vi\ límite\ 2$$

D: ON y Z: OFF

$$\boldsymbol{Vo = 3V}$$

La Vi límite 2 será cuando el diodo zener comience a conducir en polarización directa:

$$Vi\ límite\ 2 = Vo = 3V$$

$$3V \leq Vi \leq Vi\ límite\ 3$$

D: ON y Z: ON (PD)

$$\boldsymbol{Vo = Vi}$$

La Vi límite 3 será cuando el diodo D deje de conducir:

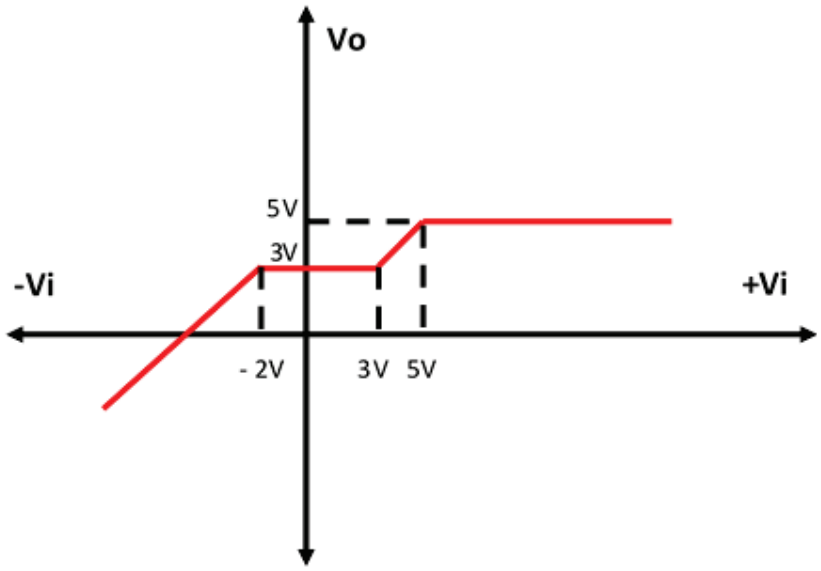
$$Vi\ límite\ 3 = 5V$$

$$5V \leq Vi \leq +\infty$$

D: OFF y Z: ON (PD)

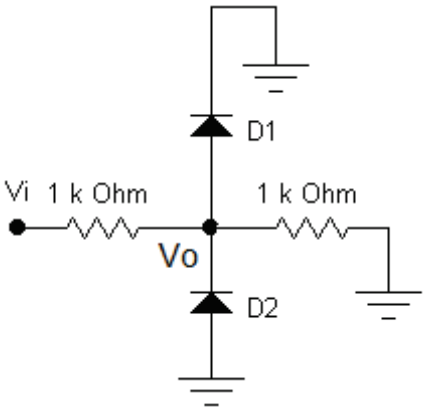
$$\boldsymbol{Vo = 5V}$$

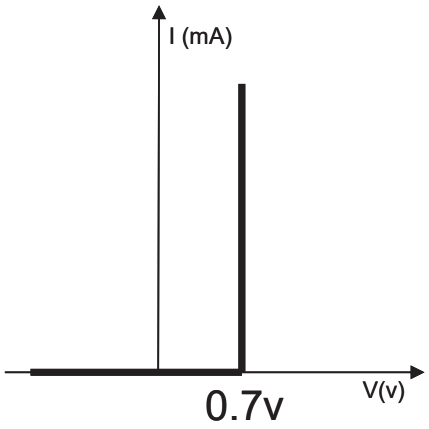
Graficando:



Problema 5

Hallar las ecuaciones de Vo según los rangos de la tensión de entrada, los estados de los diodos y graficar. Considerar que Vi varía entre -∞ a +∞.





Solución:

$$0V \leq Vi \leq Vlimite\ 1$$

D2: OFF y D1: OFF

$$\boldsymbol{Vo} = \frac{1K\Omega}{2K\Omega} * Vi = \frac{\boldsymbol{Vi}}{\boldsymbol{2}}$$

La Vi límite 1 será cuando la señal de entrada Vi alcance a polarizar al diodo D1, luego:

$$Vo = 0.7V = \frac{1K\Omega}{2K\Omega} * Vi\ límite\ 1 \Rightarrow Vi\ límite\ 1 = 1.4V$$

$$1.4\ V \leq Vi < +\infty$$

D2: OFF y D1: ON

$$\boldsymbol{Vo = 0.7V}$$

$$Vlimite\ 2 \leq Vi \leq 0V$$

D2: OFF y D1: OFF

$$\boldsymbol{Vo} = \frac{1K\Omega}{2K\Omega} * Vi = \frac{\boldsymbol{Vi}}{\boldsymbol{2}}$$

La Vi límite 2 será cuando la señal de entrada Vi alcanza a polarizar al diodo D2, luego:

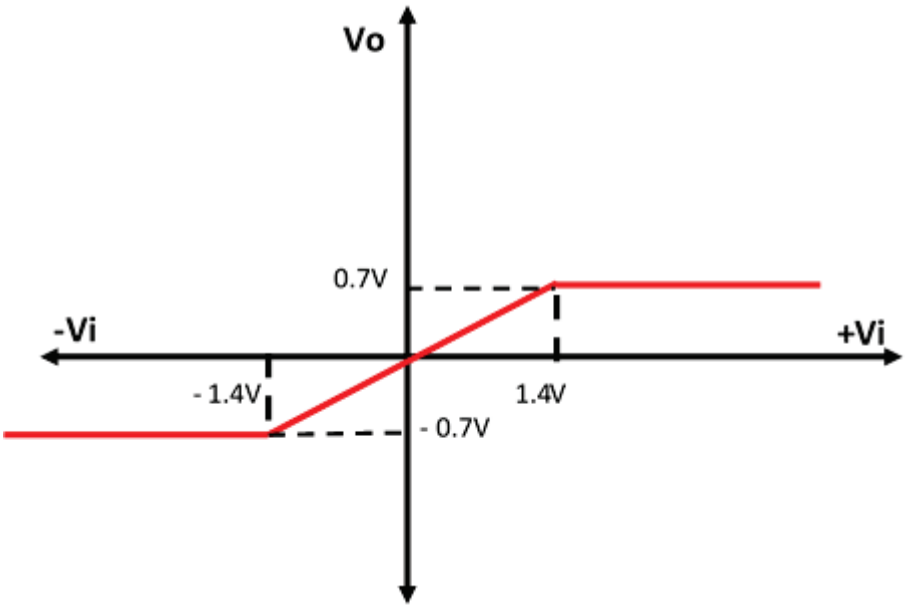
$$Vo = -0.7V = \frac{1K\Omega}{2K\Omega} * Vi\ límite\ 2 \Rightarrow Vi\ límite\ 2 = -1.4V$$

$$-\infty < Vi \leq -1.4\ V$$

D2: ON y D1: OFF

$$\boldsymbol{Vo = -0.7V}$$

Graficando:

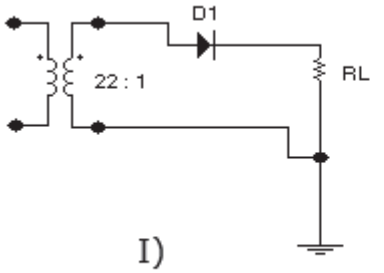


Problema 6

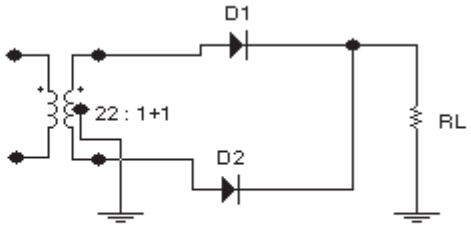
Determinar en cada diodo de los circuitos rectificadores siguientes:

a) Los valores de corriente directa y tensión de pico inversa. Comparar resultados. La tensión de alimentación Vi= 220V rms y la carga es de 1KΩ. Suponer diodos ideales.

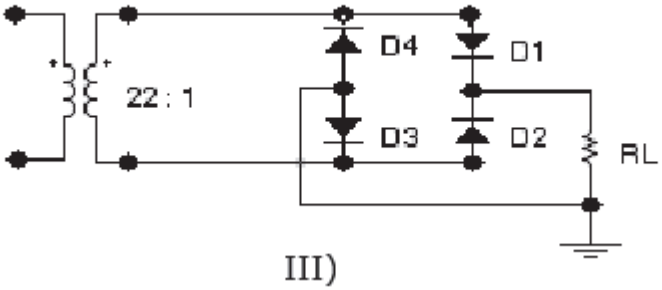
b) Indicar en todo el secundario, con línea de color azul la circulación de la corriente durante el semiciclo negativo y con líneas de color rojo, la circulación de la corriente durante el semiciclo positivo.



I)



II)



III)

Solución:

a)

Caso I)

Relación del transformador=22/1=V1/V2=220V rms/ V2 rms→ V2 rms=220V/22=10V
Por tratarse de un rectificador de media onda, la tensión media en la carga será:

$$VRLmedia = \frac{V2\ p}{\pi} = \frac{V2\ rms * \sqrt{2}}{\pi} = 0.45 * V2\ rms = 4.5\ V$$

$$\boldsymbol{IF = IRL} = \frac{VRLmedia}{RL} = \frac{4.5V}{1K\Omega} = \boldsymbol{4.5mA}$$

$$\boldsymbol{VPI} = Vp\ del\ secundario = \sqrt{2} * V2\ rms = \boldsymbol{14.142\ V}$$

Caso II)

Relación del transformador=22/1+1=V1/2*V2=220Vrms/V2rms→
V2 rms=220V/22=10V
Por tratarse de un rectificador de onda completa, la tensión media en la carga será:

$$VRLmedia = 2 * \frac{V2\ p}{\pi} = 2 * \frac{V2\ rms * \sqrt{2}}{\pi} = 0.9 * V2\ rms = 9\ V$$

$$IRL = \frac{VRLmedia}{RL} = \frac{9V}{1K\Omega} = 9mA$$

$$\boldsymbol{IF} = \frac{IRL}{2} = \boldsymbol{4.5mA}$$

$$\boldsymbol{VPI} = Vp\ del\ secundario\ completo = 2 * \sqrt{2} * V2\ rms = \boldsymbol{28.28V}$$

Caso III)
El transformador es el mismo que en caso I), por lo cual V2rms=10V.
Por tratarse de un rectificador de onda completa, el valor de IRL es igual que en caso II), siendo este:

$$\boldsymbol{IRL} = \frac{VRLmedia}{RL} = \frac{9V}{1K\Omega} = \boldsymbol{9mA}$$

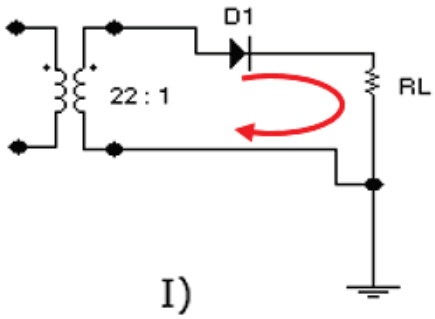
$$\boldsymbol{IF} = \frac{IRL}{2} = \boldsymbol{4.5mA}$$

$\boldsymbol{VPI} = Vp\ del\ secundario = \sqrt{2} * V2\ rms = \boldsymbol{14.14V}$ igual que en caso I).

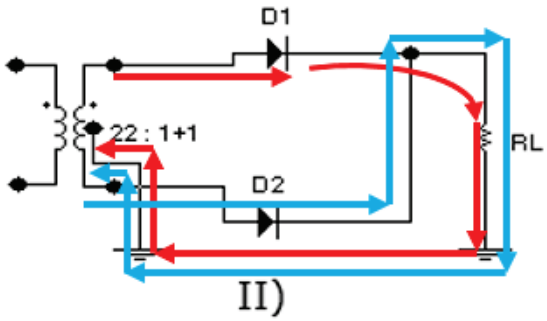
Comparando resultados:

El caso II) y III) utilizan rectificadores de onda completa, por lo cual se obtiene una tensión en la carga del doble del rectificador de media onda (caso I). Sin embargo, la corriente por cada diodo en los rectificadores de onda completa resulta igual que en el rectificador de media onda (caso I).
En el caso II), se requiere solo dos diodos rectificadores, mientras que en caso III) utiliza cuatro. Sin embargo, los diodos del rectificador del caso II) soportan una tensión inversa mayor (el doble) que el rectificador del caso III). En este último es igual que en caso I).

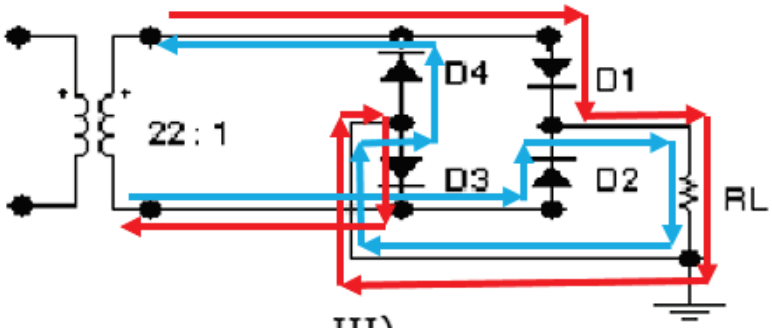
b)



I)



II)



III)

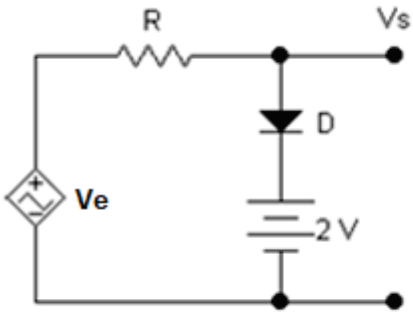
Problema 7

En los siguientes circuitos "limitadores", llamados así porque la onda de salida repite la onda de entrada hasta un cierto valor límite, se deberá:

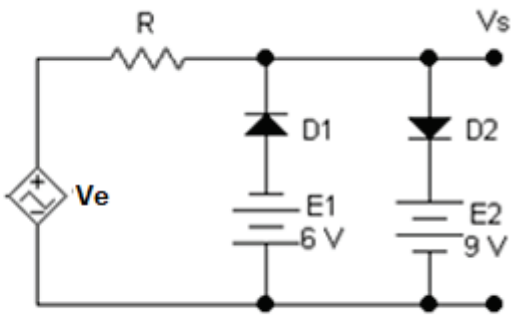
a) Graficar la tensión de salida Vs y la tensión sobre el resistor R.

b) Invertir E_1 en el circuito II) y repetir el punto a).

Considerar todos los diodos como ideales y la señal de entrada V_e triangular, con una amplitud de 10 Volts de pico.



I)



II)

Solución:

a)

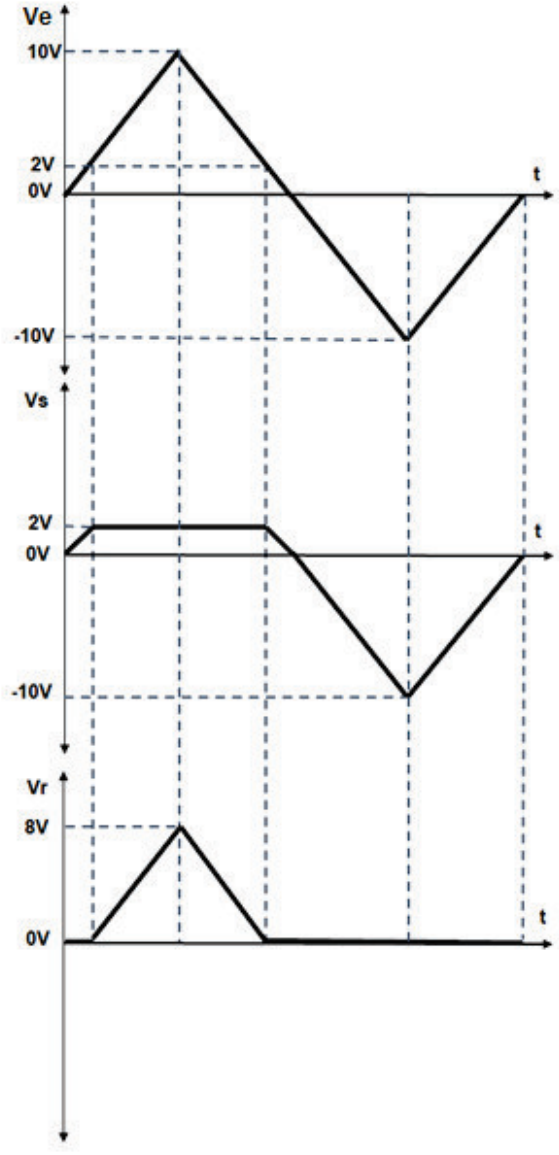
Para el circuito limitador I).

Para valores de: 0≤Ve≤+2V,
El diodo D se halla bloqueado y no circula corriente en el circuito por lo cual Vs=Ve y Vr=0V.

Para valores de: +2V≤Ve≤+10V
El diodo D conduce, resultando Vs=2V y Vr=Vi-2V

Para valores de: -10V≤Ve≤0V
El diodo D se halla polarizado en forma inversa y no circula corriente en el circuito por lo cual Vs=Ve y Vr=0V.

Graficando:



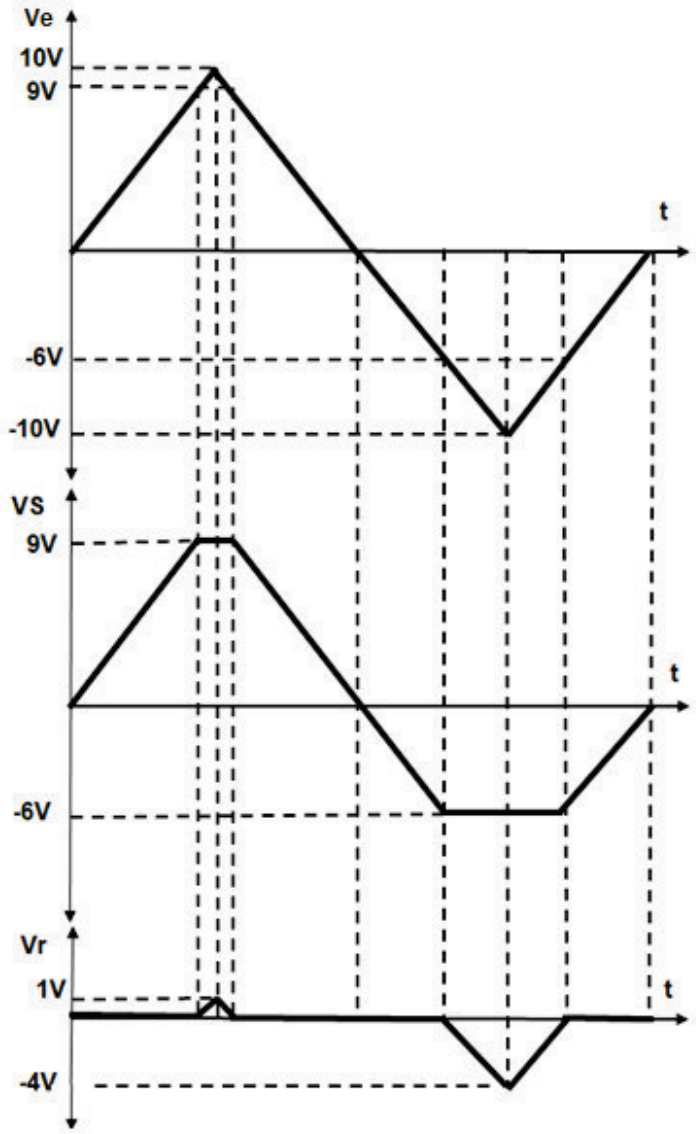
Para el circuito limitador II).

Para valores de: 0≤Ve≤+9V,
El diodo D1 se halla en polarización inversa y no conduce. El diodo D2 se halla bloqueado y no circula corriente en el circuito por lo cual Vs=Ve y Vr=0V.

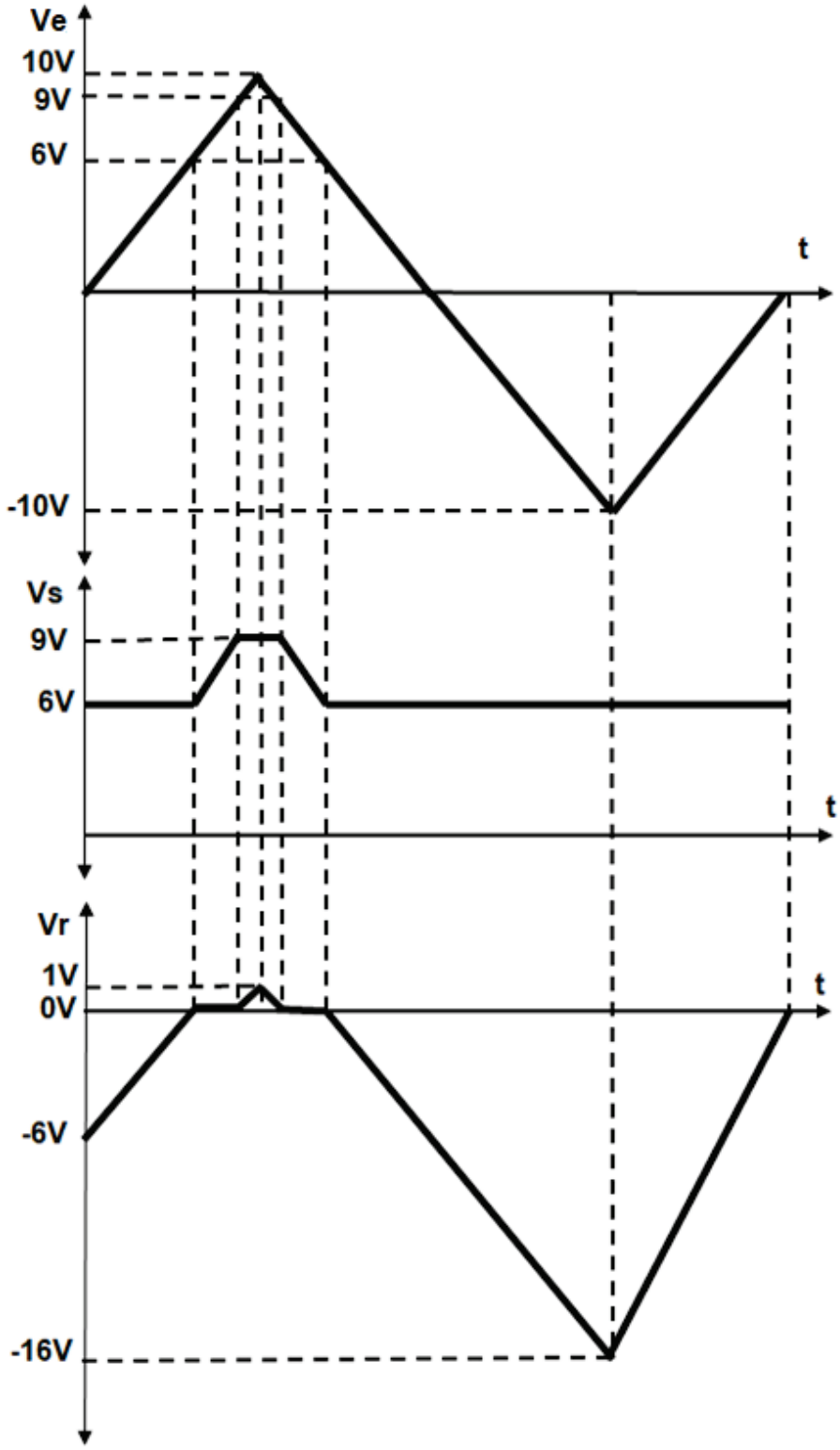
Para valores de: +9V≤Ve≤+10V
El diodo D1 continua en polarización inversa y no conduce, mientras que el diodo D2 conduce, resultando Vs=E2=9V y Vr=Ve-E2

Para valores de: -6V≤Vi≤0V
El diodo D2 se halla en polarización inversa y no conduce. El diodo D1 se halla bloqueado y no circula corriente en el circuito por lo cual Vs=Ve y Vr=0V.

Para valores de: -6V≤Ve≤-10V
El diodo D2 continua en polarización inversa y no conduce, mientras que el diodo D1 conduce, resultando Vs=V1=6V y Vr=Ve+E1

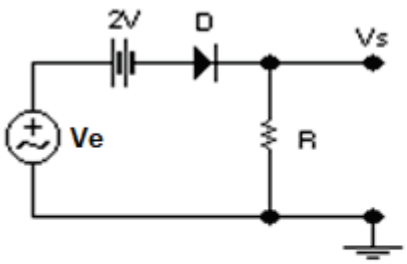


b)

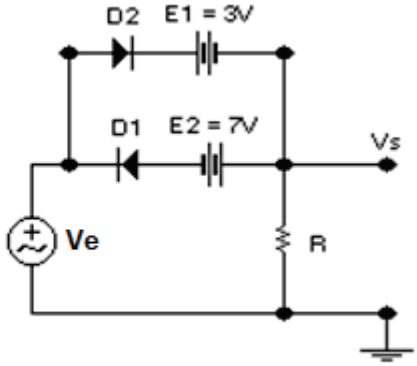


Problema 8

En los siguientes circuitos "recortadores", llamados así por ser capaces de eliminar un trozo intermedio de la onda, graficar la tensión de salida V_S. Siendo Vi, una señal triangular de 10V de pico.



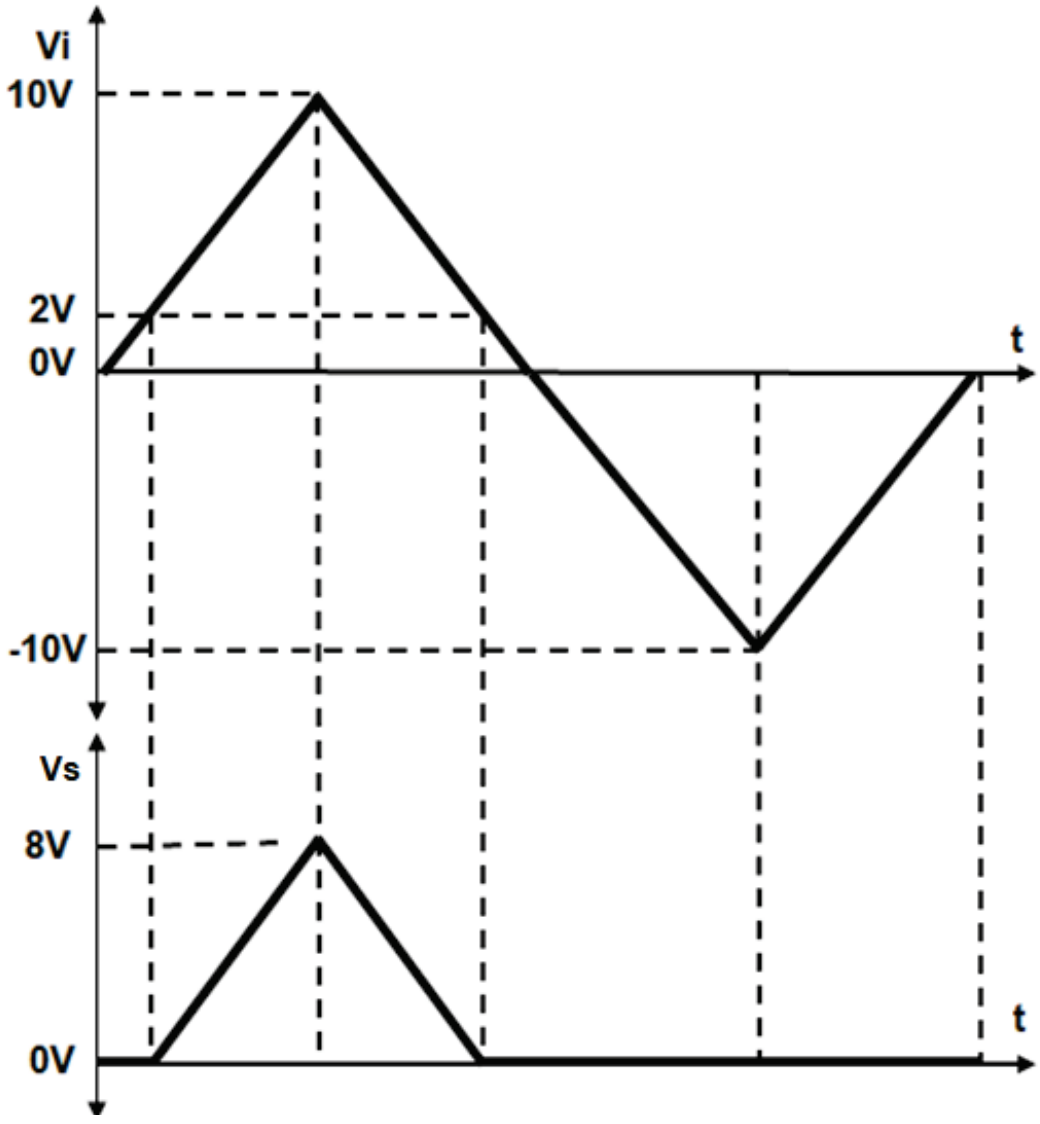
Circuito I)



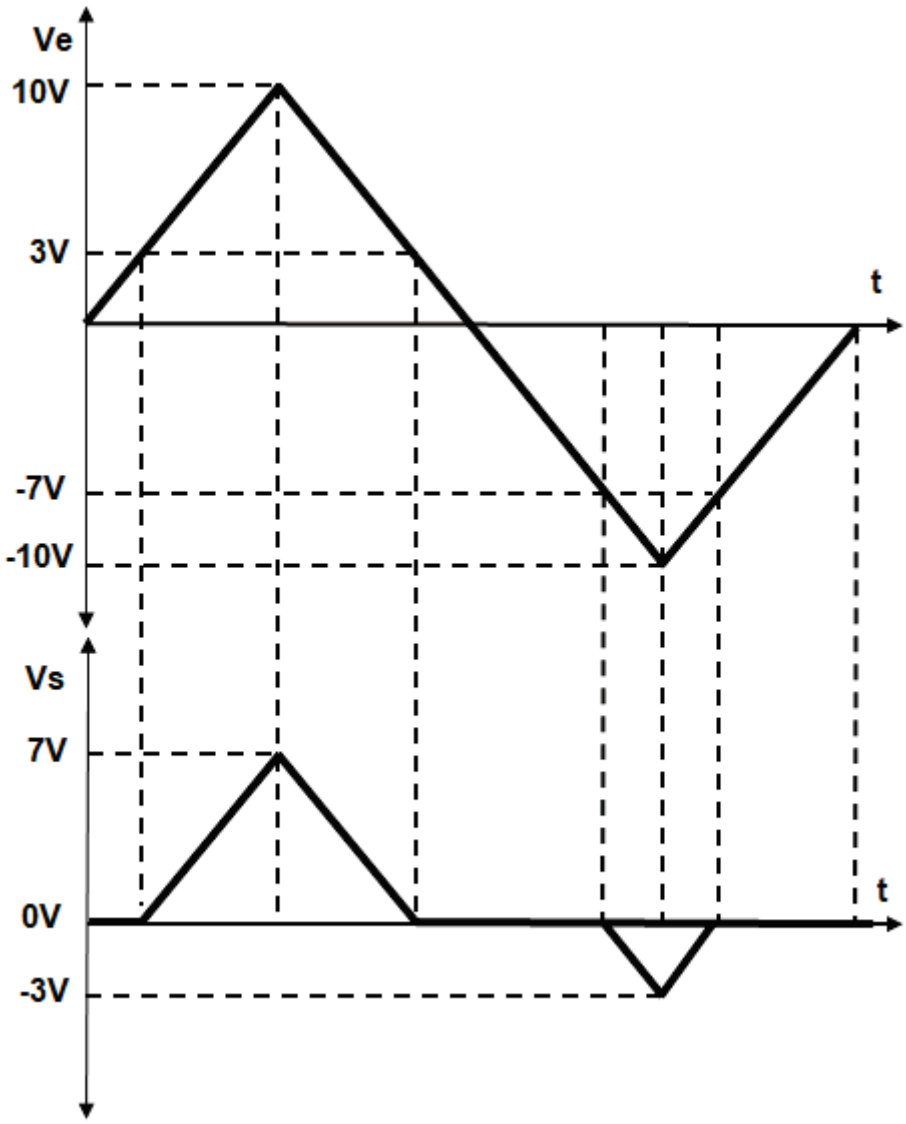
Circuito II)

Solución

Para el circuito I)

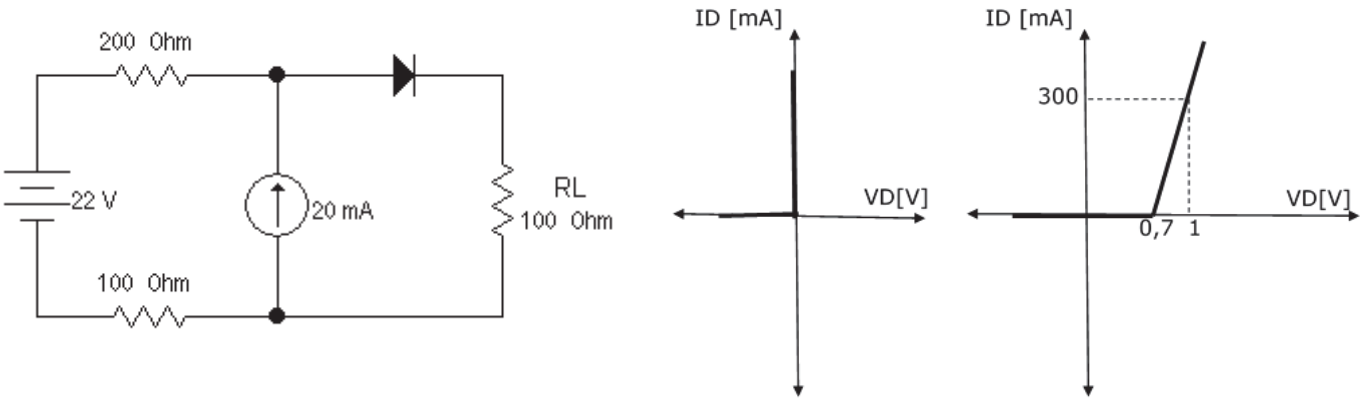


Para el circuito II)



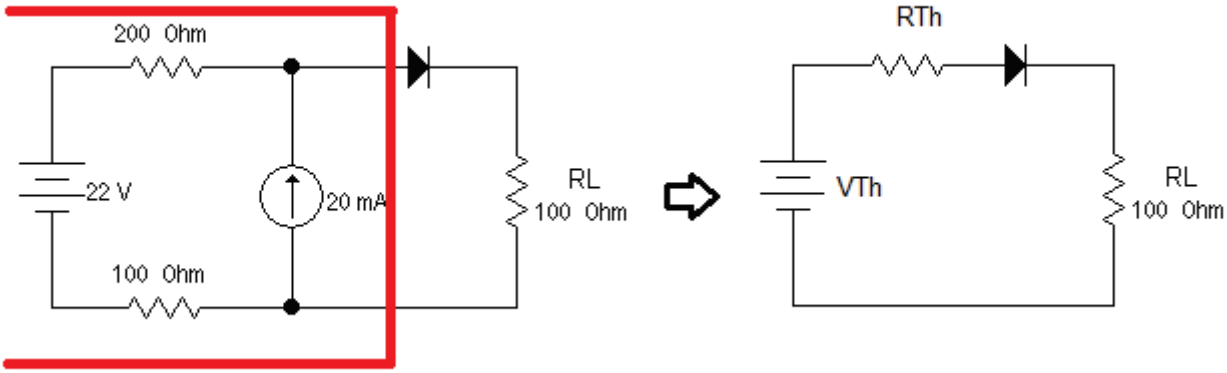
Problema 9

En el circuito de la figura, determinar el valor de la tensión en la carga con la aproximación 1 y 3.



Solución

Aplicando el teorema de Thevenin, resulta:



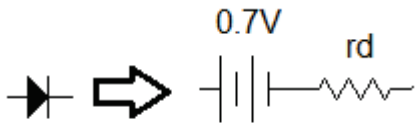
Siendo VTh y RTh:

$$VTh = 0.020A * (200\Omega + 100\Omega) = 16V \; y \; RTh = (200\Omega + 100\Omega) = 300\Omega$$

Con la primera aproximación, diodo ideal:

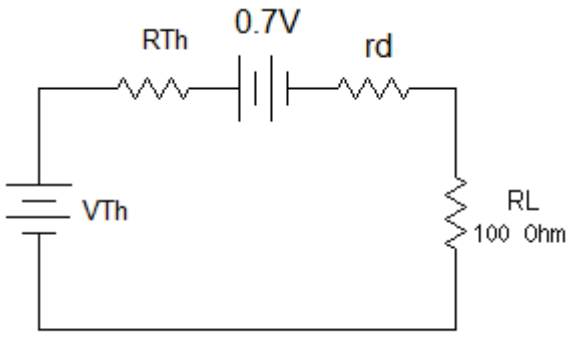
$$ID = \frac{VTh}{(RTh + RL)} = \frac{16V}{400\Omega} = 0.04A = 40mA$$
$$VRL = ID * RL = 40mA * 0.1K\Omega = 4V$$

Con la 3era aproximación, el diodo es equivalente a:



$$Siendo \; rd = \frac{(VTh - 0.7V)}{0.300A} = 1\Omega$$

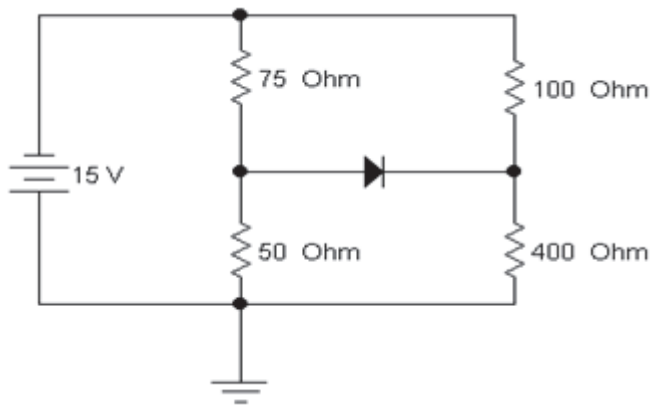
Reemplazando este equivalente en el circuito, queda:

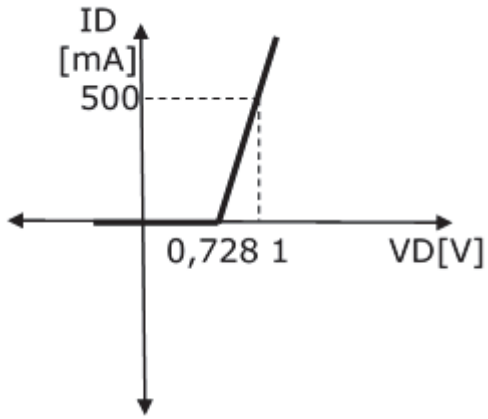


$$ID = \frac{(VTh - 0.7V)}{(RTh + rd + RL)} = \frac{(16V - 0.7V)}{401\Omega} = 38mA$$
$$VRL = ID * RL = 3.8V$$

Problema 10

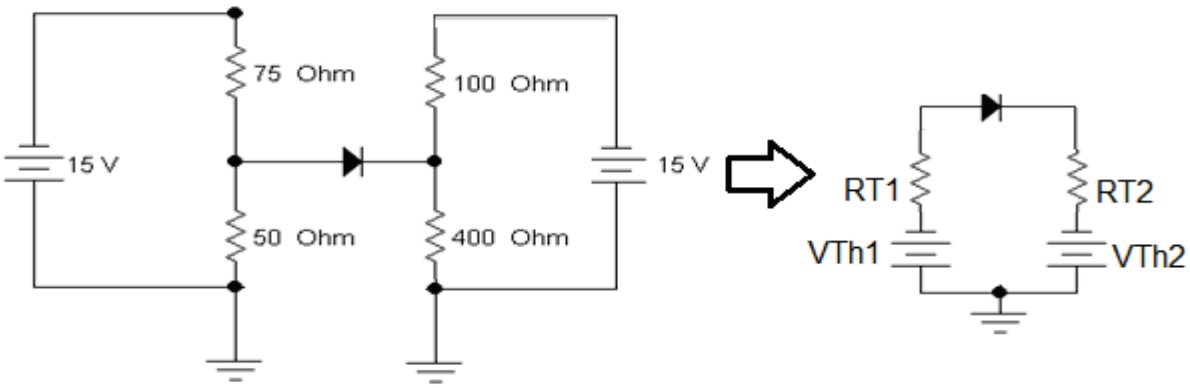
Dado el siguiente circuito, determinar la tensión ánodo – cátodo que soporta el diodo. Realizar el cálculo de acuerdo a la característica V-I dada.





Solución

Aplicando el teorema de Thevenin en los dos divisores de tensión, el circuito queda:



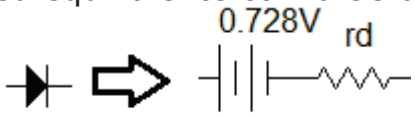
Siendo:

$$VTh1 = \frac{50\Omega}{(50\Omega + 75\Omega)} * (-15V) = -6V; y\ RT1 = \frac{50\Omega * 75\Omega}{(50\Omega + 75\Omega)} = 30\Omega$$
$$VTh2 = \frac{400\Omega}{(400\Omega + 100\Omega)} * (-15V) = -12V; y\ RT2 = \frac{400\Omega * 100\Omega}{(400\Omega + 100\Omega)} = 80\Omega$$

Planteando la ecuación de la recta de carga:

$$ID = \frac{(-VTh1 + VTh2) - VD}{(RT1 + RT2)}$$

Reemplazando el diodo por su equivalente con la 3era aproximación, resulta:



Siendo rd:

$$rd = \frac{(1V - 0.728V)}{0.5A} = 0.544\Omega$$

$$VD = 0.728V + ID * rd \Rightarrow ID = ID = \frac{(-VTh1 + VTh2) - VD}{(RT1 + RT2)}$$

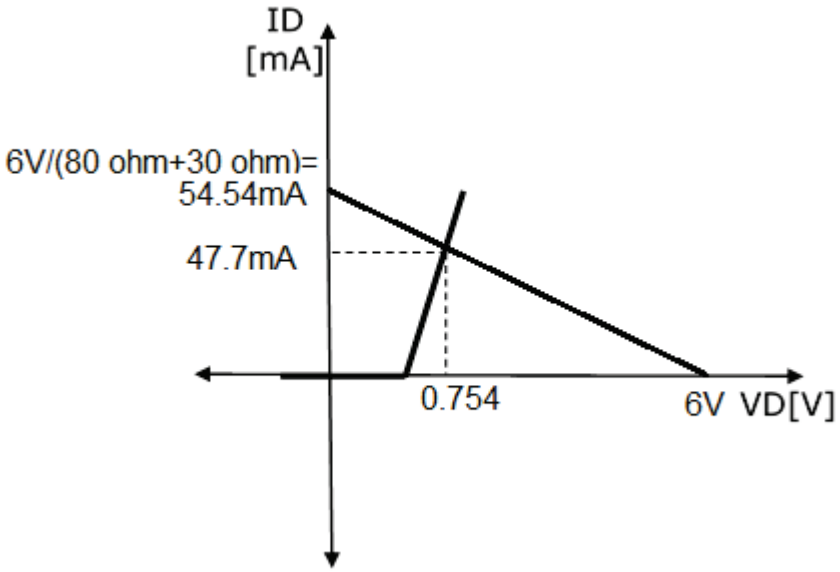
Igualando ambas ecuaciones por ID, se obtiene:

$$ID = \frac{(-VTh1 + VTh2) - VD}{(RT1 + RT2)} = ID = \frac{(-VTh1 + VTh2) - VD}{(RT1 + RT2)} \Rightarrow VD = 0.754V$$

Reemplazando el valor de VD, en cualquiera de las ecuaciones anteriores, se obtiene ID:

$$ID = 47.7mA$$

Graficando la característica del diodo con la recta de carga, resulta:



Problema 11

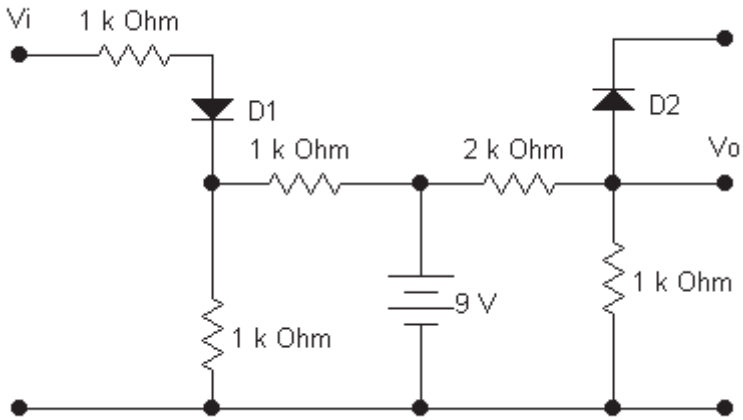
En el circuito de la figura, la tensión de entrada es una onda triangular de ±10 V de pico:

a) Representar la curva de transferencia del circuito Vo=f(Vi).

b) Graficar la señal de salida Vo.

c) Graficar las corrientes por D_1 y D_2.

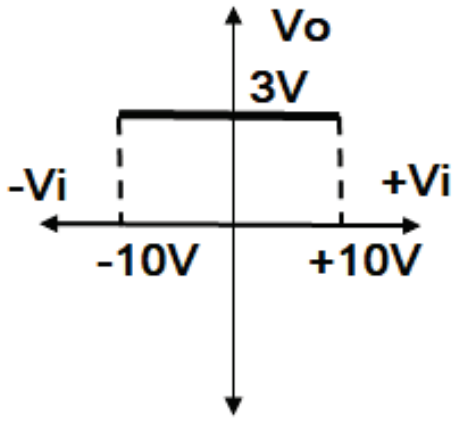
Nota: Considerar los diodos D, ideales: (V_D= 0 V, r_d= 0Ω)



Solución

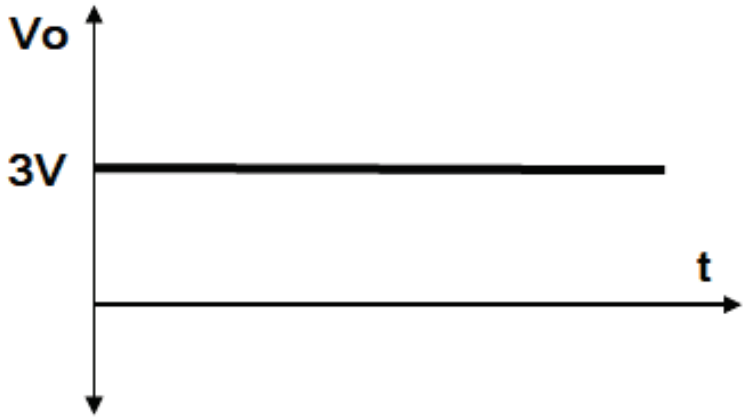
a)

$$Vo = 9V * \frac{1K\Omega}{(2K\Omega + 1K\Omega)} = 3V$$

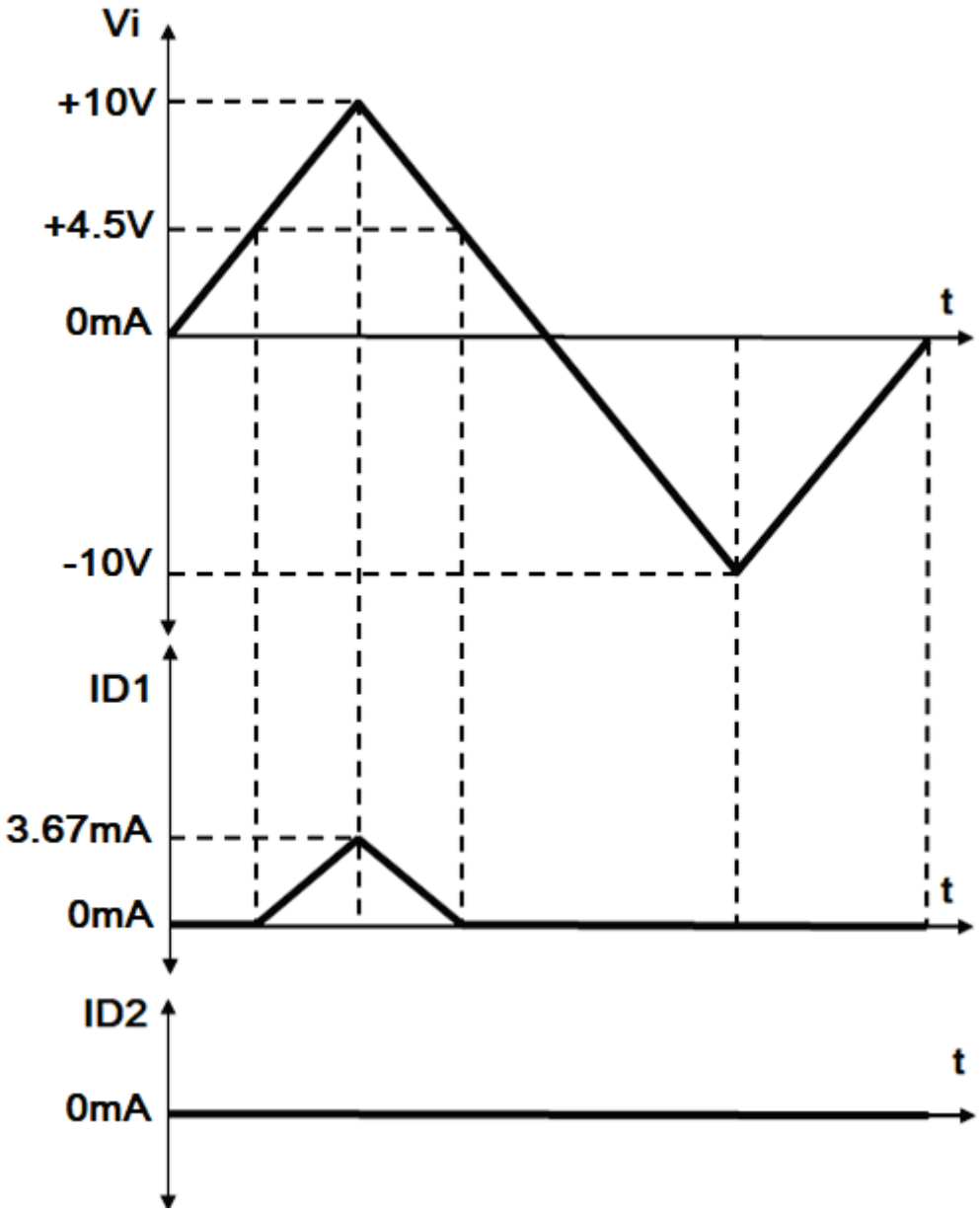


b)

$$\boldsymbol{Vo = 3V}$$



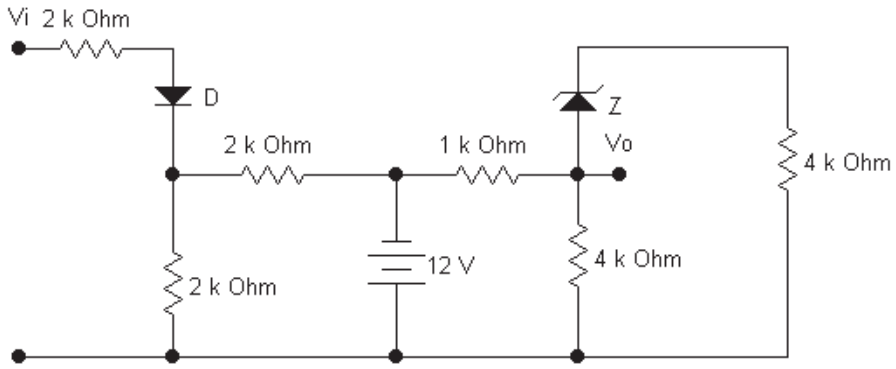
c)



Problema 12

Para el circuito de la figura, indicar: en forma razonada el estado de cada uno de los diodos, las ecuaciones de corrientes por ellos y de la tensión de salida Vo, en función de Vi.

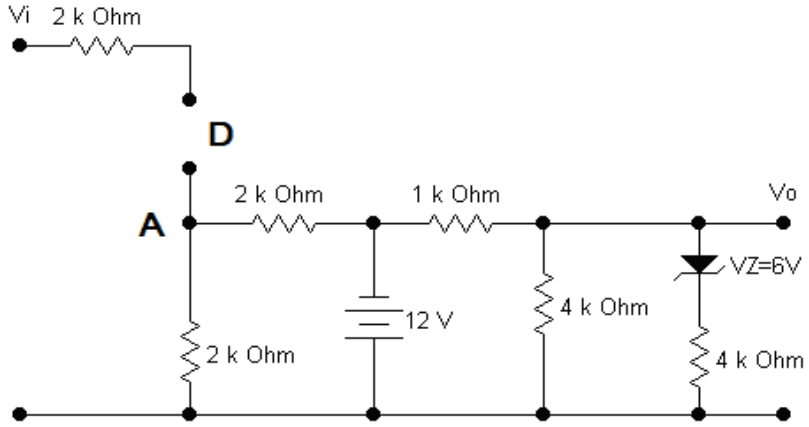
Nota: Considerar los diodos ideales (Siendo V_D= 0V, r_d= 0Ω, y Vz= 6V)



Solución

Para -∞< Vi ≤Vi límite 1

El diodo D, no conduce y el diodo Z regula en polarización inversa.

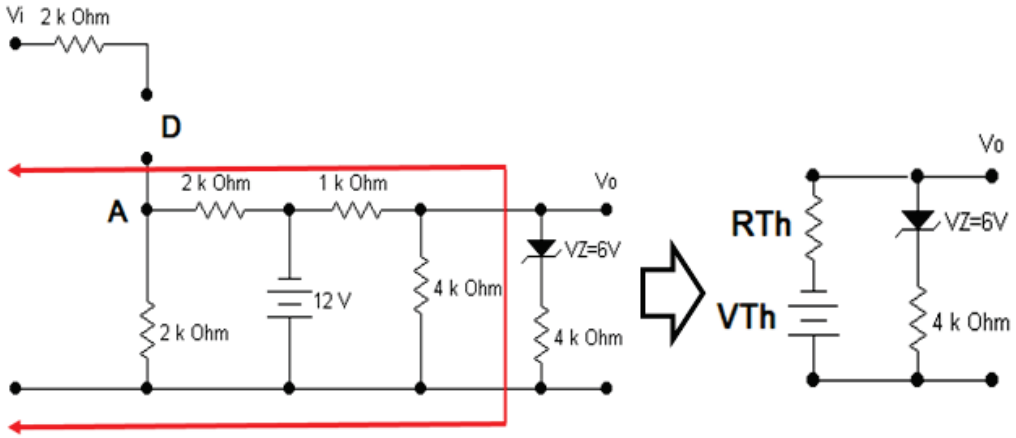


En el nodo A:

$$VA = -12V * \frac{2K\Omega}{4K\Omega} = -6V$$

Por tratarse de un diodo ideal, este conducirá cuando Vi=VA=-6V=Vi límite 1

Aplicando el teorema de Thevenin, resulta:



Siendo VTh y RTh:

$$VTh = \frac{4K\Omega}{(4K\Omega + 1K\Omega)} * (-12V) = -9.6V \; y \; RTh = \frac{4K\Omega * 1K\Omega}{(4K\Omega + 1K\Omega)} = 0.8K\Omega$$

$$\boldsymbol{IZ = \frac{VTh - VZ}{(4K\Omega + RTh)} = 0.75mA}$$

$$\boldsymbol{Vo = -VZ - IZ * 4K\Omega = -9V}$$

$$\boldsymbol{ID = 0mA}$$

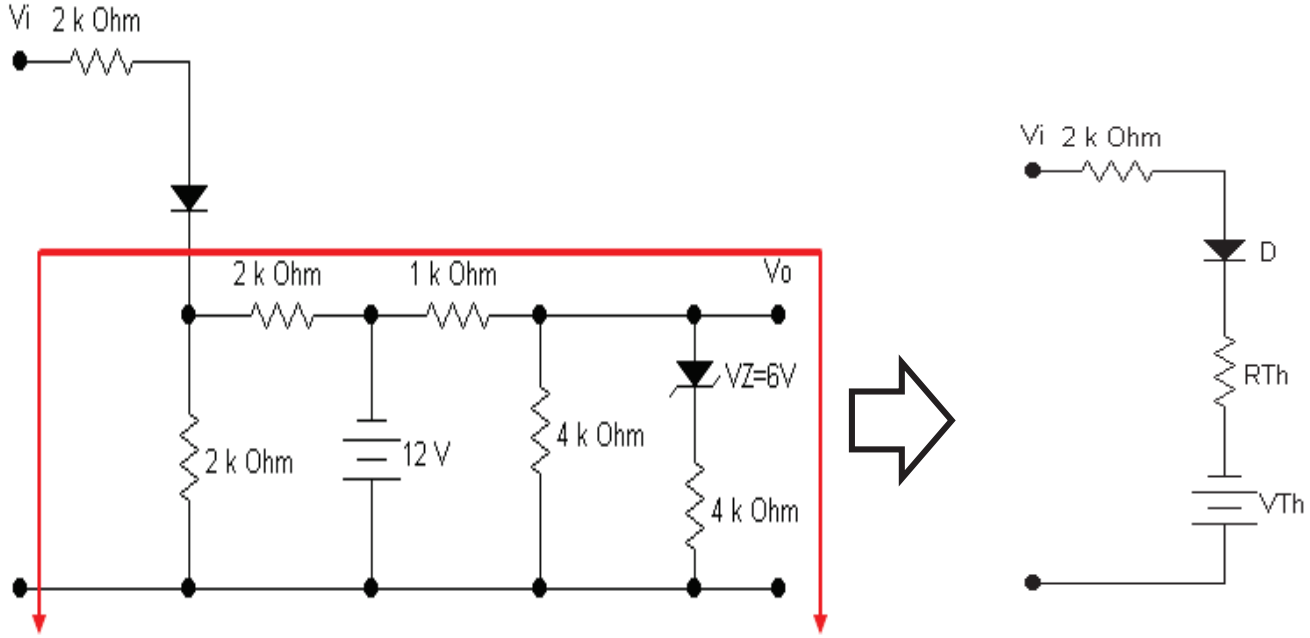
Para -6V ≤Vi <∞

El diodo D conduce y el diodo Z continúa regulando.

$$\boldsymbol{IZ = \frac{VTh - VZ}{(4K\Omega + RTh)} = 0.75mA}$$

$$\boldsymbol{Vo = -VZ - IZ * 4K\Omega = -9V}$$

Para hallar ID, aplicamos Thevenin:



Siendo VTh y RTh:

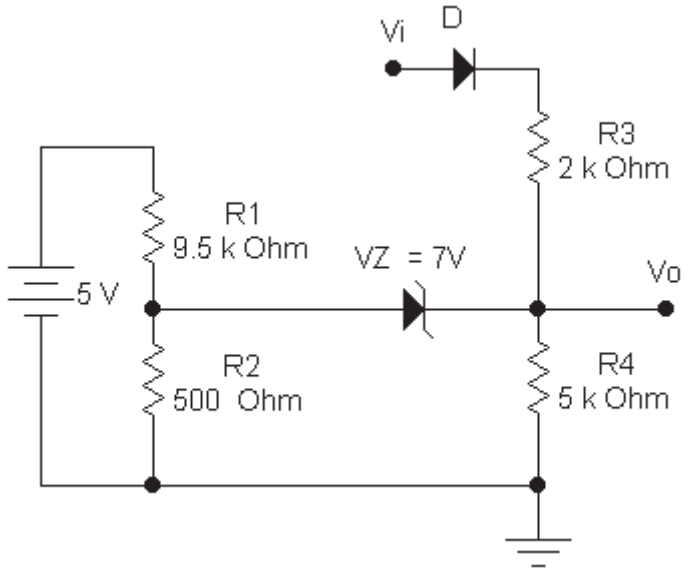
$$VTh = \frac{2K\Omega}{(2K\Omega + 2K\Omega)} * (-12V) = -6V \; y \; RTh = \frac{2K\Omega * 2K\Omega}{(2K\Omega + 2K\Omega)} = 1K\Omega$$

Luego ID:

$$\boldsymbol{ID = \frac{Vi + 6V}{3K\Omega}}$$

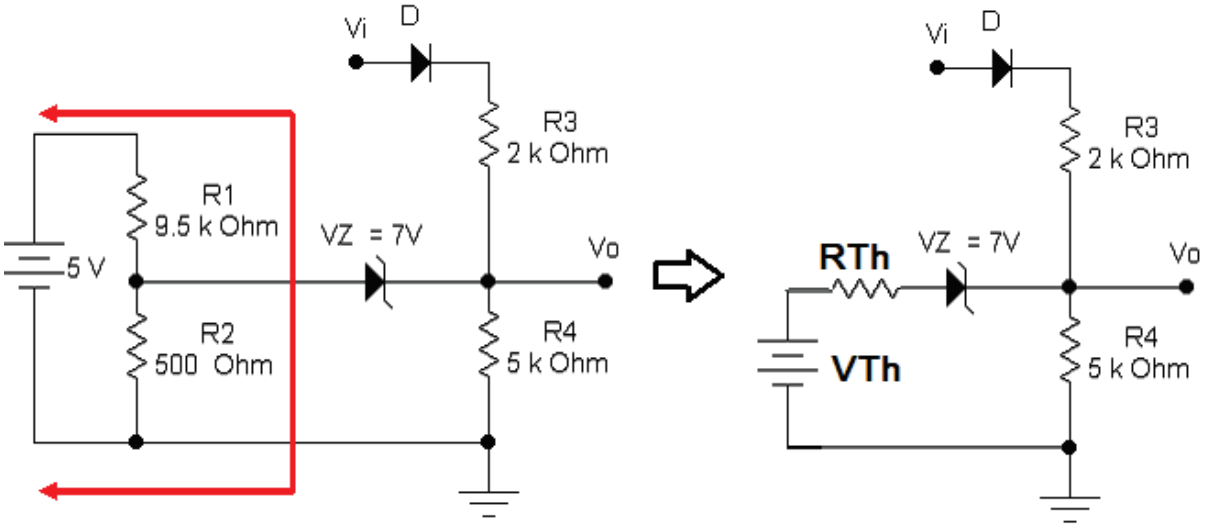
Problema 13

Para el circuito con diodos de la figura, hallar Vo= f (Vi), siendo que Vi ∈ [−∞ +∞]). Indicar en cada tramo: el rango de Vi para el cual vale la expresión de Vo y el estado de los diodos. Considerar que los diodos son ideales.



Solución

Se aplica Thevenin, para simplificar el circuito:



Siendo VTh y RTh:

$$VTh = \frac{0.5K\Omega}{(9.5K\Omega + 0.5K\Omega)} * (5V) = 0.25V \; y \; RTh = \frac{0.5K\Omega * 9.5K\Omega}{(0.5K\Omega + 9.5K\Omega)} = 0.475K\Omega$$

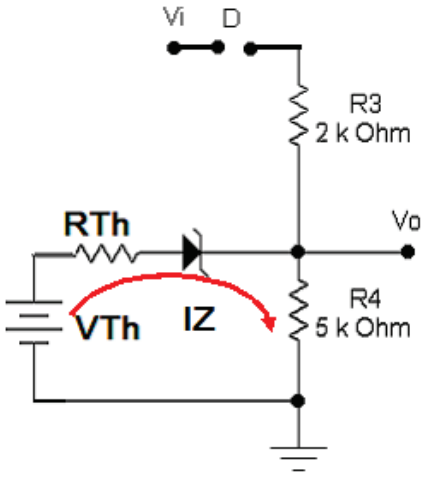
Para -∞< Vi ≤Vi límite 1

D: OFF y Z: ON (PD)

El diodo zener se polariza en forma directa y da lugar a una corriente Iz, tal como se puede apreciar en el siguiente circuito. Siendo ésta igual a:

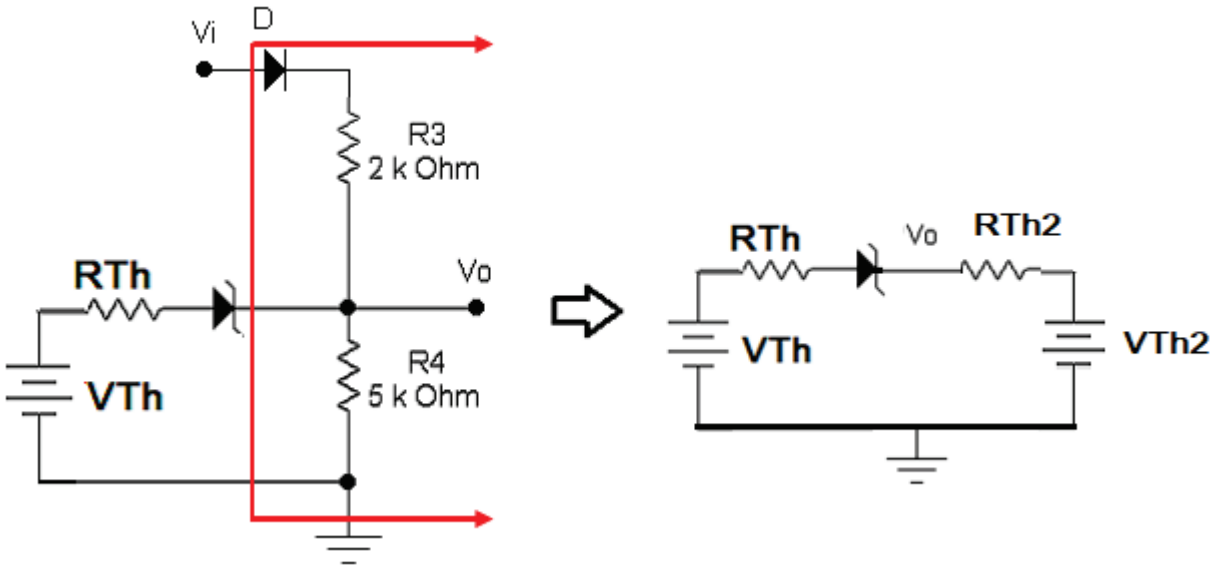
$$IZ = \frac{VTh}{(RTh + R4)} = \frac{0.25V}{5.475K\Omega} \; y \; Vo = IZ * R4 = 0.22V$$

La Vi límite 1, será cuando el diodo D comience a conducir. Siendo D, un diodo ideal cuando Vi=Vo =0.22V con ID=0mA; luego: ***Vi límite 1=0.22V.***



Para 0.22V ≤ Vi ≤Vi límite 2

D: ON y Z: ON (PD)



Siendo VTh2 y RTh2:

$$VTh2 = \frac{R4}{(R3+R4)} * Vi = \frac{5}{7} * Vi \; y \; RTh2 = \frac{R4 * R3}{(R4+R3)} = \frac{10}{7} K\Omega$$

Se calcula Vo, de acuerdo a la siguiente ecuación:

$$\boldsymbol{Vo} = VTh2 + \frac{(VTh - VTh2)}{(RTh + RTh2)} * RTh2 = \mathbf{0.2}\boldsymbol{V} + \mathbf{0.177} * \boldsymbol{Vi}$$

La Vi Límite 2, será cuando el diodo zener deje de conducir en polarización directa. Esto es cuando:

$$VTh = 0.25V = VTh2 = \frac{5}{7} * Vi \; Límite \; 2 \Rightarrow \boldsymbol{Vi \; Límite \; 2} = \mathbf{0.35}\boldsymbol{V}$$

Para 0.35 V ≤ Vi ≤Vi límite 3

D: ON y Z: OFF

Al hallarse el diodo zener abierto, luego se verifica:

$$\boldsymbol{Vo = VTh2 = \frac{5}{7} * Vi}$$

La Vi límite 3, será cuando el diodo zener se polarice en forma inversa. Es decir:

$$Vo = VZ + VTh = 7.25V, luego\ Vo = \frac{5}{7} * Vi\ Límite\ 3 = 7.25V \Rightarrow \boldsymbol{Vi\ Límite\ 3 = 10.15V}$$

Para 10.15 V ≤ Vi <∞

D: ON y Z: ON (PI)

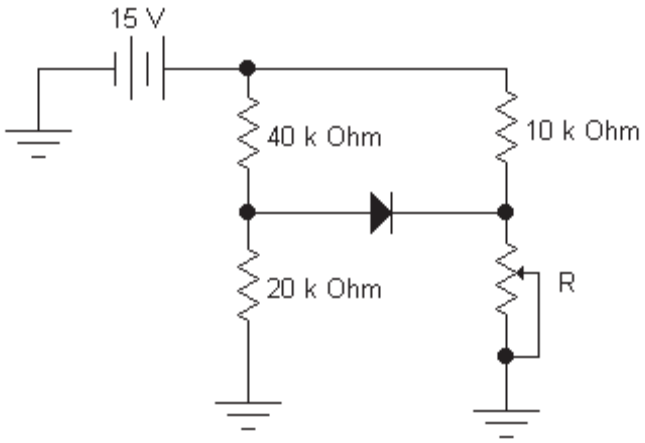
$$\boldsymbol{Vo} = VZ + VTh + IZ * RTh = VZ + VTh + [\frac{(VTh2 - VZ - VTh)}{(RTh + RTh2)}] * RTh = \boldsymbol{\frac{Vi}{5.61} + 5.44V}$$

Problema 14

Dado el siguiente circuito, calcular:

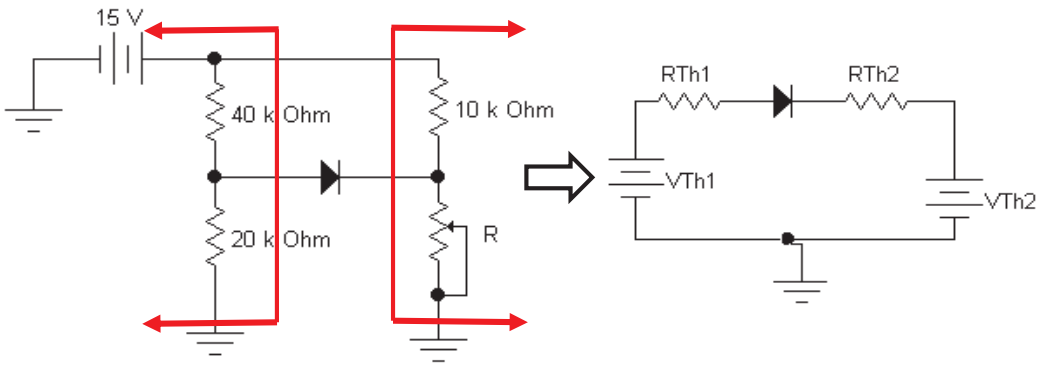
a) El rango de valores de R, para los cuales el diodo D conduce.

b) Hallar el valor de Id para R=0, R=3KΩ y R=10KΩ. Considerar al diodo ideal.



Solución

a) Para facilitar el análisis, se aplica Thevenin a ambos divisores de tensión:



Siendo VTh1, RTh1, VTh2 y RTh2:

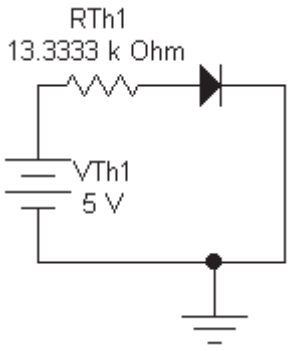
$$VTh1 = \frac{20K\Omega}{(40K\Omega + 20K\Omega)} * (15V) = 5V \; y \; RTh1 = \frac{20K\Omega * 40K\Omega}{(20K\Omega + 40K\Omega)} = \frac{40}{3} K\Omega$$
$$VTh2 = \frac{R}{(R + 10K\Omega)} * (15V) \; y \; RTh2 = \frac{R * 10K\Omega}{(R + 10K\Omega)}$$

Para que el diodo conduzca, se deberá cumplir la siguiente ecuación:

$$VTh1 \geq VTh2 \Rightarrow \frac{R}{(R + 10K\Omega)} \leq \frac{5V}{15V} \Rightarrow \boldsymbol{R \leq 5K\Omega}$$

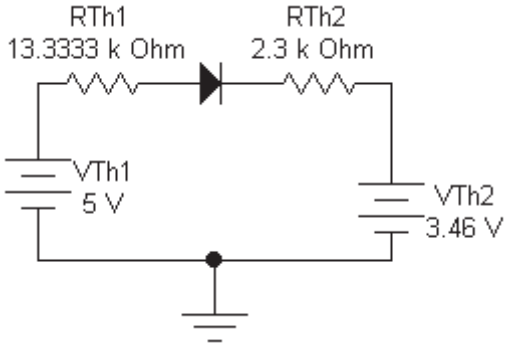
b)

Para R=0



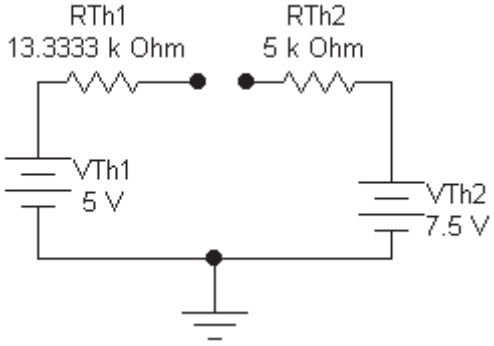
$$\boldsymbol{ID} = \frac{5V}{13.33K\Omega} = \boldsymbol{375\mu A}$$

Para R=3KΩ



$$\boldsymbol{ID} = \frac{(5V - 3.46V)}{(13.33K\Omega + 2.3K\Omega)} = \boldsymbol{98.5\mu A}$$

Para R=10KΩ



$$\boldsymbol{ID} = \boldsymbol{0\mu A}$$

Por ser VTh2>VTh1, el diodo se polariza en forma inversa.

Problema 15

Para el siguiente circuito, calcular:

I) Si la tensión de entrada Vi es de $12V_{cc}$

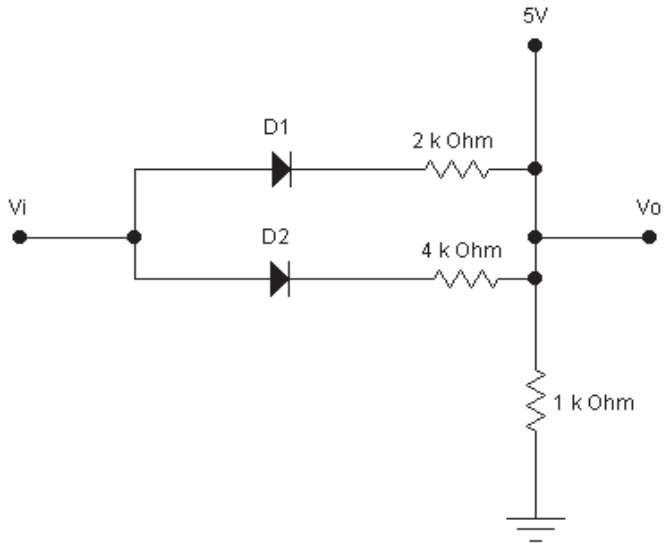
a) La tensión de salida

b) Las corrientes por los diodos D1 y D2, considerándolos ideales.

II) Si la tensión de entrada Vi= 10 sen ωt

c) La tensión de salida obtenida

d) La VPI que soportan los diodos, en caso que estén expuesto a polarización negativa



Solución:

I)

a) $Vo = 5V$

b)

$$ID1 = \frac{Vi - 5V}{2K\Omega} = \frac{12V - 5V}{2K\Omega} = 3.5mA$$

$$ID2 = \frac{Vi - 5V}{4K\Omega} = \frac{12V - 5V}{4K\Omega} = 1.75mA$$

II)

c) $Vo = 5V$

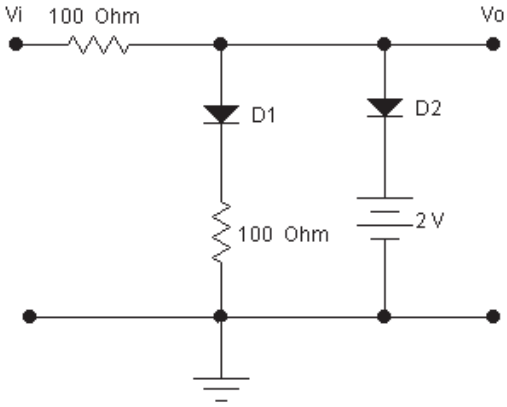
d) En los semiciclos negativos de la señal de entrada, los diodos se polarizan en forma inversa y no conducen

$$VPI = -15V$$

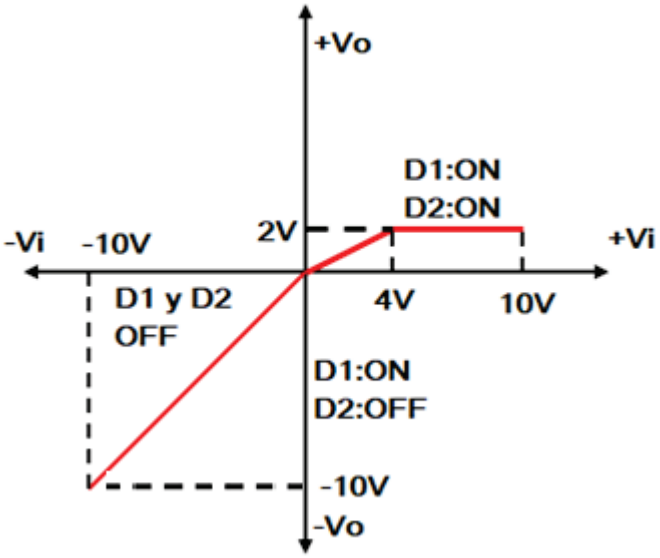
Problema 16

Dibujar la función de transferencia del circuito, Vo en función de Vi, indicando claramente los estados de funcionamiento de cada diodo en todos los tramos y los valores de Vo y Vi en los cambios de tramo.

Considerar diodos ideales. Vi es una fuente de tensión cuya amplitud puede variar en el intervalo [-10V, +10V]

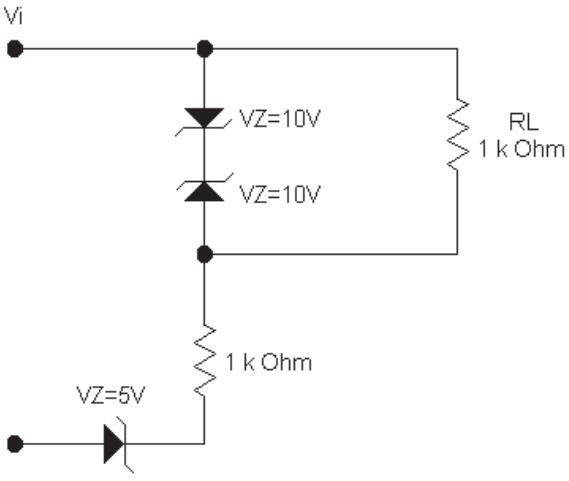


Solución:

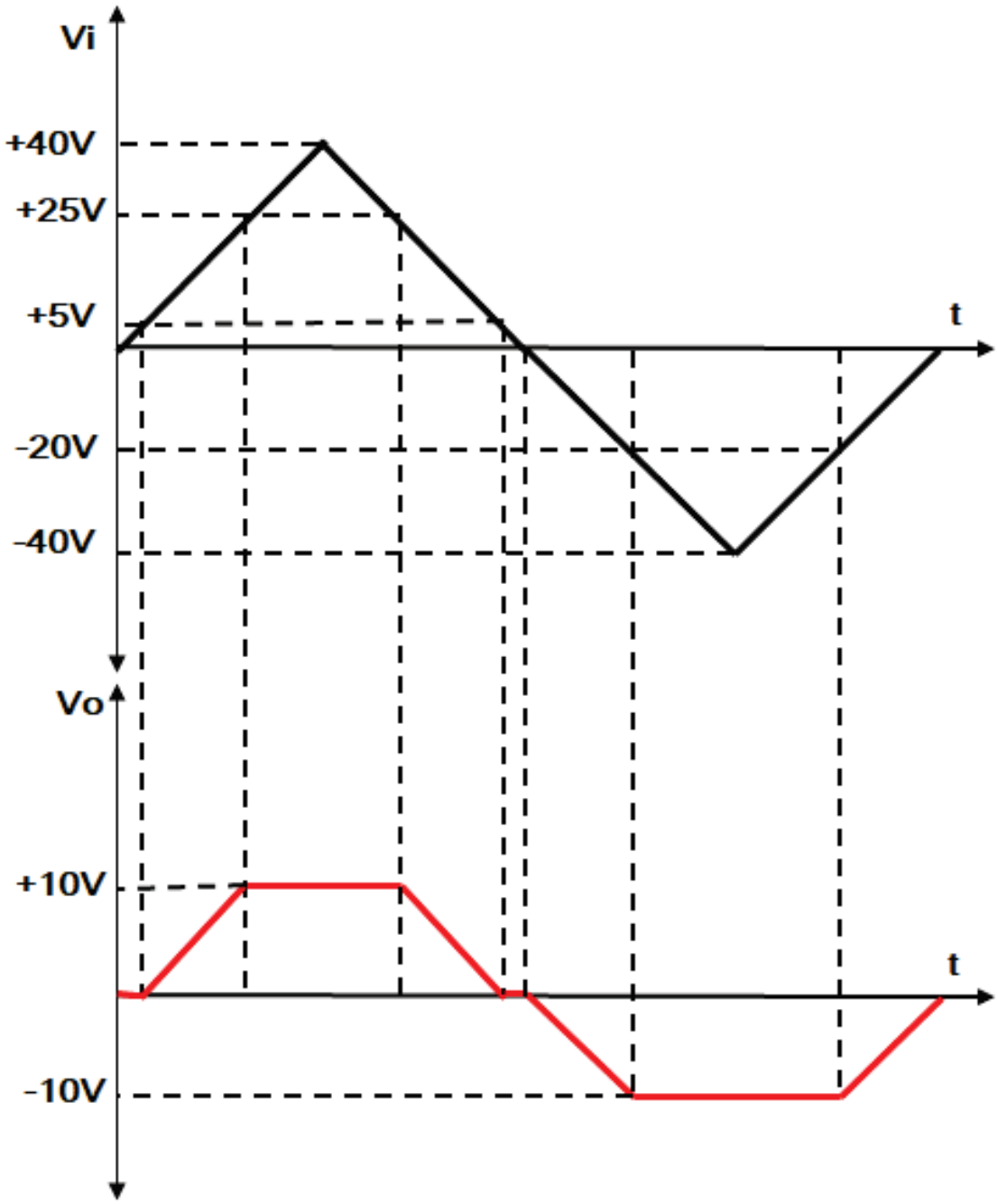


Problema 17

Dibuje la tensión en RL, siendo la Vi una señal triangular de 40Vpico. Considerar los diodos ideales.



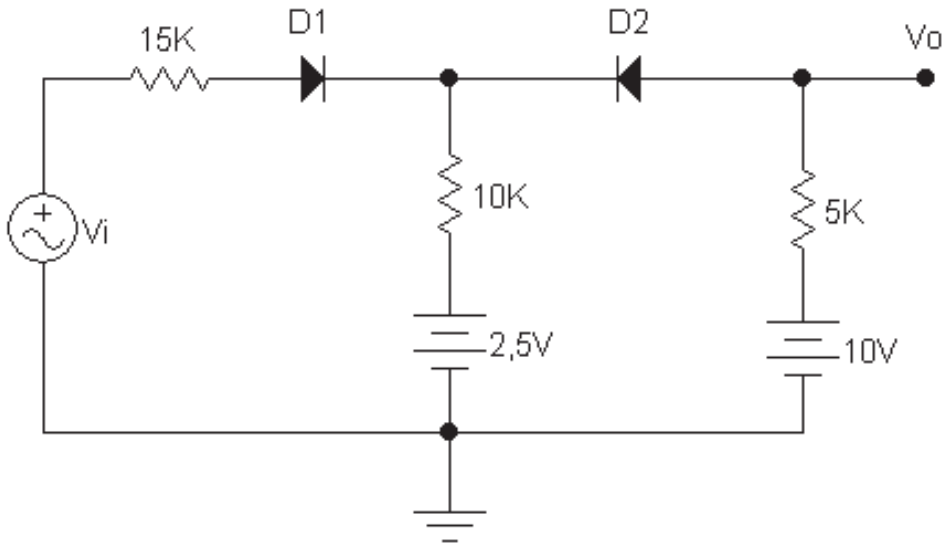
Solución:



Problema 18

En el siguiente circuito, siendo los diodos ideales:

a) **Expresar la ecuación de Vo= f(Vi), en cada tramo de la característica de Transferencia**
b) **Dibujar la característica de Transferencia Vo= f(Vi), indicando los diferentes estados de los diodos.**

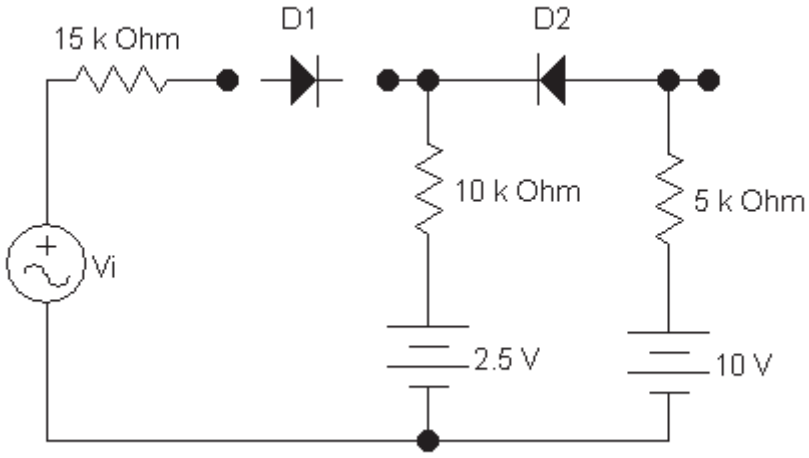


Solución

a)

Para -∞< Vi ≤Vi límite 1

D1: OFF y D2: ON



$$ID2 = \frac{(10V - 2.5V)}{(10K\Omega + 5K\Omega)} = \frac{7.5V}{15K\Omega}$$

$$\boldsymbol{Vo} = 10V - ID2 * 5K\Omega = 10V - \frac{7.5V}{15K\Omega} * 5K\Omega = \mathbf{7.5V}$$

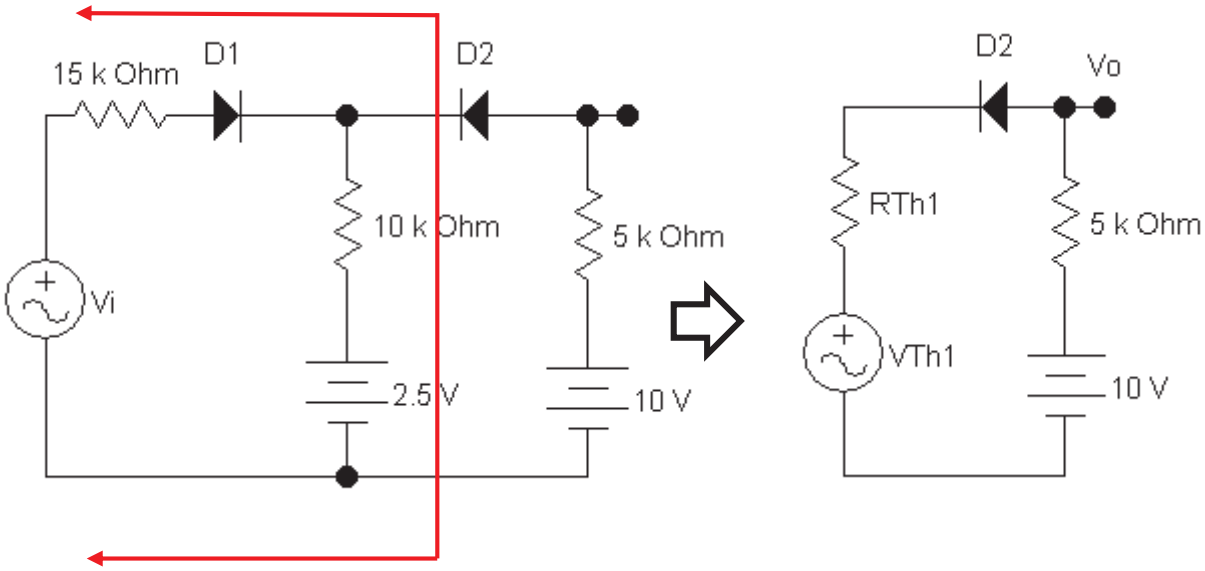
La Vi Límite 1, será cuando el diodo D1 comience a conducir con ID1=0mA (por ser ideal), luego:

$$Vi\ límite\ 1 = Vo = 7.5V$$

Para 7.5V ≤ Vi ≤Vi límite 2

D1: ON y D2: ON

Aplicando el teorema de Thevenin, según se indica en el siguiente esquema circuital y siendo los diodos D1 y D2 ideales:



Siendo VTh1 y RTh1:

$$VTh1 = \frac{(Vi - 2.5V)}{25K\Omega} * (10K\Omega) + 2.5V = Vi * \left(\frac{10}{25}\right) + 1.5V \;\; y \; RTh1 = \frac{10K\Omega * 15K\Omega}{(10K\Omega + 15K\Omega)} = 6K\Omega$$

$$ID2 = \frac{(10V - VTh1)}{(RTh1 + 5K\Omega)} = \frac{(8.5V - 0.4 * Vi)}{11K\Omega}$$

$$\boldsymbol{Vo} = 10V - ID2 * 5K\Omega = \frac{(\mathbf{2 * Vi + 67.5V})}{\mathbf{11}}$$

La Vi Límite 2, será cuando Vo=10V y el diodo D2 deje de conducir:

$$Vo = 10V = \frac{(2 * ViLímite\ 2 + 67.5V)}{11} \Rightarrow ViLímite\ 2 = 21.25V$$

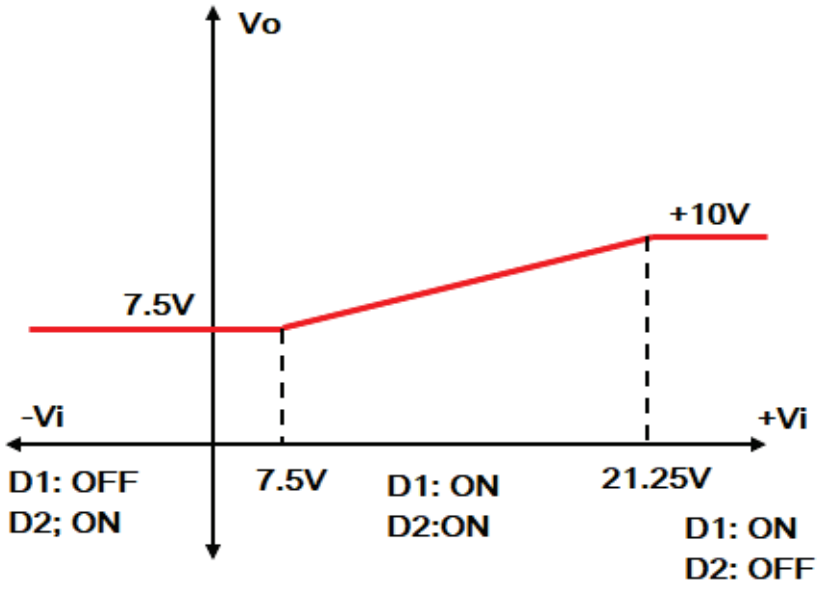
Para 21.25V ≤ Vi <∞

D1: ON y D2: OFF

$$\boldsymbol{Vo = 10V}$$

b)

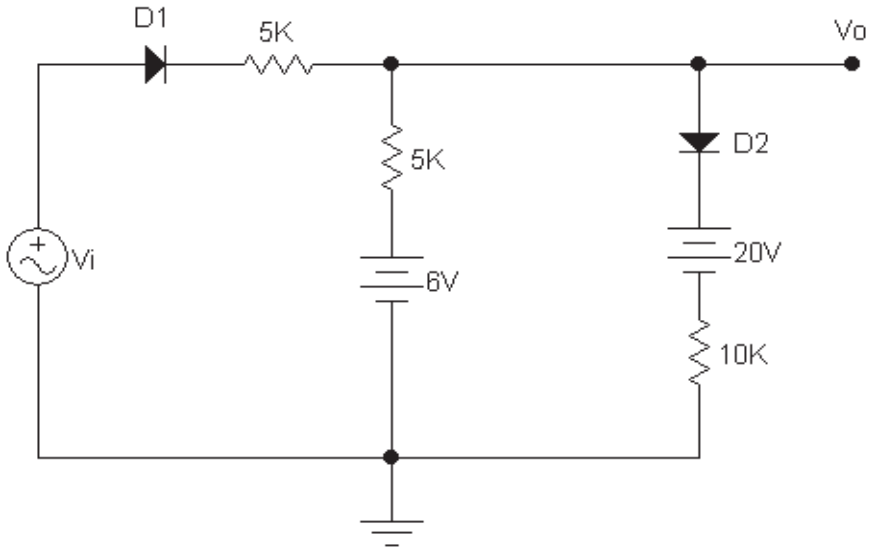
De las ecuaciones obtenidas de Vo se grafica la función Vo=f(Vi), tal como lo muestra la siguiente gráfica:



Problema 19

En el siguiente circuito, siendo los diodos ideales:

a) **Expresar la ecuación de Vo= f(Vi), en cada tramo de la característica de Transferencia**
b) **Dibujar la característica de Transferencia Vo= f(Vi), indicando los diferentes estados de los diodos.**



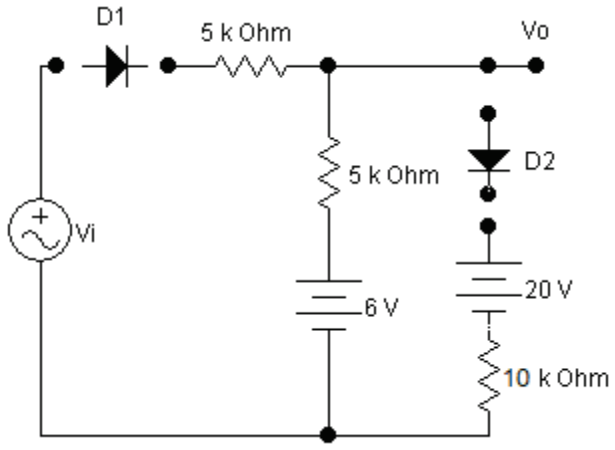
Solución:

a)

Para -∞< Vi ≤Vi límite 1

D1: OFF y D2: OFF

Los diodos se hallan en condiciones de no conducción, por lo cual no circula corriente por ninguna rama, tal como se aprecia en el siguiente esquema circuital:



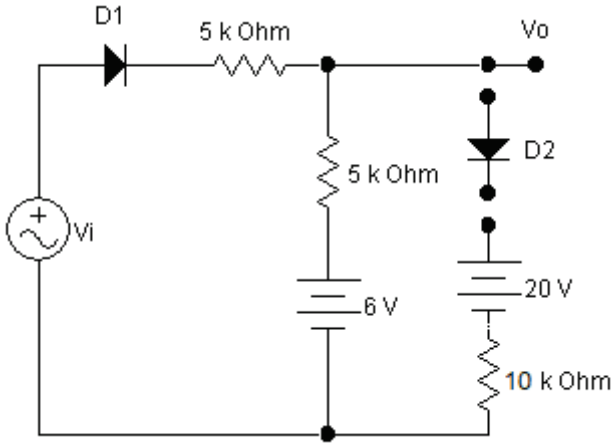
$$\boldsymbol{Vo = 6V}$$

La Vi límite 1 será cuando el diodo D1 inicie su conducción, y por ser ideal con ID1=0 será cuando Vi alcance Vo:

Vi límite1= Vo=6V

Para 6V ≤ Vi ≤Vi límite 2

D1: ON y D2: OFF



$$ID1 = \frac{(Vi - 6V)}{10K\Omega}\ , luego\ \boldsymbol{Vo} = 6V + ID1 * 5K\Omega = \frac{(\boldsymbol{Vi + 6V})}{\boldsymbol{2}}$$

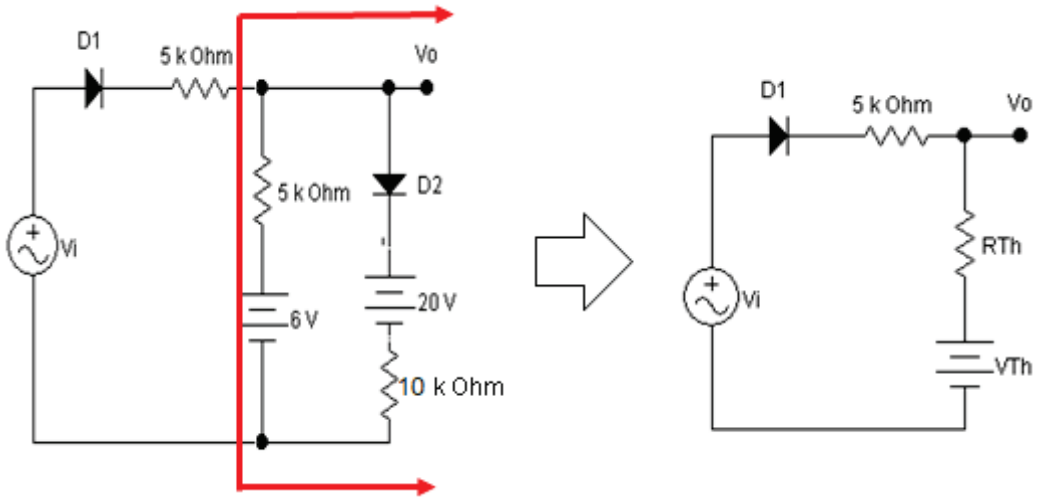
La Vi límite 2 será cuando el diodo D2 comience su conducción, y por ser ideal con ID2=0 será cuando Vo alcance 20V:

$$Vo = 20V = \frac{(Vi\ Límite\ 2 + 6V)}{2} \Rightarrow Vi\ Límite\ 2 = 34V$$

Para 34V ≤ Vi <∞

D1: ON y D2: ON

Haciendo un equivalente Thevenin en el circuito, tal como se muestra en el siguiente esquema:



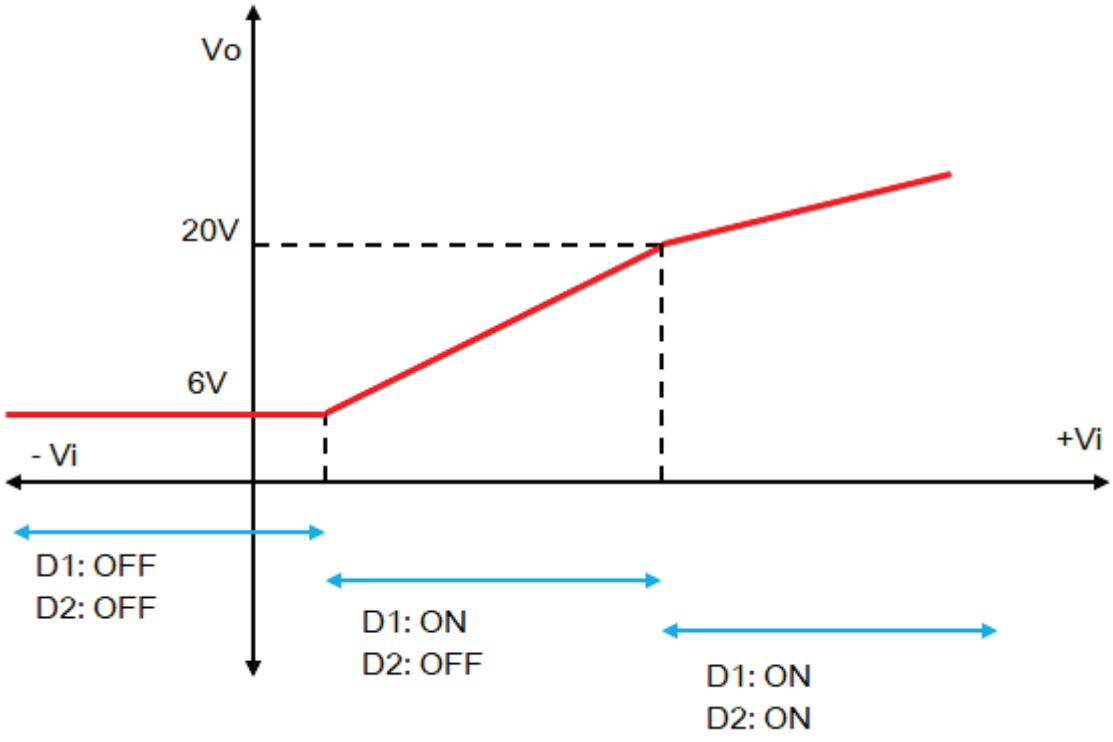
Siendo VTh y RTh:

$$VTh = \frac{(20V - 6V)}{15K\Omega} * (5K\Omega) + 6V = \frac{32V}{3} \; y \; RTh1 = \frac{10K\Omega * 5K\Omega}{(10K\Omega + 5K\Omega)} = \frac{10}{3} K\Omega$$

$$ID1 = \frac{(Vi - VTh)}{(5K\Omega + RTh)} = \frac{(3 * Vi - 32V)}{25K\Omega}$$

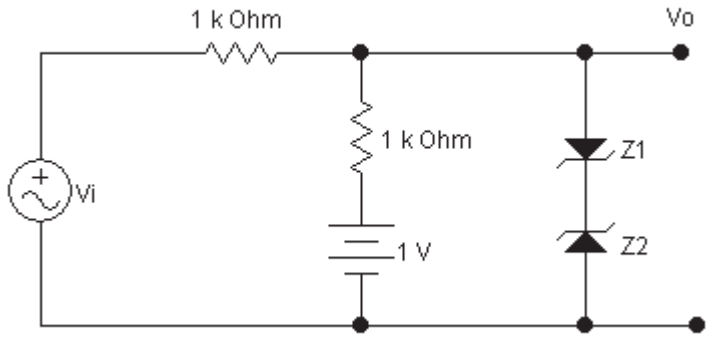
$$\boldsymbol{Vo} = Vi - ID1 * 5K\Omega = Vi - \left[\frac{(3 * Vi - 32V)}{25K\Omega}\right] * 5K\Omega = \frac{(\mathbf{2} * \boldsymbol{Vi} + \mathbf{32}\boldsymbol{V})}{\mathbf{5}}$$

b)



Problema 20

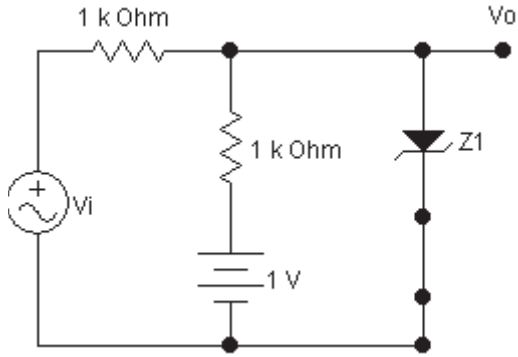
Calcular y dibujar la función de transferencia del circuito, Vo en función de Vi, indicando claramente los estados de funcionamiento de cada Zener en todos los tramos y los valores de Vo y Vi en los cambios de tramo. Considerar diodos zener ideales.
DATOS: Z1, Z2: V_Z = 5V, Vi es una fuente de tensión cuya amplitud puede variar en el intervalo [-20V, +20V]



Solución

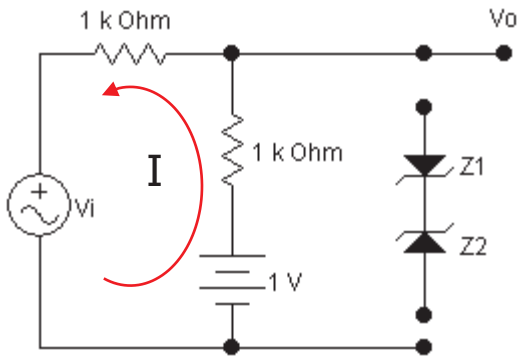
Para -20V< Vi ≤Vi límite 1

Z1: ON(PI) y Z2: ON(PD)



$$\boldsymbol{Vo = VZ1 = -5V}$$

La Vi límite 1 será cuando Z1 pierda regulación y deje de conducir. No hay conducción por la rama de los diodos zeners.



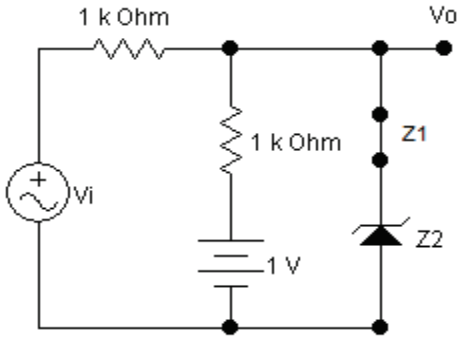
$$Vo = ´ - 5V = 1V - I * 1K\Omega = 1V - \left[\frac{(1V - Vi\ límite\ 1)}{2K\Omega}\right] * 1K\Omega \Rightarrow Vi\ límite\ 1 = -11V$$

Para -11V ≤ Vi ≤Vi límite 2

Z1: OFF y Z2: OFF

$$\boldsymbol{Vo = ´ - 5V = 1V - I * 1K\Omega = 1V - \left[\frac{(1V - Vi\ )}{2K\Omega}\right] * 1K\Omega = \frac{(Vi + 1)}{2}}$$

La Vi límite 2 será cuando el diodo zener Z2 comience a regular, es decir pase de OFF a ON en polarización inversa.



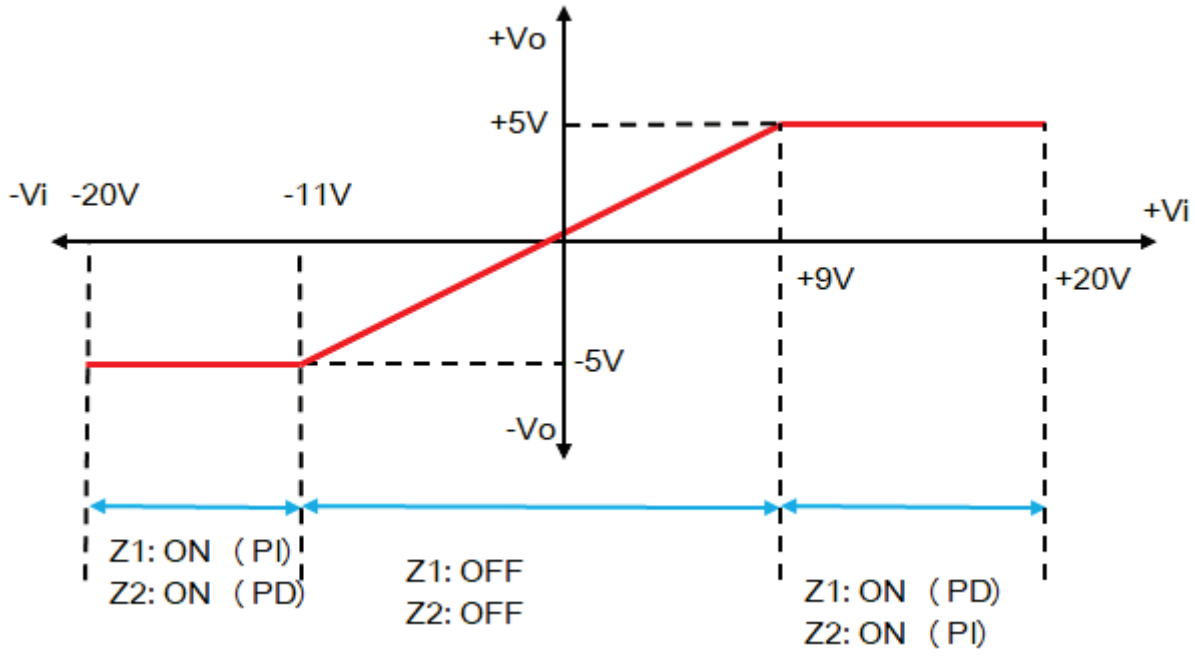
$$Vo = VZ2 = 5V = \frac{(Vi\ Límite\ 2 + 1)}{2} \Rightarrow Vi\ Límite\ 2 = 9V$$

Para 9V ≤ Vi ≤20V

La tensión de salida será:

$$\boldsymbol{Vo = VZ2 = 5V}$$

Graficando la función de transferencia:



Regulación Zener

La estabilización de tensión es la última etapa de una fuente de alimentación, y continuando con los diodos en esta sección se incluyen problemas con circuitos con diodos zener; por su característica clave como regulador de tensión.

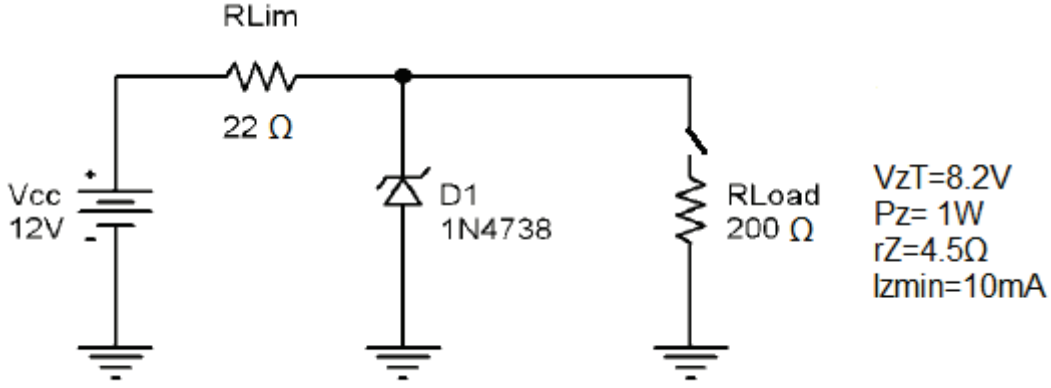
Los conocimientos teóricos y prácticos del diodo zener que son requeridos para la resolución de los problemas, se detallan a continuación:

- Conocer y comprender la característica tensión vs corriente.
- Comprender la aplicación fundamental.
- Reconocer e interpretar la denominación y la simbología.
- Conocer los parámetros de interés en la hoja característica.

Cuestionario 2

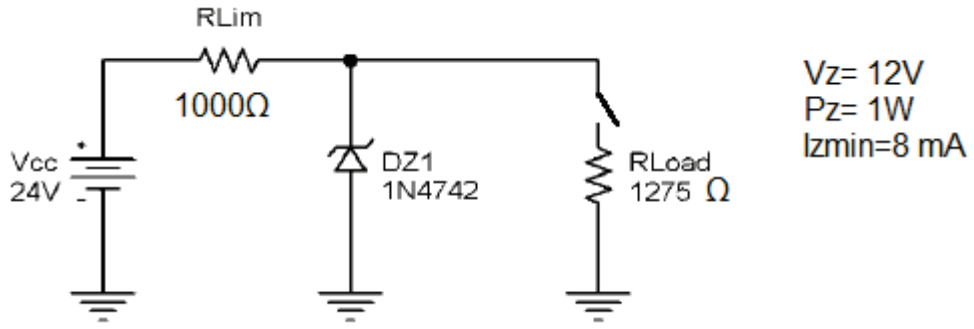
1) ¿Cuál de las siguientes opciones es la mejor descripción del diodo de la etapa de regulación?
   a) Es un diodo rectificador.
   b) Es un dispositivo de tensión constante.
   c) Es un dispositivo de corriente constante.
   d) Funciona en la zona directa.
2) Si la resistencia serie del regulador zener sin carga disminuye, la corriente zener:
   a) Disminuye.
   b) Se mantiene constante.
   c) Aumenta.
   d) Es igual a la tensión de la fuente dividida en la resistencia serie.
3) En el regulador zener con carga, ¿cuál de las siguientes corrientes es más grande?
   a) La corriente serie.
   b) La corriente zener.
   c) La corriente por la carga.
   d) Ninguna opción es válida.
4) Si el diodo zener se conecta con la polaridad equivocada, la tensión en la carga será aproximadamente de:
   a) V pico del Sec. del Transformador.
   b) Vz + 1,4 V.
   c) Vz.
   d) 0,7 V.
5) Si la resistencia de la carga disminuye en un regulador zener, entonces la corriente en serie:
   a) Disminuye.
   b) No cambia.
   c) Aumenta.
   d) Es igual a la tensión de la fuente dividida en la resistencia en serie.
6) Un diodo zener:
   a) Es una batería.
   b) Está polarizado en directo.
   c) Tiene una barrera de potencial de 1 V.
   d) Presenta una tensión constante en la zona de ruptura zener.
7) Si la tensión de la fuente aumenta en un regulador zener, ¿cuál de las corrientes indicadas a continuación se mantiene aproximadamente constante?
   a) La corriente en serie.
   b) La corriente zener.
   c) La corriente por la carga.
   d) La corriente total.
8) La tensión en la carga es aproximadamente constante cuando el diodo zener está:
   a) Polarizado en directa.
   b) Polarizado en inversa.
   c) Funcionando en la zona de ruptura.
   d) Sin polarización.

9) Si la resistencia de la carga disminuye en un regulador zener, entonces la corriente por el zener:
   a) No cambia.
   b) Disminuye.
   c) Aumenta.
   d) Es igual a la tensión de la fuente dividida en la resistencia en serie.
10) Si la tensión proveniente de la red de suministro (220V/50 Hz) aumenta, en un regulador zener la corriente en serie:
   a) Disminuye.
   b) No cambia.
   c) Aumenta.
   d) Es igual a la tensión de la fuente dividida en la resistencia en serie.
11) Si la tensión proveniente de la red de suministro (220V/50 Hz) disminuye en un regulador zener, ¿cuál de las corrientes indicadas a continuación se mantiene aproximadamente constante?
   a) La corriente en serie.
   b) La corriente zener.
   c) La corriente por la carga.
   d) La corriente total.
12) Si la resistencia de la carga aumenta en un regulador zener, entonces la corriente por el zener:
   a) Disminuye.
   b) Aumenta.
   c) No cambia.
   d) Es igual a la tensión de la fuente menos la Vz, dividida en la resistencia en serie.
13) La tensión en la resistencia zener, por lo general:
   a) Se suma a la tensión de la resistencia serie, en carga.
   b) Es grande.
   c) Se resta a la tensión de ruptura.
   d) Es pequeña.
14) Para el circuito regulador de la figura:

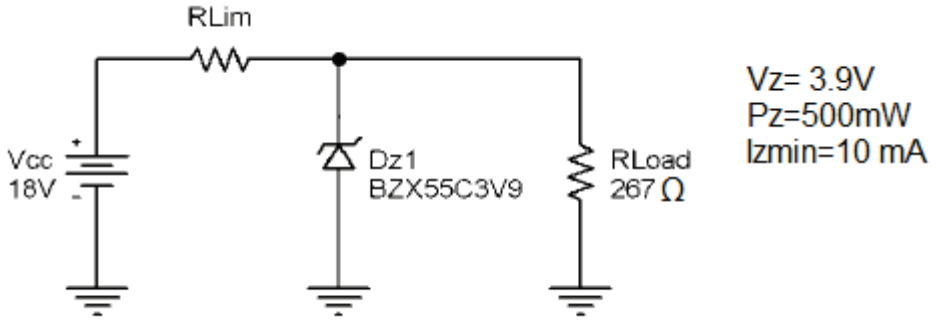


   a) El diodo se destruye cuando la llave se abre.
   b) La resistencia limitadora satisface el diseño.
   c) El diodo zener pierde regulación cuando la llave se cierra.
   d) Las opciones a) y c), son válidas.

15) En el siguiente circuito:
   a) El diodo se destruye cuando la llave se abre.
   b) La resistencia limitadora satisface el diseño.
   c) El diodo zener pierde regulación cuando la llave se cierra.
   d) Las opciones a) y c), son válidas.

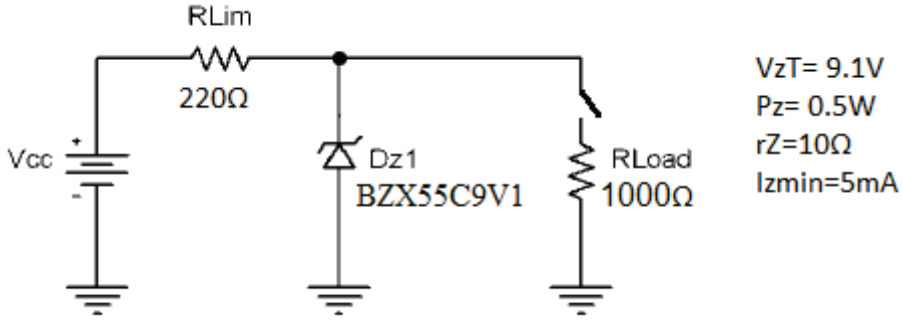


16) Para el siguiente circuito, el valor óptimo comercial de la R limitadora es:



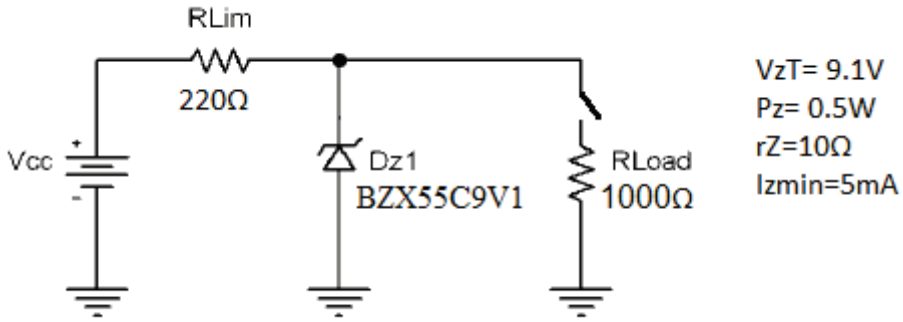
   a) 560Ω.
   b) 120Ω.
   c) 220Ω.
   d) Ninguna opción es válida.

17) El máximo valor de la tensión de entrada al regulador de la figura, es:



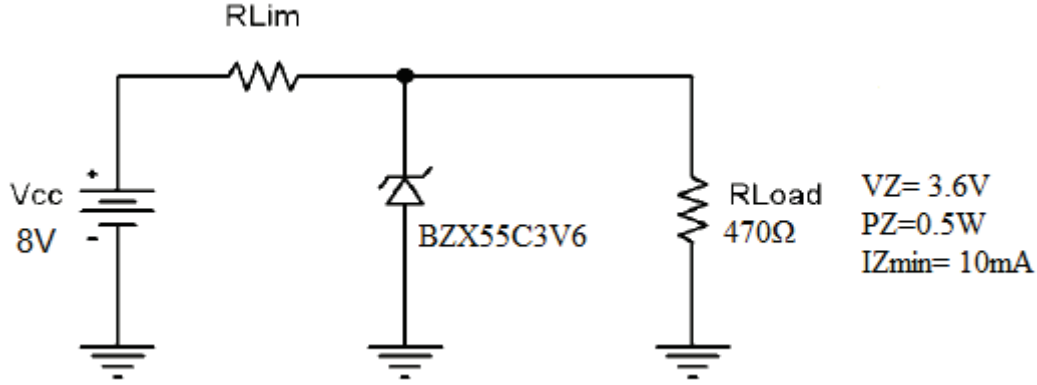
   a) 21.73 V.
   b) 12.26 V.
   c) 21.18 V.
   d) Ninguna opción es válida.

18) El mínimo valor de la tensión de entrada al regulador de la figura, es:



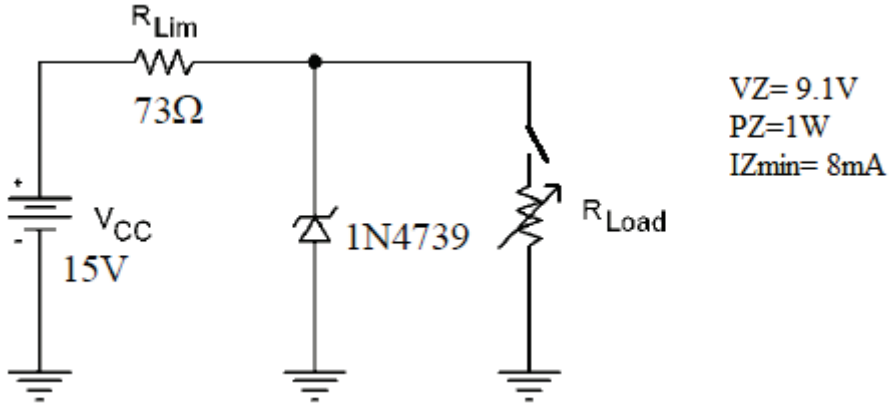
a) 21.73 V.
b) 12.26 V.
c) 12.20 V.
d) Ninguna opción es válida.

19)El valor comercial óptimo de la resistencia limitadora es:



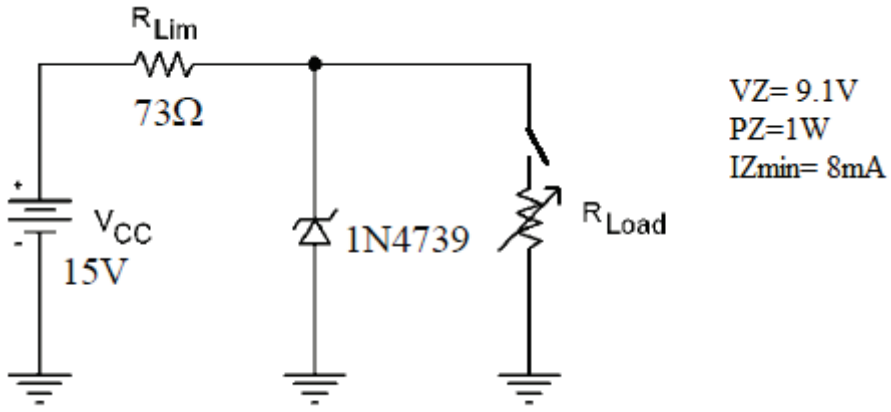
a) 30Ω.
b) 250Ω.
c) 220Ω.
d) Ninguna opción es válida.

20)El mínimo valor de la resistencia de carga que permite al circuito regular, es:



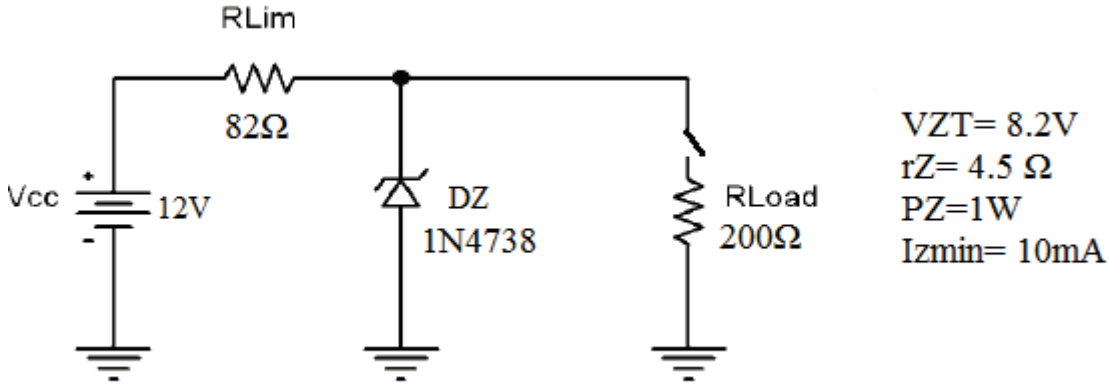
a) 100Ω.
b) 125Ω.
c) 220Ω.
d) Ninguna opción es válida.

21)¿Cuál sería el máximo valor de la corriente por el diodo?, sin que se destruya:



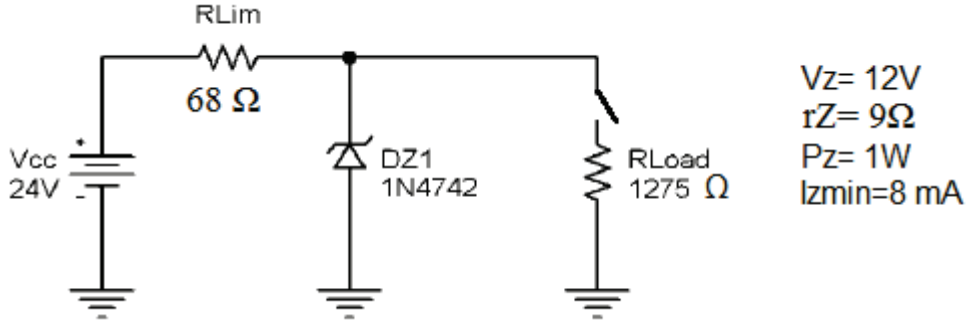
a) 109.8 mA.
b) 100mA.
c) 80mA.
d) Ninguna opción es válida.

22)Para el circuito regulador de la figura:



a) El diodo se destruye cuando la llave se abre.
b) La resistencia limitadora satisface el diseño.
c) El diodo zener pierde regulación cuando la llave se cierra.
d) Las opciones a) y c), son válidas.

23)Para el circuito regulador de la figura:



a) El diodo se destruye cuando la llave se abre.
b) La resistencia limitadora satisface el diseño.
c) El diodo zener pierde regulación cuando la llave se cierra.
d) Las opciones a) y c), son válidas.

Solución:

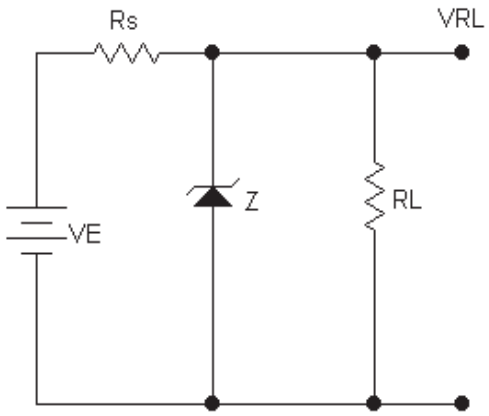
1) b)	5) b)	9) b)	13) d)	17) a)	21) c)
2) c)	6) d)	10) c)	14) a)	18) b)	22) c)
3) a)	7) c)	11) c)	15) c)	19) c)	23) a)
4) d)	8) c)	12) b)	16) a)	20) b)	

Problema 1

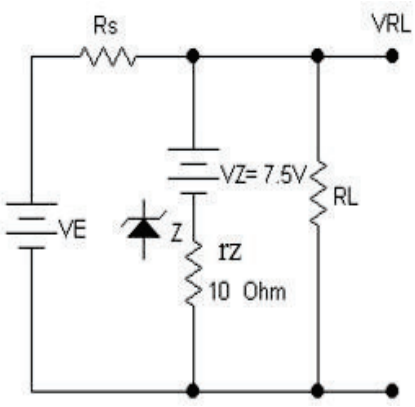
En un circuito estabilizador, siendo VE=38V, VRL=8V e IL=25mA; se dispone de un diodo zener con los siguientes datos:
VZ=7.5V, rz= 10Ω, PZmáx= 750mW.

Resolver los siguientes ítems, considerando la 3ra aproximación:

a) **Calcular la resistencia limitadora.**
b) **Con el valor calculado en el ítem a), calcular el porcentaje de variación de la tensión en la carga y la máxima potencia disipada por el diodo zener, considerando que la carga puede desconectarse y la tensión de entrada sufre una variación del ±10%.**
c) **Dibujar la recta de carga, e indicar el rango de funcionamiento del diodo zener.**



Solución:



a) Calculo de Rs
VRL= 8V= 7.5V + IZ.10Ω → IZ= 50mA
VE= 38V= Is. Rs+ VRL= (IZ+IRL) Rs+ 8V
siendo IRL= 25mA

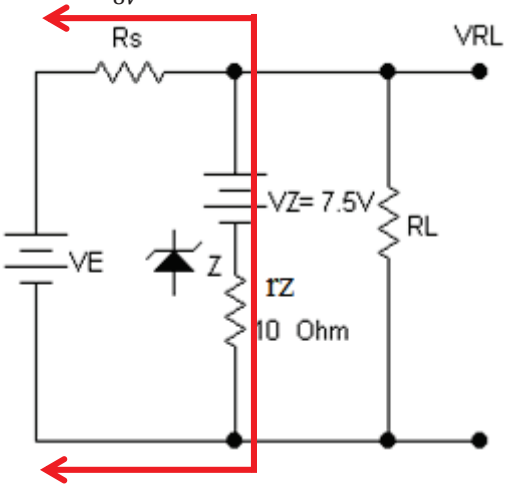
$$Rs = \frac{38V - 8V}{50mA + 25mA} = 400\Omega$$

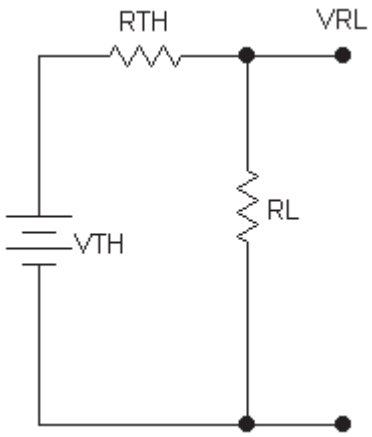
b) ΔVRL y Pzmáx con una ΔVe=10% con ILmin=0mA
Ve=38±10% → Vemin=34,2V y Vemáx= 41,8V
Con VEmáx= (Izmáx+ILmin)Rs+7.5V+Izmáx.rz=7.5V+Izmáx(Rs+rz)
Izmáx= (41.8V-7,5V)/(Rs+0,010KΩ)=83,658mA
VRL= 7,5V+ Izmáx. 0,010KΩ= 8,33V

$$\Delta VRL\% = \frac{(8{,}33V - 8V)}{8V}.100 = 4{,}125\%$$

Con VEmin= 34,2V=(Izmin+ILmáx)Rs+7.5 V+Izmin.rz
→ Izmin con ILmáx= 25mA
Izmin= (34.2V-7.5V-25mA.Rs)/(Rs+0,010KΩ)=40.7mA
VRL= 7,5V+ Izmin. 0,010KΩ= 7.9V

$$\Delta VRL\% = \frac{(7{,}9V-8V)}{8V}.100 = -1{,}25\%$$





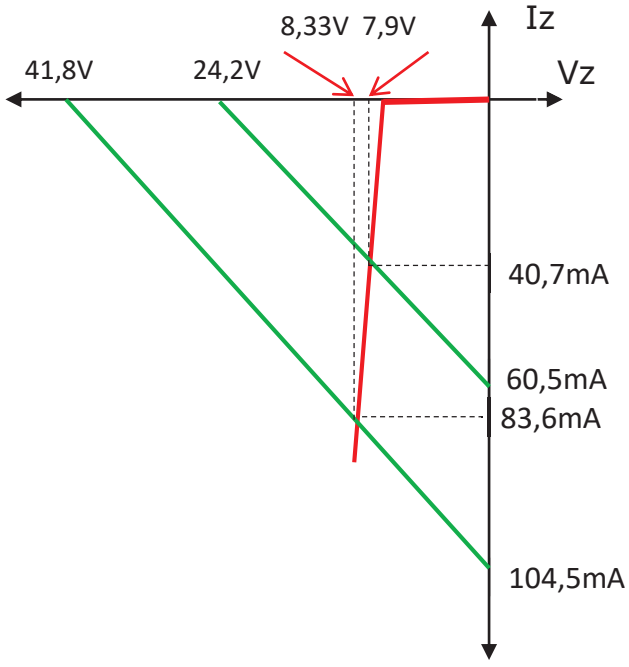
VTH= VZ+I.rz= 7.5V+[(Ve-7.5V)/(Rs+rz)]rz
RTH= Rs//rz= 9.756Ω
VRL = [VTH/(RTH+RL)].RL ; siendo RL= 8V/25mA=320 Ω
Con VEmáx→ VTH=VRLmáx= 8,33V
Con VEmin→ VTH=8.15V y VRL min= 7,9V
Pzmáx= Izmáx. VRLmáx= 83,658mA.8,33V = 696,8mW< 750mW

c) Dibujar recta de carga y rango de funcionamiento del zener

VE= (Iz+IL)Rs+Vz → Iz= (Ve-Vz)/Rs –IL
Con VEmin= 34,2V; IL= 25mA; Iz= [(34,2V-Vz)/Rs]-25mA
Con IZ=0mA →Vz= 24,2 V
Con Vz= 0V → Iz= 60,5mA

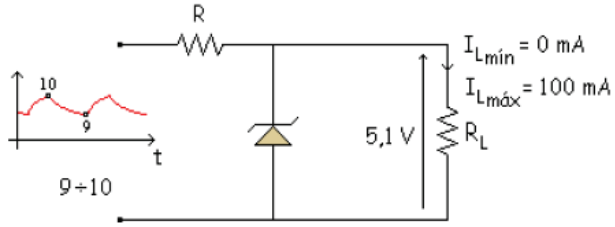
Con VEmáx= 41,8V; IL=0mA; Iz=(41,8V-Vz)/Rs

Con IZ=0mA →Vz= 41,8 V
Con Vz= 0V → Iz= 104,5mA



Problema 2

Diseñar un circuito estabilizador de una fuente de alimentación de corriente continua que entregue a la salida una tensión de 5,1V; sabiendo que la carga varía entre 0mA a 100mA.
Considerar que la salida de la etapa de filtrado varía entre 9 y 10V.

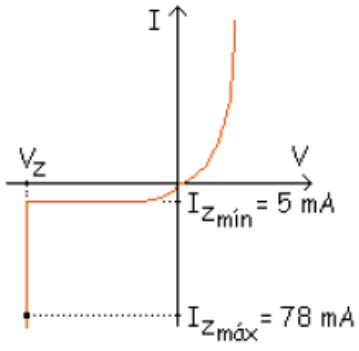


Los diodos zeners que se disponen son los indicados en la siguiente tabla:

Zener	Vz	Izmin	Pz max
Z1	5,1 V	5 mA	400 mW
Z2	5,1 V	50 mA	1.5 W
Z3	5,1 V	100 mA	2,5 W

Seleccionar el componente que corresponda, diseñar el circuito y dibujar la recta de carga.

Solución:
El análisis se inicia con el diodo zener de menor costo, Z1; cuya característica V-I es la indicada:



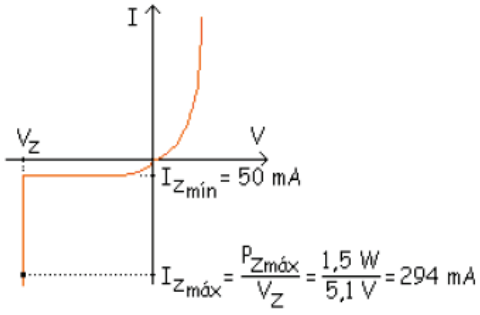
Se calcula R con las siguientes ecuaciones:

$$Rmin = \frac{Vemax - Vz}{Izmáx + ILmin} = \frac{10V - 5.1V}{78mA + 0mA} = 62.8\ \Omega$$

$$Rmax = \frac{Vemin - Vz}{Izmin + ILmáx} = \frac{9V - 5.1V}{5mA + 100mA} = 37.1\ \Omega$$

Se advierte que no hay rango para la resistencia R, por lo tanto, el zener Z1 no puede utilizarse.

Se considerará ahora el zener Z2, cuya característica V-I es la siguiente:



Calculando la resistencia R, resulta:

$$Rmin = \frac{Vemáx - Vz}{Izmáx + ILmin} = \frac{10V - 5.1V}{294mA + 0mA} = 16.6\,\Omega$$

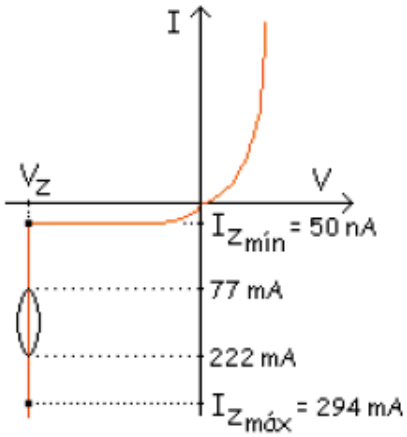
$$Rmax = \frac{Vemin - Vz}{Izmin + ILmáx} = \frac{9V - 5.1V}{50mA + 100mA} = 26\,\Omega$$

Con este zener se halla rango para R, pudiendo elegir un valor estándar próximo al máximo de 22Ω, al 5% de tolerancia.

Considerando los casos extremos tanto de Ve como de IL, resulta:

$$Izmáx = \frac{Vemáx - Vz}{R} - ILmin = \frac{10V - 5.1V}{22\Omega} - 0mA = 222.7mA$$

$$Izmin = \frac{Vemin - Vz}{R} - ILmáx = \frac{9V - 5.1V}{22\Omega} - 100mA = 77.2\,mA$$



Zona de funcionamiento del zener

Se calculará ahora la máxima potencia de disipación de R, que será para el caso más desfavorable con Vemáx:

$$P_R = \frac{(Vemáx - Vz)^2}{R} = \frac{(10V - 5.1V)^2}{22\Omega} = 1.09W$$

Se adopta por valor normalizado de 2W.

El valor mínimo de RL será:

$$Rlmin = \frac{5.1V}{100mA} = 51\Omega$$

La ecuación correspondiente a la recta de carga, resulta:

$$Iz = \frac{Ve}{R} - Il - \frac{Vz}{R}$$

Para su trazado, se consideran sus puntos extremos:

- Vemin=9V, ILmáx= 100mA

Con Iz=0 mA, luego $Vz = Ve - R.(Iz + Il) = 9V - 0.022K\Omega.(0mA + 100mA) = 6.8V$

Con Vz=0V, luego $Iz = \frac{Ve-Vz}{R} - Il = \frac{9V-0V}{0.022K\Omega} - 100mA = 309mA$

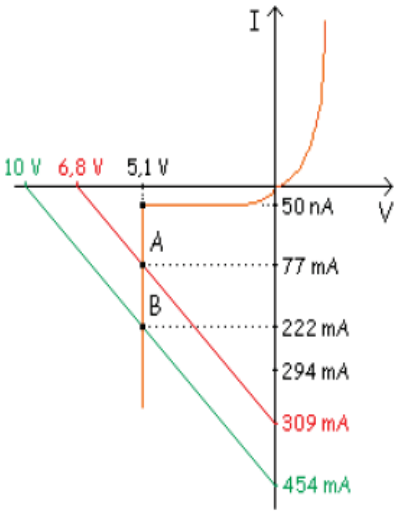
Trazado en la gráfica de color rojo. Punto A (Iz, Vz)= (77.2mA, 5.1V)

- Vemáx=10V, ILmin= 0mA

Con Iz=0 mA, luego $Vz = Ve - R.(Iz + Il) = 10V - 0.022K\Omega.(0mA + 0mA) = 10V$

Con Vz=0V, luego $Iz = \frac{Ve-Vz}{R} - Il = \frac{10V-0V}{0.022K\Omega} - 0mA = 454.5mA$

Trazado en la gráfica de color verde. Punto B (Iz, Vz)= (222.7mA, 5.1V)



Rectas de carga, para los valores límites de la corriente por la carga

Problema 3

Un diodo zener de 200mW, regula 5V desde su corriente mínima de 5 mA. Se desea diseñar un circuito estabilizador con salida de 5V, desde una corriente de carga nula, hasta un valor máximo, siendo Ve= 20V.

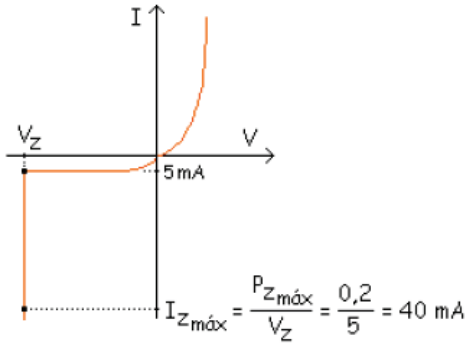
a) Determinar el valor de la resistencia serie del regulador, su máxima

disipación de potencia y el valor límite máximo de la corriente de carga.

b) Con el valor calculado de Rs del apartado a), considerando que RL es constante e igual a 200Ω, determinar el rango de variación de Ve que permite al circuito regular.

Solución:

a) Considerando la característica del diodo zener, de acuerdo a los datos.



Se calcula luego la resistencia serie R, con la única ecuación que se puede aplicar dado que no se tiene el valor de la máxima corriente de carga.

$$Rs = \frac{Ve - Vz}{Izmáx + Ilmin} = \frac{20V - 5V}{40mA + 0mA} = 0.375K\Omega = 375\Omega$$

$$PRmáx = \frac{(Ve - Vz)^2}{Rs} = \frac{(20V - 5V)^2}{375\Omega} = 0.6W = 600mW$$

b) Con el dato de RL, se calcula IL:

$$IL = \frac{Vz}{Rl} = \frac{5V}{200\Omega} = 0.025A = 25mA$$

De las ecuaciones de diseño de la resistencia serie del regulador, se despeja Vemáx y Vemin, resultando:

$$Vemáx = (Izmáx + Il).Rs + Vz = (40mA + 25mA).0.375K\Omega + 5V = 29.375V$$
$$Vemin = (Izmin + Il).Rs + Vz = (5mA + 25mA).0.375K\Omega + 5V = 16.25V$$

Siendo estos los límites del rizado que puede presentar la Ve, regulando la salida en 5V.

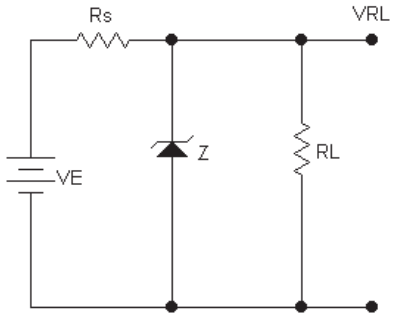
Problema 4

En el circuito regulador indicado en la siguiente figura y a partir de los datos dados, resolver los ítems a), b) y c).

Datos:
Ve=10V, VRL=5V, Is=20mA

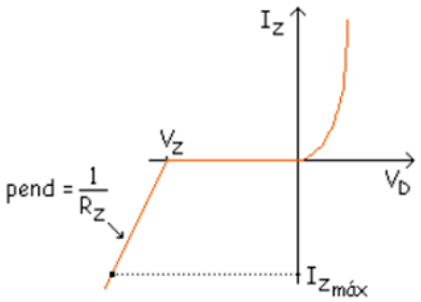
Vz	Rz	Pzmáx
4.7V	10Ω	400mW

a) Calcular la resistencia serie del regulador, y utilizarla como dato para los siguientes ítems.
b) Si la corriente por la carga varía entre 10mA y 20mA, y la Ve presenta un rizado entre +12% y -11% de su valor nominal de 10V; calcular el porcentaje de variación de la tensión en la carga y la máxima disipación del diodo zener.
c) Determinar la variación porcentual de la tensión de salida para una variación de la corriente por la caga de ±55% con respecto a su valor nominal, manteniéndose Ve constante.

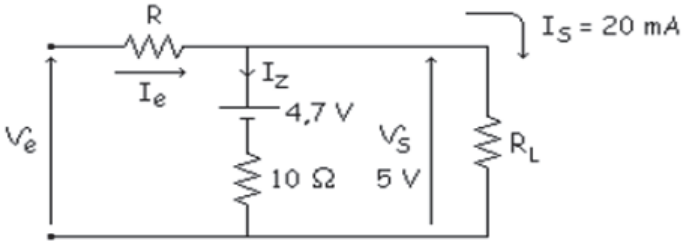


Solución:

a) De acuerdo a los datos, la característica V-I del diodo zener es la que se dibuja a continuación:



Considerando el dato de la resistencia dinámica del diodo zener (Rz), se trabajará con la tercera aproximación para el diodo zener. El circuito equivalente es el mostrado a continuación:



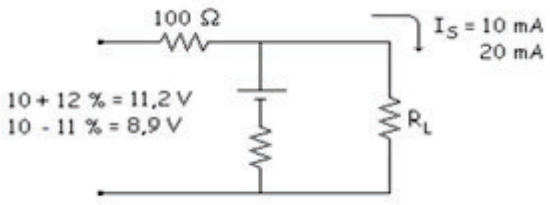
$$Vs = VRL = Vz + Iz.Rz = 5V \Rightarrow Iz = \frac{Vs - Vz}{Rz} = \frac{5V - 4.7V}{10\Omega} = 30mA$$

$$Ie = Iz + Is = 30mA + 20mA = 50mA$$

$$R = \frac{Ve - Vs}{Ie} = \frac{10V - 5V}{50mA} = 100\Omega$$

b) De acuerdo a las especificaciones indicadas para este apartado, la variación de Ve resulta:

$$Vemáx = 10V + 12\% = 11.2V$$
$$Vemin = 10V - 11\% = 8.9V$$



Ahora se calcula el rango de variación de Iz, a partir de las siguientes ecuaciones que se desprenden del circuito equivalente

Punto 1, de la característica V-I:

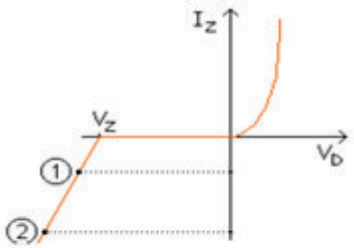
$$Vemin = (Izmin + Ismáx).R + Vz + Izmin.Rz = 8.9V \Rightarrow Izmin$$

$$Izmin = \frac{(Vemin - Vz - Ismáx.R)}{R + Rz} = \frac{(8.9V - 4.7V - 20mA * 0.100K\Omega)}{0.100K\Omega + 0.010K\Omega} = 20mA$$

Punto 2, de la característica V-I:

$$Vemáx = (Izmáx + Ismin).R + Vz + Izmáx.Rz = 11.2V \Rightarrow Izmáx$$

$$Izmáx = \frac{(Vemáx - Vz - Ismin.R)}{R + Rz} = \frac{(11.2V - 4.7V - 10mA * 0.100K\Omega)}{0.100K\Omega + 0.010K\Omega} = 50mA$$



Característica V-I del diodo zener

Con estos valores de variación de Iz, se calcula Vs:

$$Vsmáx = Vz + Izmáx.Rz = 4.7V + 50mA * 0.01K\Omega = 5.2V$$
$$Vsmin = Vz + Izmin.Rz = 4.7V + 20mA * 0.01K\Omega = 4.9V$$

La variación porcentual de Vs, será:

$$\frac{(Vsmáx - Vs\ ideal)}{Vs\ ideal} * 100 = \frac{(5.2V - 5V)}{5V} * 100 = +4\%$$

$$\frac{(Vsmin - Vs\ ideal)}{Vs\ ideal} * 100 = \frac{(4.9V - 5V)}{5V} * 100 = -2\%$$

La máxima disipación de potencia del diodo zener será:

$$Pzmáx = Vsmáx * Izmáx = 5.2V * 0.050A = 0.26W = 260mW < Pzmáx = 400mW$$

c) Considerando la variación del ±55% de la corriente de carga, en relación a su valor nominal de 20mA, resulta:

Un aumento de +55%→ 20mA*(1+0.55)= 31 mA=Ismáx
Una disminución de -55% → 20mA*(1-0.55)= 9 mA=Ismin

Planteando la ecuación de Ve y considerando los valores límites de la corriente por la carga, se calcula el valor de Iz y posteriormente Vs:

Para Ismáx:

$$Ve = Rs * (Izmin + Ismáx) + Izmin\ Rz + Vz \Rightarrow Izmin = \frac{Ve - Vz - Ismáx.Rs}{(Rs + Rz)}$$

$$= \frac{(10V - 4.7V - 31mA * 0.1\Omega)}{(0.100K\Omega + 0.010K\Omega)} = Izmin = 20mA$$

$$Vs = Vz + Izmin.Rz = 4.7V + 20mA * 0.01K\Omega = 4.9V$$

Produciendo una variación de Vs:

$$\%Vs = \frac{4.9V - 5V}{5V} * 100 = -2\%$$

Para Ismin:

$$Ve = Rs * (Izmáx + Ismin) + Izmáx\ Rz + Vz \Rightarrow Izmáx = \frac{Ve - Vz - Ismin.Rs}{(Rs + Rz)}$$

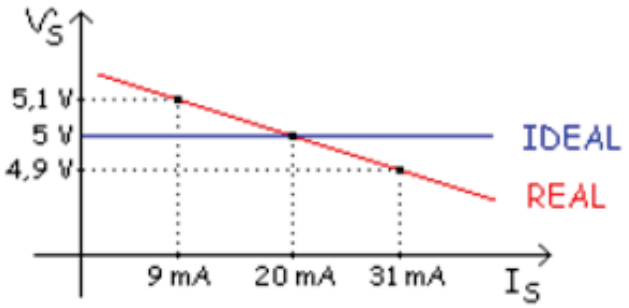
$$= \frac{(10V - 4.7V - 9mA * 0.1\Omega)}{(0.100K\Omega + 0.010K\Omega)} = Izmáx = 40mA$$

$$Vs = Vz + Izmáx.Rz = 4.7V + 40mA * 0.01K\Omega = 5.1V$$

Produciendo una variación de Vs:

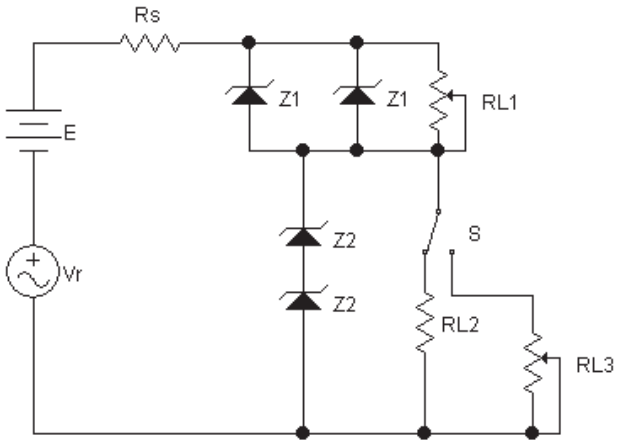
$$\%Vs = \frac{5.1\ V - 5V}{5V} * 100 = +2\%$$

Representando gráficamente:



Problema 5

Con el fin reducir el rizado en los bornes de las cargas RL1, RL2 y RL3, se ha implementado el siguiente circuito regulador.



Zener	Vz [V]	P [W]
Z1	**10**	**1**
Z2	**5**	**1**

a) ¿Entre qué valores máximos y mínimos puede variar Rs, regulando en todo momento el circuito?.
b) Elegir el valor de Rs más adecuado.
c) Calcular la máxima potencia disipada en funcionamiento por Z1, Z2 y Rs.
d) Con el valor elegido por usted en el punto b) calcular entre qué valores máximos y mínimos puede variar E, regulando en todo momento el circuito.

Datos:

Llave S en una u otra posición.
E= 47 Volt, Tensión de ripple Vr = 6Vpp.
iL1= 20 a 100 mA, iL2= 60 mA, iL3= 10 a 30 mA

Nota: **Adoptar el 10% del valor de la máxima corriente por el zener, como I_Z min.**

Solución

a)

Se calcula la Iz máx de los zener, de acuerdo a su potencia máxima indicada:

$$Iz1máx = \frac{Pz1máx}{Vz1} = 100mA, \qquad Iz2máx = \frac{Pz2máx}{Vz2} = 200mA$$

Los zeners z1 en serie y Z2 en paralelo se pueden reemplazar por sus equivalentes: Z3 y Z4 respectivamente, como se indica a continuación:

Zener	*Vz [V]*	*P [W]*	*IZ máx [mA]*
Z3	10	2	200
Z4	10	2	200

De acuerdo a los datos:
Vemáx= E+(Vr/2)=47V+3V= 50V y Vemin= E-(Vr/2)= 44V.
Se determina el rango de Rs, considerando los casos más desfavorables:

$$Rsmin = \frac{Vemáx - (Vz3 + Vz4)}{Iz4máx + Il3min} = \frac{50V - 20V}{200mA + 10mA} = 0.14285K\Omega$$

$$Rsmáx = \frac{Vemin - (Vz3 + Vz4)}{Iz3min + Il1máx} = \frac{44V - 20V}{20mA + 100mA} = 0.200K\Omega$$

$$142.85\Omega < \text{Rs} < 200\Omega$$

b) Se adopta el valor más conveniente Rs= 200Ω

c)

$$Pz1 = Vz3 * \frac{1}{2} * [\frac{(Vemáx - Vz3 - Vz4)}{Rs} - IL1min] = 10V * \frac{1}{2} * \left[\frac{(50V - 20V)}{0.200K\Omega} - 20mA\right]$$
$$= 650mW$$

$$Pz2 = Vz4 * \frac{1}{2} * [\frac{(Vemáx - Vz3 - Vz4)}{Rs} - IL3min] = 10V * \frac{1}{2} * \left[\frac{(50V - 20V)}{0.200K\Omega} - 10mA\right]$$
$$= 700mW$$

$$PRsmáx = \frac{(Ve - Vz3 - Vz4)^2}{Rs} = \frac{(50V - 20V)^2}{200\Omega} = 4.5W$$

d)

$$Vemáx = Rs.(IZ4máx + IL3\text{min}) + Vz3 + Vz4 = 62V$$
$$Vemin = Rs.(IZ3min + IL1\text{máx}) + Vz3 + Vz4 = 44V$$

El valor de Vemin no cambia, ya que fue de ésta ecuación la que se adoptó el valor de Rs= 200Ω.
Luego siendo $Ve = E \mp \frac{Vrpp}{2} \Rightarrow E\ puede\ fluctuar\ entre\ 47V\ y\ 59V$.

Problema 6

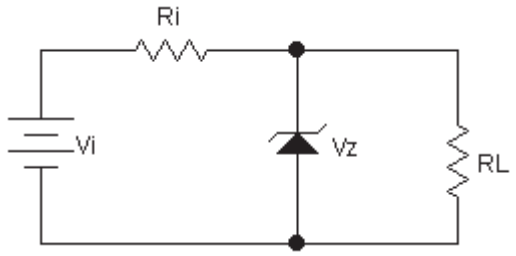
a) Dibujar un circuito regulador Zener, con una tensión de entrada V_i = 20 Vcc, la R_i = 330Ω; el zener utilizado es el 1N963B (Vz= 12 V) y la resistencia de carga R_L = 1,5 K.
La tensión de entrada varía en ±15% y la R_i tiene una tolerancia de ±10%.
b) Con la carga desconectada. ¿Cuál es la corriente máxima que circula por el zener?
c) Conectar la carga, y calcular las corrientes máximas y mínimas por las tres ramas del circuito.
d) Calcular máxima potencia disipada por el zener y las resistencias, en funcionamiento.
e) Si la tensión de la fuente cae a 0 V. En algún punto de esa disminución, el diodo zener dejará de regular. Calcular la tensión de

la fuente de entrada para la cual se pierde la regulación. Adoptar Izmin= 10% de Izmáx.

f) Si el diodo zener se sustituye por un 1N961(Vz = 10 V) ¿Cuáles son los valores de la tensión en la carga y la máxima corriente que circulará por el zener?.

Solución:

a)



b) Teniendo en cuenta los datos:

Ri varía dentro de su tolerancia del 10%, entre 297Ω y 363 Ω.

Ve con su variación del 15%, fluctúa entre 17V y 23V.

Con la carga desconectada, Ilmin=0:

$$Siendo\ Rimin = \frac{Vimáx - Vz}{Izmáx + ILmin} = \frac{23V - 12V}{Izmáx} \Rightarrow \boldsymbol{Izmáx} = \frac{11V}{0.297K\Omega} = \boldsymbol{37mA}$$

c)

$$Con\ la\ carga\ conectada\ IL = \frac{12V}{1.5K\Omega} = 8mA$$

$$Iimáx = \frac{Vimáx - Vz}{Rimin} = \frac{23V - 12V}{0.297K\Omega} = 37mA$$

$$\boldsymbol{Izmáx = Iimáx - Il = 29mA}$$

$$Iimin = \frac{Vimin - Vz}{Rimáx} = \frac{17V - 12V}{0.363K\Omega} = 13.77mA$$

$$\boldsymbol{Izmin = Iimin - Il = 5.77mA}$$

d)

$$Pzmáx = Vz.Izmáx = 12V.37mA = 444mW$$

$$PRlmáx = \frac{Vz^2}{Rl} = \frac{12V^2}{0.297K\Omega} = 96mW$$

$$PRimáx = \frac{(Vimáx - Vz)^2}{Rimin} = \frac{(23V - 12V)^2}{0.297K\Omega} = 407.4\ mW$$

e)

$$Rimáx = \frac{Vimin - Vz}{Izmin + IL} = 0.363\ K\Omega \Longrightarrow Vimin = Rimáx.(Izmin + Il) + Vz$$

$$Vimin = 0.363K\Omega.(3.7mA + 8mA) + 12V = 16.24V$$

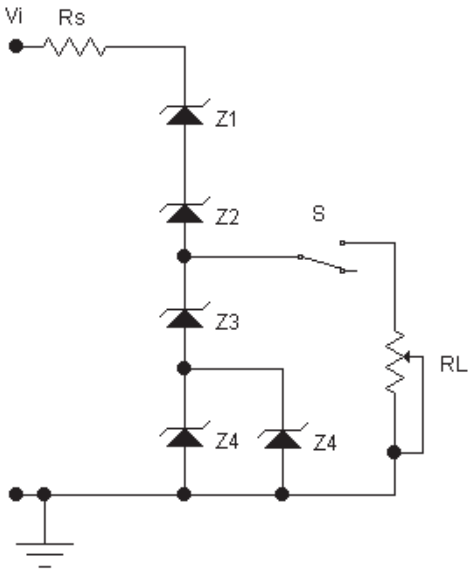
f)

Si ahora se sustituye el diodo zener, Vz=VRL=10V.

$$Rimin = \frac{Vimáx - Vz}{Izmáx + ILmin} = \frac{23V - 10V}{Izmáx} = 0.297K\Omega \Rightarrow \boldsymbol{Izmáx} = \frac{13V}{0.297K\Omega} = \boldsymbol{43.77mA}$$

Problema 7

En el siguiente circuito regulador, calcular:



a) Variación de la Rs, para que regule en todo momento el circuito. Adoptar el valor más adecuado de Rs y justificar por qué eligió ese valor.

b) Con el valor de Ri elegido por usted en a), calcular entre qué valores de Vi mínimo y máximo posibles, podría variar la tensión de entrada Vi regulando en todo momento el circuito.

c) Calcular la máxima disipación de potencia en los zeners y las resistencias.

d) Si se necesita reemplazar el diodo Z2, y se dispone solamente de un lote de diodos Z1, Z3 y Z4, calcular el reemplazo utilizando esos diodos disponibles. Especificar las características del diodo zener equivalente.

Nota: La llave S puede estar abierta o cerrada.

Datos: **35 Vcc ≤ Vi ≤ 40 Vcc 2 W ≤ PL ≤ 4 W**

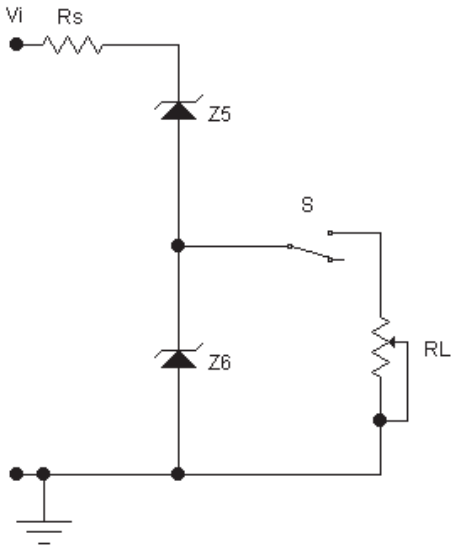
Diodo		VZ [Volt]	IZmin [mA]	PZ [W]
Z1	1N4683	3,0	40	10
Z2	1N5571	11,0	60	20
Z3	1N4728	3,3	20	5
Z4	1N4732	4,7	20	5

Solución

a)
Se realizan los siguientes reemplazos:

Tipo de conexión	*Zener de Remplazo*	*VZ[V]*	*Izmáx [A]*	*Izmin[mA]*
Z1 y Z2 en serie	*Z5*	*14*	*1.818*	*60*
Z3 en serie con el paralelo de los zeners Z4	*Z6*	*8*	*1.51*	*40*

El circuito queda reducido al siguiente esquema:



Teniendo en cuenta que cuando la llave está cerrada, la carga disipa una potencia entre 2 y 4W, siendo entonces:

$$ilmáx = \frac{Pmáx}{VRL} = \frac{4W}{8V} = 0.5A$$

Se calcula Rs, considerando los casos extremos:

$$Rsmin = \frac{Vimáx - VZ5 - VZ6}{IZ6máx + ILmin} = \frac{40V - 22V}{1.51A + 0A} = 11.92\Omega$$

$$Rsmax = \frac{Vimin - VZ5 - VZ6}{IZ6min + ILmáx} = \frac{35V - 22V}{0.040A + 0.5A} = 24.07\ \Omega$$

Se adopta el valor de Rsmáx= 24.07Ω, porque disipa menor potencia.

b)

$$Vimáx = IZ6máx * Rs + (Vz5 + Vz6) = 1.51A * 24.07\Omega + 22V = 58.34V$$
$$Vimin = (IZ6min + ILmáx) * Rs + (Vz5 + Vz6) = 0.54A * 24.07\Omega + 22V = 35V$$

c)

$$PZ1máx = VZ1 * Iimáx = VZ1 * \frac{(Vimáx - VZ5 - VZ6)}{Rs} = 3V * \frac{(40V - 22V)}{24{,}07\Omega} = 2.250W$$

$$PZ2máx = VZ1 * Iimáx = VZ2 * \frac{(Vimáx - VZ5 - VZ6)}{Rs} = 11 * \frac{(40V - 22V)}{24.07\Omega} = 8.22W$$

La Iz3 será máxima cuando Vi=Vimáx y la llave esté abierta, es decir Iz3máx=Iimáx

$$PZ3máx = VZ3 * Iimáx = VZ3 * \frac{(Vimáx - VZ5 - VZ6)}{Rs} = 3.3V * \frac{(40V - 22V)}{24.07\Omega} = 2.468W$$

Considerando el paralelo de los zeners Z4, la Iz4máx=Iz3máx/2=Iimáx/2; luego la Pz4máx será:

$$PZ4máx = VZ4 * \frac{Iimáx}{2} = Vz4 * \frac{(Vimáx - VZ5 - VZ6)}{2 * Rs} = 4.7V * \frac{(40V - 22V)}{2 * 24.07\Omega} = 1.75W$$

$$PRsmáx = Rs * Iimáx^2 = 13.46W$$
$$PRLmáx = (Vz3 + Vz4) * Ilmáx = (8V * 0.5A) = 4W$$

d)

El reemplazo del diodo zener Z2, se logra conectando en serie los zeners Z1, Z3 y Z4 con sus siguientes características:

Tipo de conexión	*Zeners de Remplazo*	*VZ [V]*	*Izmáx [A]*	*Izmin [mA]*	*P [W]*
Conexión en serie de Z1, Z3 y Z4	*Z2*	*11*	*1.06*	*40*	*11.66*

Problema 8

En el siguiente circuito regulador de tensión:

a) ¿Entre qué valores máximos y mínimos puede variar Ri, regulando en todo momento el circuito?

b) Elegir el valor de Ri más adecuado. Justificar la respuesta

c) Calcular la máxima potencia disipada en funcionamiento por Z1, Z2 y Ri.

d) Con el valor elegido por usted en el punto b), calcular entre qué valores máximos y mínimos puede variar E, regulando en todo momento el circuito.

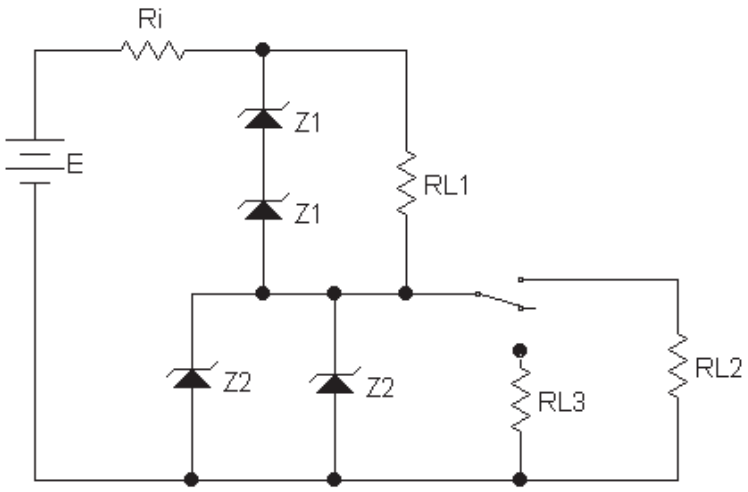
Datos:

La llave puede conmutar en sus dos posiciones.

IL1= 100 mA. IL2= 10 / 30 mA. IL3= 60 mA, 30 V ≤ E ≤ 40 V

Z1: ECG5121A Vz= 7,5 V, Pz= 5 W, Izmin = 5 mA

Z2: ECG5186A Vz= 10V, Pz= 10 W, Izmin = 10 mA



Solución

a)
Se calcula Ri, considerando los casos extremos:

$$Rimin = \frac{Emáx - (2 * VZ1 + VZ2)}{IZ1máx + IL1} = \frac{40V - 25V}{0.666A + 0.1A} = 19.56\Omega$$

$$Rimax = \frac{Emin - (2 * VZ1 + VZ2)}{2 * IZ2min + IL3máx} = \frac{30V - 25V}{0.1A + 0.06A} = 31.25\ \Omega$$

b) Se elige la resistencia de mayor valor: Ri=31.25Ω

c)

$$\boldsymbol{PZ1máx} = VZ1 * (Iimáx - IL1) = VZ1 * \left[\frac{(Emáx - 2VZ1 - VZ2)}{Ri} - IL1\right]$$
$$= 7.5V * \left[\frac{(40V - 25V)}{31.25\Omega} - 0.1A\right] = 7.5V * [0.48A - 0.1A] = \boldsymbol{2.85W}$$

$$\boldsymbol{PZ2máx = VZ2 * \frac{(Iimáx - IL2min)}{2} = 10V * \frac{(0.48A - 0.01A)}{2} = 2.35W}$$

$$\boldsymbol{PRimáx = \frac{VRimáx^2}{Ri} = \frac{(Emáx - 2VZ1 - Vz2)^2}{Ri} = 7.2W}$$

d)

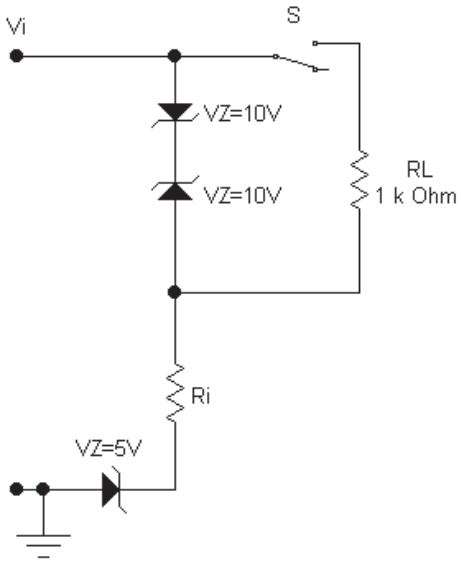
Se plantean las ecuaciones de Rimin y Ri máx con el valor elegido de Ri, despejando así los valores extremos de E.

$$\boldsymbol{Rimin = \frac{Emáx - (2 * VZ1 + VZ2)}{IZ1máx + IL1} = \frac{Emáx - 25V}{0.766A} = 31.25\Omega \Rightarrow Emáx = 48.95V}$$
$$\boldsymbol{Rimáx = \frac{Emin - (2 * VZ1 + VZ2)}{2 * IZ2min + IL3} = \frac{Emin - 25V}{0.16A} = 31.25\Omega \Rightarrow Emin = 30V}$$

Problema 9

En el siguiente circuito regulador:
a) Dibuje la tensión en la carga para un valor de Ri de 1KΩ, siendo la Vi una señal triangular de 40Vpico. Considerar los diodos ideales (Izmin= 0 mA).
b) En condiciones de regulación, determine el rango de Ri. Justifique el valor utilizado de Ri, en a).

Datos:
Pmáx de los zeners = 1 W



Solución:

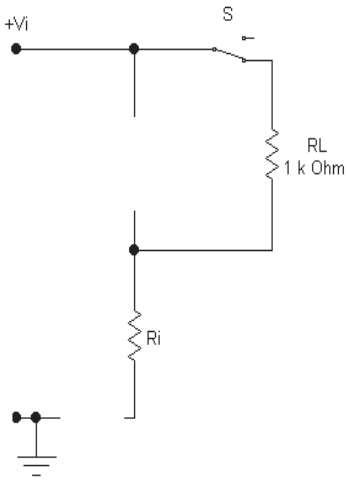
a)

En el *semiciclo positivo de la señal de entrada*:

Para: 0V≤Vi≤ Vi límite1

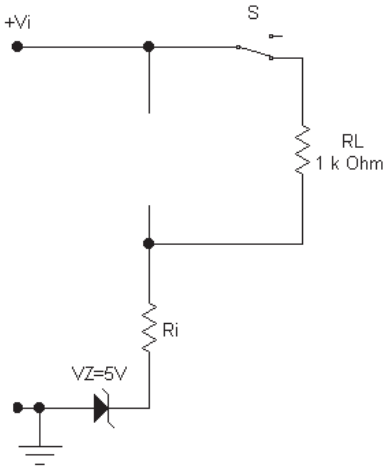
Hallándose el zener de 5V en serie, este debe regular para cerrar la malla, y así habrá tensión en la carga. Antes de que esto ocurra:

$$VRL = 0V$$



La Vi límite1 será cuando el zener de 5V comience a regular con Izmin=0; siendo esta de 5V.

Para: 5V≤Vi≤ Vi límite 2
Ahora el zener de 5V está regulando, mientras que el zener de 10V aún no regula.



La tensión en RL, será:

$$VRL = IL * RL = \frac{(Vi - 5V)}{Ri + Rl} * RL = \frac{(Vi - 5V)}{2K\Omega} * 1K\Omega$$

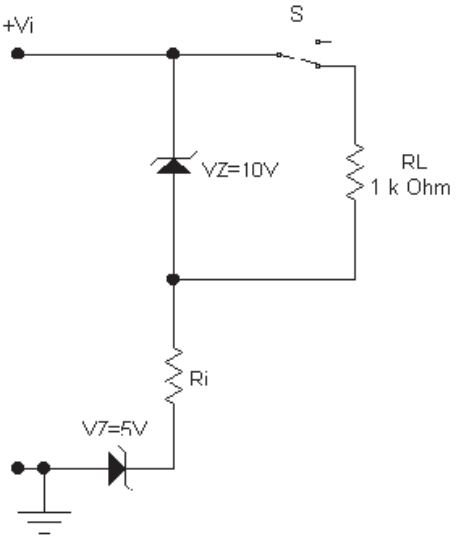
$$\boldsymbol{VRl = \frac{(Vi - 5V)}{2}}$$

La Vi Límite 2, será la mínima tensión de entrada que requiere el zener de 10V para regular, siendo:

$$VRl = 10V = \frac{(ViLímite2 - 5V)}{2} \Rightarrow Vilímite2 = 25V$$

Para: 25V≤Vi≤ Vimáx=40V

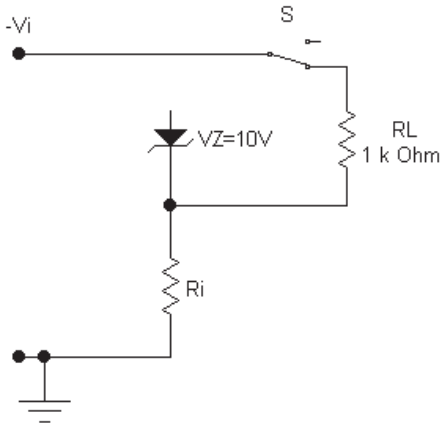
$$\boldsymbol{VRl = 10V}$$



En el *semiciclo negativo de la señal de entrada:*

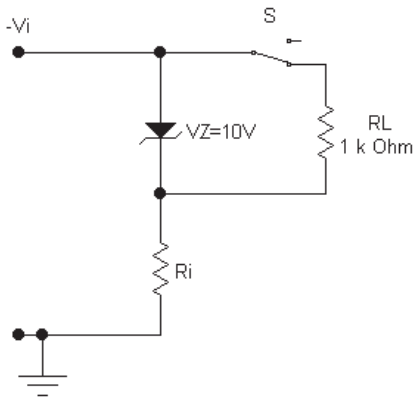
Para: Vi límite 3≤Vi≤0V

$$VRl = IRl * RL = \frac{Vi}{(Ri + RL)} * RL = \frac{Vi}{2K\Omega} * 1K\Omega$$



La Vilímite3, será cuando el zener de 10V, comience a regular siendo VRL=10V.

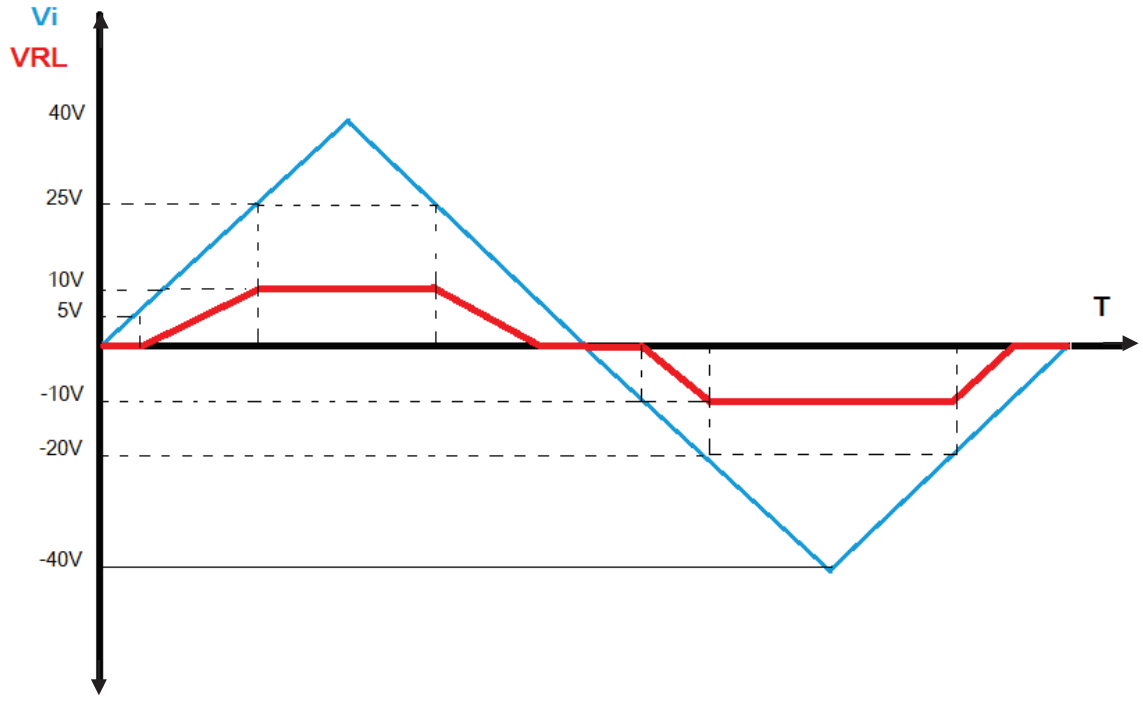
$$VRL = 10V = \frac{Vi\ límite\ 3}{2K\Omega} * 1K\Omega \Rightarrow Vi\ límite3 = 20V$$



Para: 40V≤Vi≤20V

$$\boldsymbol{VRl = 10V}$$

Graficando las ecuaciones de los tramos, resulta:



b)

Con polaridad positiva de Vi	Con polaridad negativa de Vi
$Rimin = \frac{Vimáx - 10V - 5V}{Izmáx + IRLmin}$ $= \frac{40V - 15V}{100mA + 0mA} = 0.250K\Omega$	$Rimin = \frac{Vimáx - 10V}{Izmáx + IRlmin}$ $= \frac{40V - 10V}{100mA + 0mA} = 0.300K\Omega$
$Rimáx = \frac{Vimin - 10V - 5V}{Izmin + IRLmáx}$ $= \frac{25V - 15V}{0mA + 10mA} = 1K\Omega$	$Rimáx = \frac{Vimin - 10V}{Izmin + IRLmáx}$ $= \frac{20V - 10V}{0mA + 10mA} = 1K\Omega$

El rango de Ri, será:

$$\mathbf{300\Omega < Ri > 1000\Omega}$$

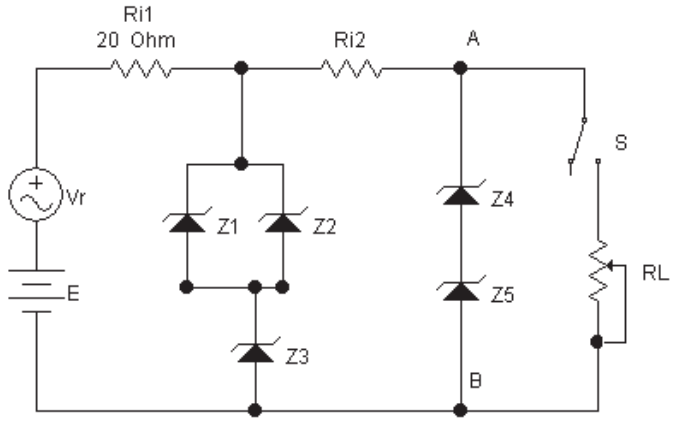
El valor elegido de Ri=1KΩ para el ítem a), es el óptimo ya que consume menos potencia.

Problema 10

Con la finalidad de reducir el rizado en los bornes AB de la carga, se ha propuesto el siguiente circuito regulador, considerando que la carga fluctúa entre 0 a 3W.

a) Calcular la resistencia Ri2 óptima, a fin de lograr la regulación del circuito en todo momento. Determinar su potencia de disipación.
b) Calcular la máxima disipación de potencia en los diodos zeners.

Datos: **E= 30V. Tensión de ripple Vr= 4pp.**



Zener	VZ [V]	P[W]
Z1	8.2	5
Z2	8.2	10
Z3	6.8	5
Z4	3.3	1.5
Z5	8.7	5

Adoptar para todos los zener: Izmin= 10% Izmáx.

Solución:

a) A partir de los datos de los zeners, se calcula las intensidades de Izmáx e Izmin, y se reduce el circuito; realizando los siguientes reemplazos:

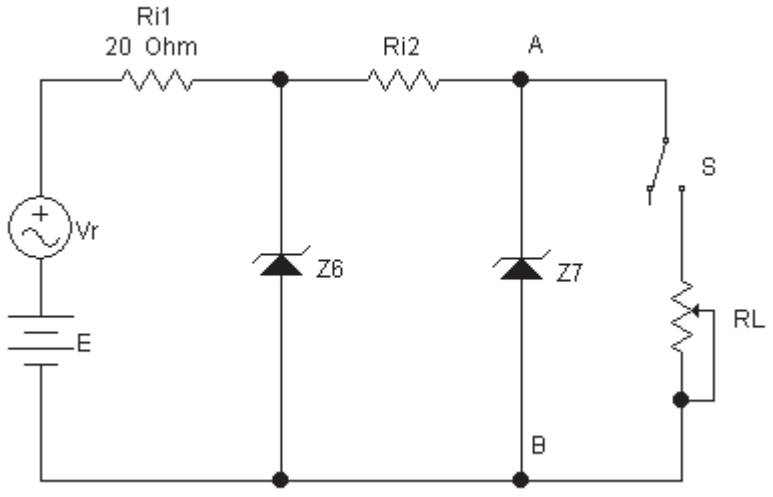
Los diodos zener Z1 en paralelo con Z2 y en serie con Z3, se reemplaza por Z6. La serie de los zener Z4 y Z5, por Z7.

Zener	*VZ [V]*	*P [W]*	*Izmáx [A]*	*Izmin [mA]*
Z1	8.2	5	0.609	61
Z2	8.2	10	1.22	122
Z3	6.8	5	0.735	73.5
Z4	3.3	1.5	0.454	45.4
Z5	8.7	5	0.574	57.4

Reemplazos:

Zeners de Remplazo	*Tipo de conexión*	*VZ [V]*	*P [W]*	*Izmáx [A]*	*Izmin [mA]*
Z6	*Conexión en serie de Z3 con el paralelo de Z1 y Z2*	*15*	*1.1*	*0.735*	*183*
Z7	*Conexión en serie de Z4 y Z5*	*12*	*5.45*	*0.454*	*57.4*

El circuito queda reducido así:



Variando la potencia en la carga de 0W a 3W $\Longrightarrow 0mA \leq IRL \leq \frac{PRlmáx}{VZ7} = \frac{3W}{12V} = 250mA$

El cálculo de Ri2, se realiza a través de las siguientes ecuaciones:

$$Ri2min = \frac{VZ6 - VZ7}{IZ7máx + IRLmin} = \frac{15V - 12V}{0.454\ A + 0A} = 6.6\Omega$$

$$Ri2máx = \frac{Vz6 - Vz7}{Iz7min + IRLmáx} = \frac{15V - 12V}{0.0574\ A + 0.250A} = 9.75\Omega$$

Siendo el valor óptimo de ***Ri2=9.75Ω***
Su potencia de disipación será:

$$PRi2 = \frac{(VZ6 - VZ7)^2}{Ri2} = \frac{(15V - 12V)^2}{9.75\Omega} = 0.9W$$

b)

Para el cálculo de la disipación de potencia en los zener, se determina Iimáx y IRi2 para el caso más desfavorable:

$$\boldsymbol{Iim\acute{a}x = \frac{\left(E + \frac{Vrpp}{2}\right) - VZ6}{Ri1} = \frac{(30V + 2V) - 15V}{20\Omega} = 0.850\ A}$$

$$\boldsymbol{IRi2 = \frac{(VZ6 - VZ7)}{Ri2} = \frac{3V}{9.75\Omega} = 0.307\ A}$$

$$PZ1máx = PZ2máx = VZ1 * \frac{(Iimáx - IRi2)}{2} = 8.2V * \frac{(0.85A - 0.307A)}{2} = 2.22W$$

$$PZ3máx = VZ3 * IZ3máx = VZ3 * (Iimáx - IRi2) = 6.8V * (0.85A - 0.307A) = 3.69W$$

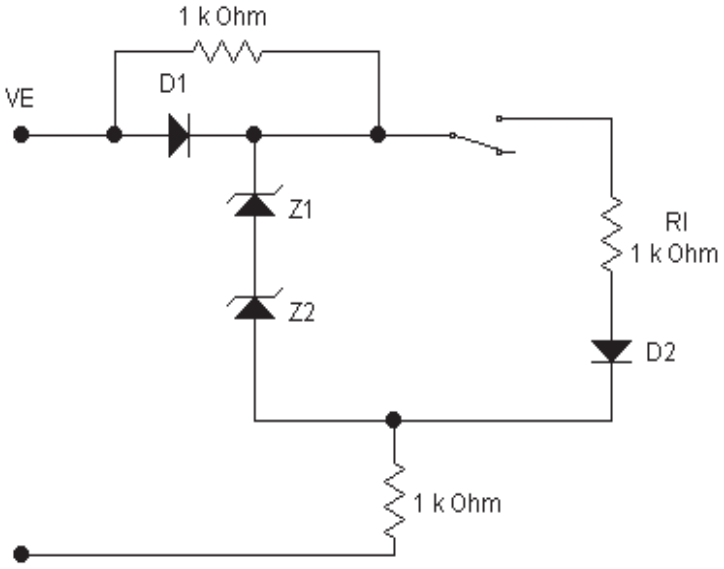
$$PZ4máx = VZ4 * IZ4máx = VZ4 * IRi2 = 3.3V * 0.307 = 1.01W\ Cuando\ la\ IRL = 0\ A$$

$$PZ5máx = VZ5 * IZ5máx = VZ5 * IRi2 = 8.7V * 0.307A = 2.67W$$

Problema 11

Para el siguiente circuito regulador, calcular:

a) **El mínimo valor de Rl, que permita entregar la máxima potencia de salida.**
b) **El máximo porcentaje de variación en la tensión de entrada, que permite regular al circuito.**
c) **La máxima potencia disipada por los zeners y las resistencias del circuito.**
d) **Si la tensión de entrada cambia su polaridad, indique el máximo valor de la corriente de entrada, y la potencia que disipan las resistencias del circuito.**



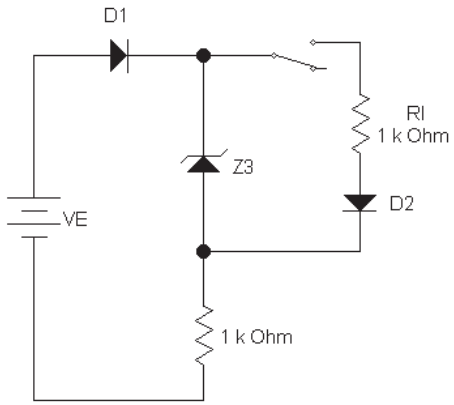
	IF [mA]	VR [V]
D1	75	100
D2	50	35

	Vz [V]	P [W]	Izmin [mA]
Z1	5	0,5	0,5
Z2	5	10	5

Solución

a)
Se reemplaza el equivalente de los zener Z1 y Z2 en serie, por Z3, con sus características:

Zener de Remplazo	*Tipo de conexión*	*VZ [V]*	*P [W]*	*Izmáx [A]*	*Izmin [mA]*
Z3	*Conexión en serie de Z1 y Z2*	*10*	*1*	*0.100*	*5*



Siendo IF del diodo D2 de 50 mA, entonces Rlmin será:

$$\boldsymbol{Rlmin} = \frac{VRl}{IFD2} = \frac{(VZ1 + VZ2)}{IFD2} = \frac{10V}{0.050\ A} = 200\Omega$$

b)

Considerando que los diodos D1 y D2, son ideales; se comportan como un interruptor siendo su caída de voltaje directo nulo, entonces:

$$\boldsymbol{VEmáx} = IFD1 * 1K\Omega + VZ3 = 75mA * 1K\Omega + 10\text{V} = 85\text{V}$$
$$\boldsymbol{VEmin} = (IFD2 + IZ3\text{min}) * 1K\Omega + VZ3 = (50mA + 5mA) * 1K\Omega + 10\text{V} = 65\text{V}$$

Siendo:

$$VEmáx = VE + \frac{\%VE}{100} = 85V \Rightarrow VE = VEmáx - \frac{\%VE}{100}$$

$$VEmin = VE - \frac{\%VE}{100} = 65V \Rightarrow VE = VEmin + \frac{\%VE}{100}$$

Igualando ambas ecuaciones por VE y despejado $\frac{\%VE}{100}$, resulta:

$$\frac{\%VE}{100} = \frac{VEmáx - VEmin}{2} = \frac{85V - 65V}{2} = 10V$$

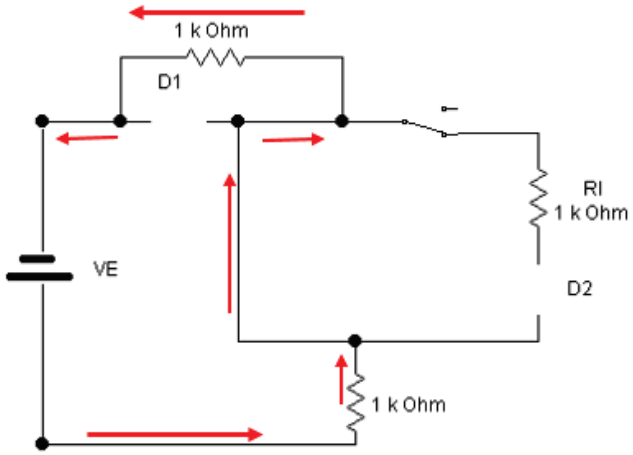
$$VEmáx = VE + \frac{\%VE}{100} = VE + 10V = 85V \Rightarrow VE = 75V, luego\ el\ \%\boldsymbol{VE} = \mathbf{13}$$

c)
Para el cálculo de las máximas disipaciones de potencia, se considera el caso más desfavorable cuando la llave está abierta.

Siendo IZ3=ID1=75mA y IRlmáx=ID2=50mA

$$\mathrm{PZ1máx} = \mathrm{PZ2máx} = \mathrm{VZ1} * \mathrm{IZ3} = 5\mathrm{V} * 75\mathrm{mW} = 375\mathrm{mW}$$
$$\mathrm{PRlmáx} = \mathrm{VZ3} * \mathrm{IRlmáx} = 10\mathrm{V} * 50\mathrm{mA} = 500\mathrm{mW}$$
$$PRmáx = \frac{(VEmáx - VZ3)^2}{1K\Omega} = \frac{(85V - 10V)^2}{1000\Omega} = 5.625W$$

d)
Si ahora la VE cambia su polaridad, los diodos D1 y D2 se comportan como un interruptor abierto y el zener Z3 como uno cerrado; quedando el siguiente circuito:



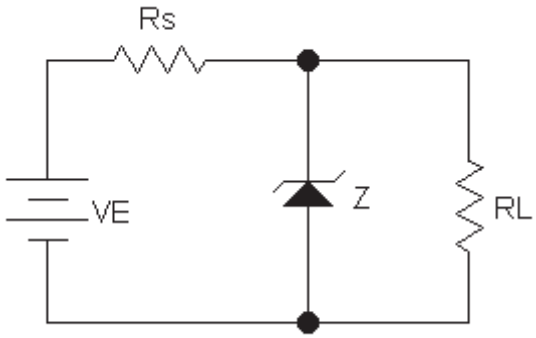
Con VEmáx= 85V, resulta Iimáx:

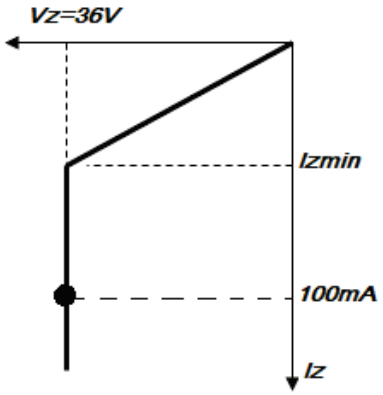
$$Iimáx = \frac{VEmáx}{2K\Omega} = 42.5\ mA$$

La potencia que disipan ambas resistencias será: $Iimáx^2 * 1K\Omega = 1.80W$

Problema 12

Para el circuito regulador de la figura:





Con los siguientes datos:

Rs= 50 Ω; RL = 200 Ω
Diodo Zener: Vz = 36 V; Pz = 18 W, Iz = 10% Izmáx

a) Si el diodo zener está trabajando en el punto indicado en su curva característica, calcular cuánto vale la tensión de entrada E.
b) Calcular la máxima tensión de entrada E, permisible.

Si ahora se retira la carga RL, y la tensión de entrada *E* decae a 15,40 Volt:

c) Calcular valor de corriente circula por el zener y la tensión existente en los bornes de la carga.
d) Graficar la recta de carga del diodo zener junto a su característica.

Solución

a) Con IZ= 100 mA, entonces:

$$IRL = \frac{Vz}{RL} = \frac{36V}{0.2K\Omega} = 180mA$$

$$Ii = Iz + IRL = 100mA + 180mA = 280mA$$

$$VE = Ii * Rs + Vz = 280mA * 0.050K\Omega + 36V = 50V$$

b) VEmáx se determina considerando IZmáx, siendo ésta:

$$IZmáx = \frac{Pz}{Vz} = \frac{18W}{36V} = 0.5A$$

$$VEmáx = Rs * Iimáx + Vz = Rs * (Izmáx + IRL) + Vz = 0.05K\Omega * (500mA + 180mA) + 36V = 70V$$

c) Cuando se retira la carga, $Il = 0mA, luego\ Ii = Iz.$

$Por\ otro\ lado, de\ acuerdo\ a\ la\ característica\ cuando\ el\ zener\ aún\ no\ regula$:

$$Iz = \frac{Vz}{rz}, \text{siendo rz:}$$

$$rz = \frac{Vz}{IZmin} = \frac{36V}{50mA} = 0.72\ K\Omega$$

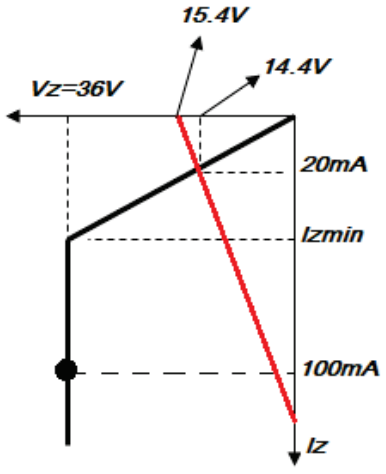
Luego, teniendo en cuenta que VE cae a 15,4V:

$VE = 15.4V = Iz * Rs + Vz\ y\ reemplazando\ en\ esta$ $última\ ecuación\ VZ = Iz * rz; resulta$:

$$VE = Iz * Rs + Iz * rz \Rightarrow Iz = \frac{VE}{(Rs + rz)} = \frac{15.4V}{(0.050K\Omega + 0.72K\Omega)} = 20mA$$

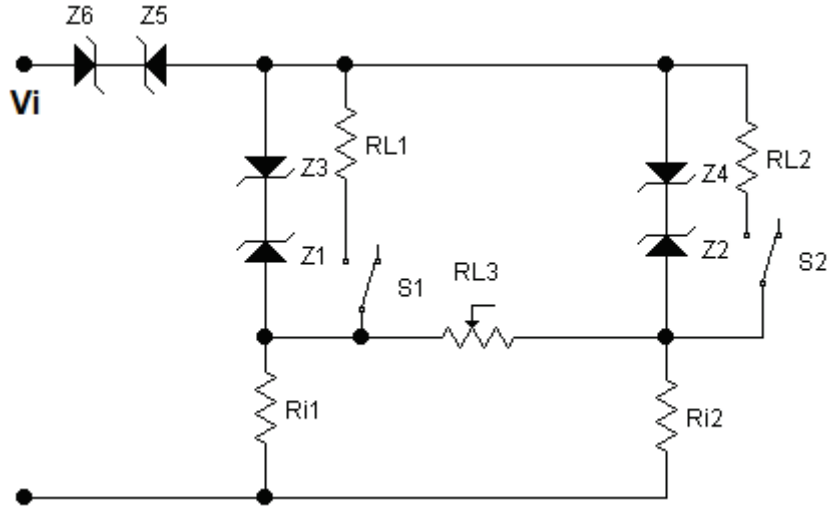
Luego: $Vz = Iz * rz = 20mA * 0.72K\Omega = 14.4V$

d) Graficando:



Problema 13

Dado el circuito:



Zener	Vz [V]	P [W]
Z1	5	2
Z2	10	5
Z3	20	3
Z4	15	2
Z5	5	3
Z6	10	3

a) Graficar V_{RL1}, V_{RL2} y V_{RL3} justificando analíticamente, considerando:
- **Las llaves S1 y S2, cerradas.**
- **$R_{L1} = R_{L2} = R_{L3} = R_{i1} = R_{i2} = 1\ K\Omega$.**
- **Diodos zener ideales.**
- **Tensión de entrada triangular de 120 V_{pp}.**

b) Considerando que las llaves S1 y S2, pueden abrirse y cerrarse indistintamente y de acuerdo a las gráficas realizadas en a), calcular: R_{L3}, R_{i1}, R_{i2}, R_{L1} y R_{L2} teniendo en cuenta que la corriente a través de R_{L3} puede variar entre 5 y 50 mA.

d) Determinar la disipación máxima de los zener y de las resistencias R_{i1} y R_{i2}

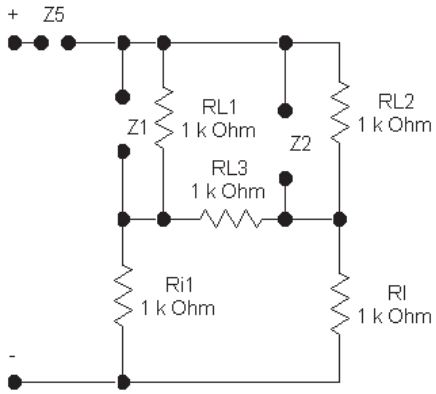
Solución

a) Analizando el comportamiento del circuito en los semiciclos positivos de la señal de entrada.

Primer tramo: 0V≤ Vi ≤Vi límite1

Teniendo en cuenta que el zener Z5 se halla en serie con la entrada, hasta que Vi no alcance la tensión VZ5=5V no habrá circulación por ninguna rama.

En consecuencia, Vi límite 1=5V, y la tensión en las cargas será nula tal como se muestra en el siguiente esquema circuital.

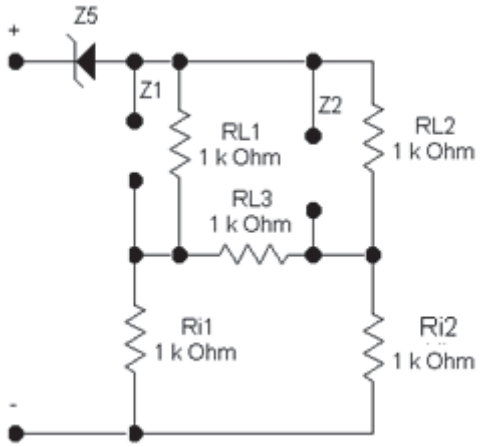


VRL1=VRL2=VRL3=0V

Segundo tramo: 5V≤ Vi ≤ Vi límite 2

Cuando Vi alcanza los 5V de tensión, el zener Z5 comienza a regular y las ecuaciones en las cargar resultan:

$$VR1 = VRL2 = \frac{(Vi - VZ5)}{2} = \frac{(Vi - 5V)}{2}$$



Por ser todas las resistencias iguales, no hay corriente en RL3 similar a un puente resistivo en equilibrio, luego:

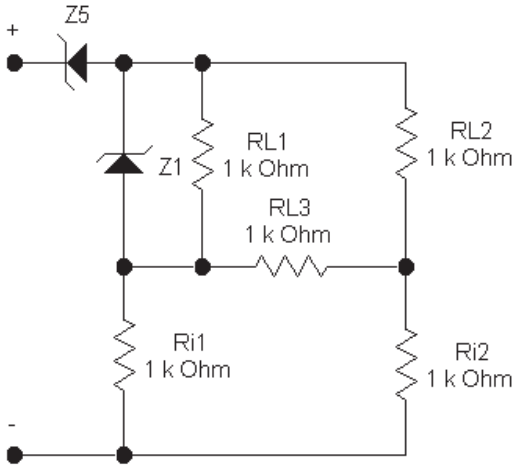
$$VRL3 = 0V$$

El segundo tramo finaliza cuando Z1, comienza a regular desde su IZmin=0.

Siendo

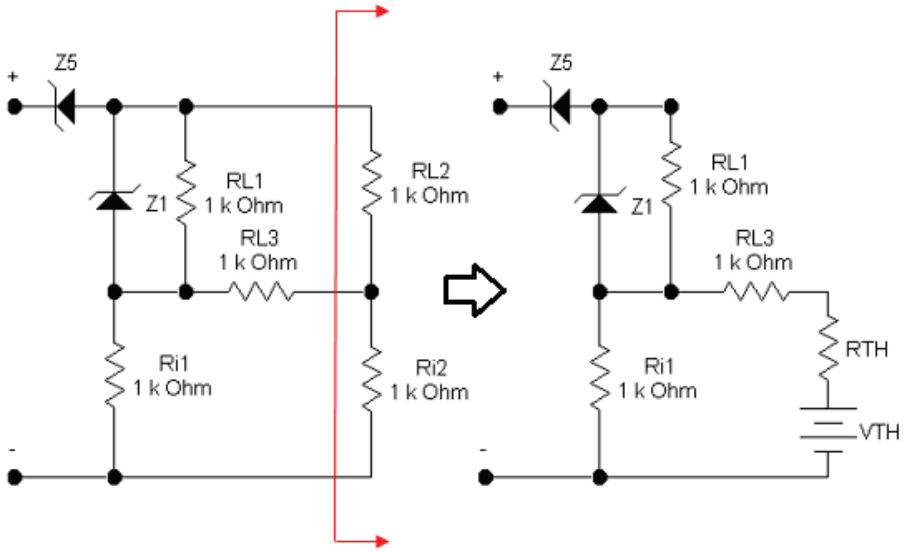
$$VRL1 = VRL2 = 5V = \frac{(Vi\ límite\ 2 - VZ5)}{2} \Rightarrow$$

$$Vi\ límite\ 2 = 2 * 5V + 5V = 15V$$



Tercer tramo: 15V≤ Vi ≤Vi límite 3

Aplicando el teorema de Thevenin, tal como lo indica el siguiente esquema:



$$RTH = Ri2 \parallel RL2 = \frac{Ri2 * RL2}{Ri2 + RL2} = 0.5K\Omega$$

$$VTH = \frac{(Vi - VZ5) * Ri2}{(RL2 + Ri2)} = \frac{(Vi - 5V)}{2}$$

$$VRL3 = IRL3 * RL3 = \left[\frac{(Vi - VZ5 - VZ1) - VTH}{(RL3 + RTH)}\right] * RL3 = \left[\frac{(Vi - 10V) - \frac{(Vi - 5V)}{2}}{1.5K\Omega}\right] * 1K\Omega$$

$$\boldsymbol{VRL3 = \frac{(Vi - 15V)}{3}}$$

$$\boldsymbol{VRL2} = VZ1 + VRL3 = 5V + \frac{(Vi - 15V)}{3} = \boldsymbol{\frac{Vi}{3}}$$

$$\boldsymbol{VRL1 = 5V}$$

El tercer tramo finaliza cuando el zener Z2 comienza a regular desde IZmin=0. Esto es cuando VRL2=VZ2=10V

$$VRL2 = VZ2 = 10V = \frac{Vi\ límte\ 3}{3} \Rightarrow \boldsymbol{Vi\ límite\ 3 = 30V}$$

Cuarto tramo: 30V≤ Vi ≤Vimáx=60V

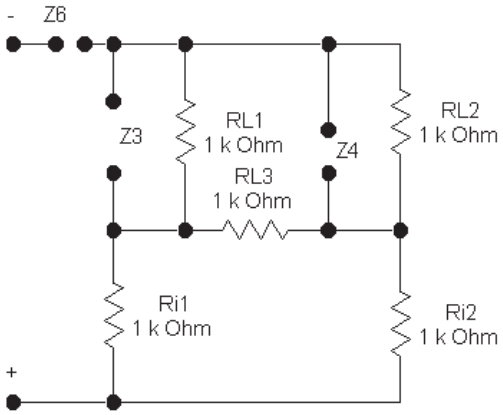
$$\boldsymbol{VRL1 = 5V, VRL2 = 10V\ y\ VRL3 = 5V}$$

Analizando ahora en los semiciclos negativos de Vi:

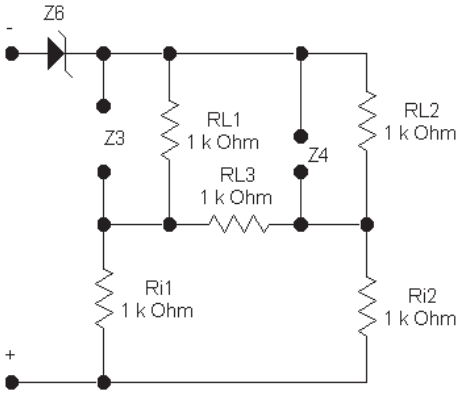
Primer tramo: Vi límite 4 ≤ Vi ≤0V

Cuando el zener Z6 aún no regula, no circula corriente por el circuito, resultando:

$$\boldsymbol{VRL1 = VRL2 = VRL3 = 0V}$$



El valor de Vi Límite 4, será cuando el zener Z6 comenzar a regular desde su IZmin=0, siendo Vi límite 4=-10V.



Segundo tramo: V límite 5 ≤ Vi ≤-10V

Por ser todas las resistencias iguales, no hay corriente en RL3 similar a un puente resistivo en equilibrio, luego:

$$\boldsymbol{VRL3 = 0V \; y \; VRL1 = VRL2 = \frac{(Vi + 10V)}{2}}$$

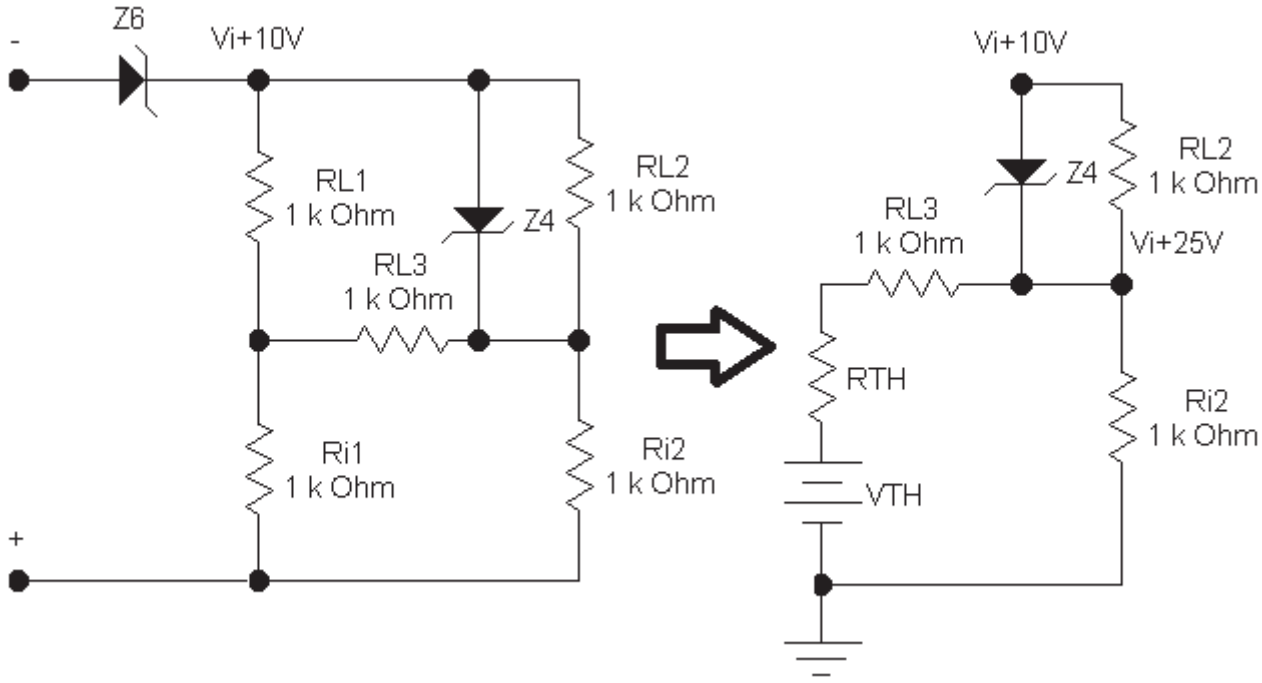
La tensión V límite 2, será cuando el zener Z4 comience a regular, resultando: VRL2=VZ3=-15 V; entonces:

$$VRL2 = VZ4 = -15V = \frac{(Vi\ Límite\ 5 + 10V)}{2} \Rightarrow Vilímite\ 5 = -40V$$

Tercer tramo: V límite 6 ≤ Vi ≤-40V

$$\boldsymbol{VRL2 = -15V}$$

Para hallar VRL1 y VRL3, se aplica el teorema de Thevenin para resolver:



Siendo VTH y RTH:

$$VTH = \frac{(Vi + 10V) * Ri1}{(Ri1 + RL1)} = \frac{(Vi + 10V)}{2} \quad y\ RTH = RL1 \parallel Ri1 = 0.5\ K\Omega$$

$$IR3 = \frac{VTH - (Vi + 25V)}{(RTH + RL3)} = \frac{\frac{(Vi + 10)}{2} - (Vi + 25V)}{(Rth + RL3)} = -\frac{(Vi + 40V)}{3K\Omega}$$

$$\boldsymbol{VRL3 = IRL3 * RL3 = -\frac{(Vi + 40V)}{3}}$$

$$\boldsymbol{VRL1 = -VRL3 - 15V = \frac{(Vi + 40V)}{3} - 15V = \frac{(Vi - 5V)}{3}}$$

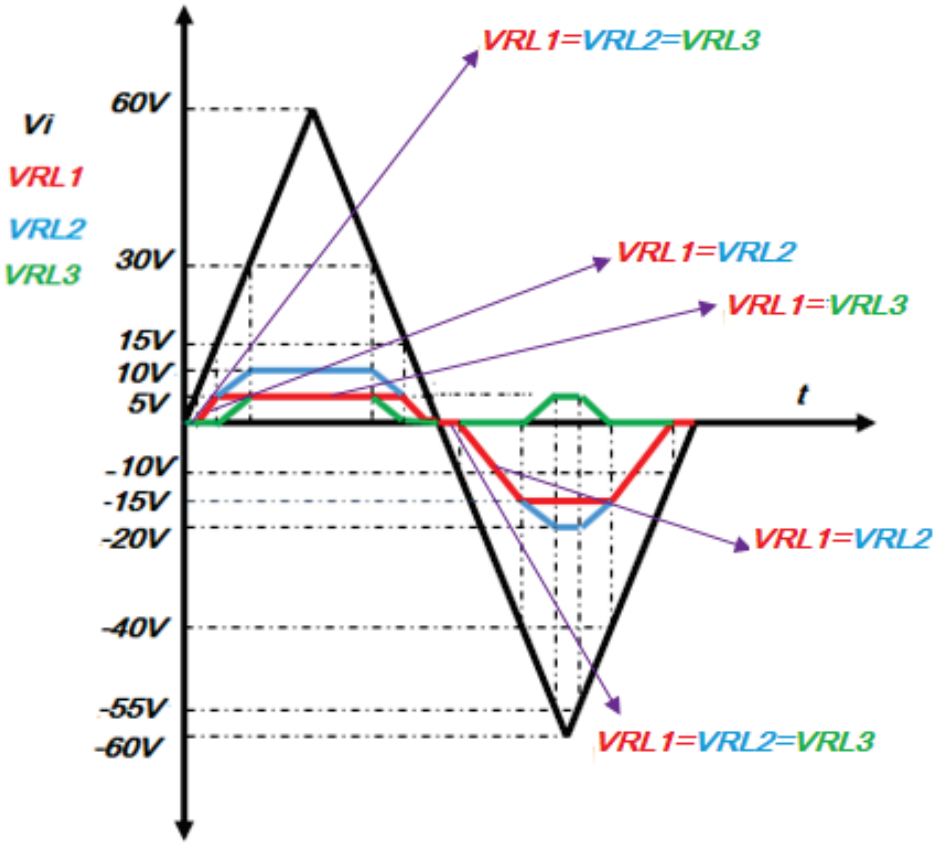
El tercer tramo finaliza cuando el zener Z3 comience a regular, siendo: VRL1=VZ3=-20V, luego Vi Límite 6 será:

$$VRL1 = VZ3 = -20V = \frac{(Vi\ límite\ 6 - 5V)}{3} \Rightarrow Vi\ Límite\ 6 = -55V$$

Cuarto tramo: -55V ≤ Vi ≤-40V

$$VRL2 = -15V$$
$$VRL1 = -20V$$
$$VRL3 = 5V$$

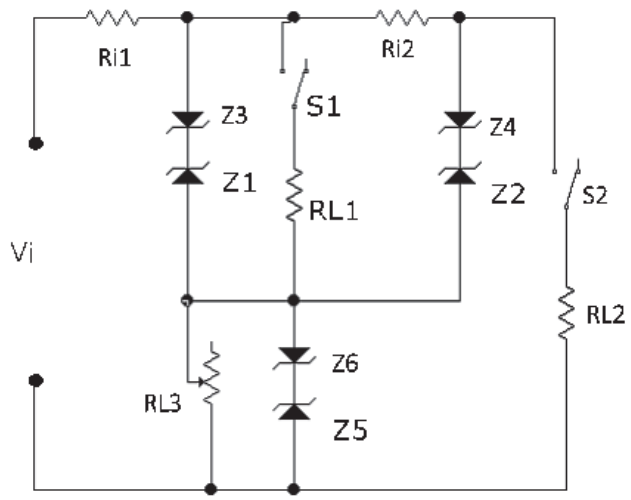
Graficando:



Problema 14

Dado el siguiente circuito, diseñarlo en forma completa, teniendo en cuenta que la señal de entrada es una tensión continua que varía entre un valor mínimo de 80 y máximo de 90V; pudiendo incluso invertir su polaridad.
Considerando que las llaves S1 y S2 pueden abrirse o cerrarse indistintamente
Calcular:

a) Ri1, Ri2, RL1, RL2 y el mínimo valor de RL3
b) Máxima potencia que disipan los zener y las resistencias.



Zener	Vz [V]	P [W]	Izmin [mA]
Z1	**10**	**1**	**1**
Z2	**5**	**½**	**1**
Z3	**15**	**5**	**3**
Z4	**5**	**½**	**1**
Z5	**5**	**1**	**2**
Z6	**10**	**2**	**1**

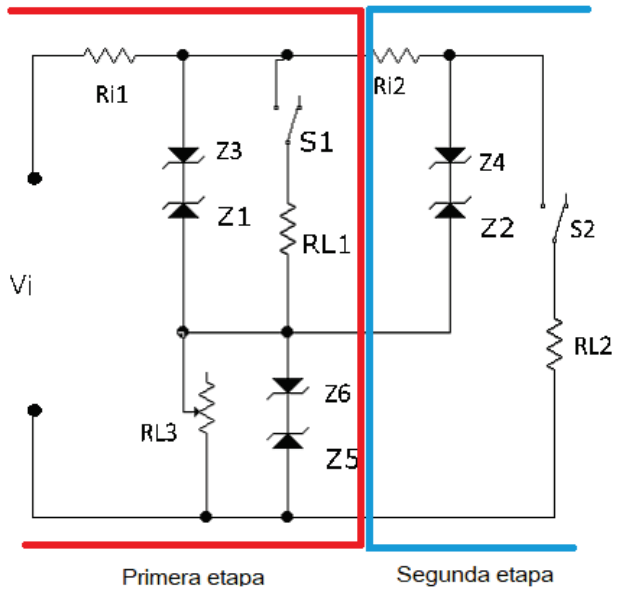
Solución

a) Se completa los datos de los zener, calculando IZmáx, siendo ésta:

$$Izmáx = \frac{Pz}{Vz}$$

Zener	Vz [V]	P [W]	Izmáx [mA]	Izmin [mA]
Z1	10	1	100	1
Z2	5	½	100	1
Z3	15	5	333	3
Z4	5	½	100	1
Z5	5	1	200	2
Z6	10	2	200	1

Teniendo en cuenta que la segunda etapa es una carga para la primera se inicia calculando Ri2 y luego Ri1. Se finaliza el diseño con las cargas.



Se considera el caso más desfavorable para los zeners, cuando las llaves S1 y S2 están abiertas

Con polaridad positiva de Vi	Con polaridad negativa de Vi
$Ri2min \geq \frac{VZ1 - VZ2}{IZ2máx + IRL2min}$ $= \frac{10V - 5V}{100mA + 0mA} = 0.05K\Omega$	$Ri2min \geq \frac{VZ3 - VZ4}{Iz4máx + IRl2min}$ $= \frac{15V - 5V}{100mA + 0mA} = 0.100K\Omega$

Se adopta: ***Ri2=100Ω***

Con el valor de Ri2, se calcula las intensidades de corriente en cada semiciclo de la señal de entrada Vi, siendo éstos:

$$IRi2^{+} = \frac{(VZ1 - VZ2)}{Ri2} = \frac{10V - 5V}{0.1K\Omega} = 50mA$$

$$IRi2^{-} = \frac{(VZ3 - VZ4)}{Ri2} = \frac{15V - 5V}{0.1K\Omega} = 100mA$$

Con polaridad positiva de Vi	Con polaridad negativa de Vi
$Ri1min \geq \frac{Vimáx - (VZ1 + VZ5)}{IZ1máx + IRL1min + IRi2^{+}}$ $= \frac{90V - 15V}{100mA + 0mA + 50mA} = 0.5K\Omega$	$Ri1min \geq \frac{Vimáx - (VZ3 + VZ6)}{IZ3máx + IRi2^{-}}$ $= \frac{90V - 25V}{433mA} = 0.150K\Omega$

Se adopta: ***Ri1=500Ω***

Con este valor de Ri1, se puede calcular las máximas intensidades de corriente Ii, para cada polaridad de Vi:

$$Iimáx^{+} = \frac{Vimáx - (VZ1 + VZ5)}{Ri1} = \frac{90V - 15V}{0.5K\Omega} = 150mA$$

$$Iimáx^{-} = \frac{Vimáx - (VZ3 + VZ6)}{Ri1} = \frac{90V - 25V}{0.5K\Omega} = 130mA$$

Se calcula ahora la relación de las intensidades por las cargas, para ambas polaridades de Vi:

$$RL1 = \frac{VZ1}{IRL1máx^{+}} = \frac{VZ3}{IRL1máx^{-}} \Rightarrow IRL1máx^{-} = \frac{VZ3}{VZ1} * IRL1máx^{+} = 1.5 * IRL1máx^{+}$$

$$RL2 = \frac{(VZ2 + VZ5)}{IRL2máx^{+}} = \frac{(VZ4 + VZ6)}{IRL2máx^{-}} \Rightarrow IRL2máx^{-} = \frac{(VZ4 + VZ6)}{(VZ2 + VZ5)} * IRL2máx^{+}$$
$$= 1.5 * IRL2máx^{+}$$

$$RL3 = \frac{VZ5}{IRL3máx^{+}} = \frac{VZ6}{IRL3máx^{-}} \Rightarrow IRL3máx^{-} = \frac{VZ6}{VZ5} * IRL3máx^{+} = 2 * IRL3máx^{+}$$

Planteando las ecuaciones de la malla de entrada, resulta:

$$Vimin^{+} = (VZ1 + VZ5) + (IZ1min + IRL1máx^{+} + IRi2^{+}) * Ri1$$
$$= 15V + (IZ1min + IRL1máx^{+} + IRi2^{+}) * Ri1$$
$$Vimin^{-} = (VZ3 + VZ6) + (IZ3min + IRL1máx^{-} + IRi2^{-}) * Ri1$$
$$= 25V + (IZ3min + 1.5 * IRL1máx^{+} + 2 * IRi2^{+}) * Ri1$$

Comparando ambas ecuaciones se advierte que Vimin^{-}>Vimin^{+}, y será éste el caso más desfavorable para que los zener regulen con su corriente mínima. Por lo cual de la ecuación de Vimin^{-} se despejará el valor de $IRL1máx^{-}$, para calcular el valor de RL1.

$$IRL1máx^{-} = \frac{Vimin^{-} - 25V}{Ri1} - IZ3min - IRi2^{-} = \frac{(80V - 25V)}{0.5K\Omega} - 3mA - 100mA = 7mA$$

$$IRL1máx^{-} = 7mA = 1.5 * IRL1máx^{+} \Rightarrow IRL1máx^{+} = 4.66mA$$

$$\boldsymbol{RL1} = \frac{VZ3}{IRL1^{-}} = \frac{15V}{7mA} = \boldsymbol{2.14K\Omega}$$

El cálculo de RL2, debe realizarse en el caso más desfavorable, que es cuando Iri2 es mínima. Esto ocurre con la polaridad positiva de Vi.

Siendo: $IRi2^{+} = 50mA = IZ2min + IRL2máx^{+} \Rightarrow IRL2máx^{+} = 50mA - IZ2min = 49mA$

$$IRL2máx^{-} = 1.5 * IRL2máx^{+} = 73.5mA$$

$$\boldsymbol{RL2} = \frac{(VZ2 + VZ5)}{IRL2^{+}} = \frac{10V}{49mA} = \boldsymbol{204\Omega}$$

Habiendo calculado RL2, se plantea la ecuación de Ii para ambas polaridades de Vi, siendo:

$$Iimin^{+} = \frac{Vimin - (VZ1 + VZ5)}{Ri1} = 130mA = IRL3^{+} + IZ5min + IRL2^{+}$$

$$Iimin^{-} = \frac{Vimin - (VZ3 + VZ6)}{Ri1} = 110mA = IRL3^{-} + IZ6min + IRL2^{-}$$

Se diseña RL3min en la polaridad negativa de Vi, pues en esta polaridad se requiere un valor menor de Ii.

$$Iimin^{-} = 110mA = IRL3^{-} + IZ6min + IRL2^{-} \Rightarrow IRL3^{-} = 35.5mA$$
$$IRL3máx^{-} = 35.5\,mA = 2 * IRL3máx^{+} \Rightarrow IRL3máx^{+} = 17.75mA$$

$$\boldsymbol{RL3} = \frac{VZ6}{IRL3máx^{-}} = \boldsymbol{282\Omega}$$

b)

$$PRi1máx = \frac{(Vimáx - VZ1 - VZ5)^2}{Ri1} = 11.25W$$
$$PRi2máx = (IRi2^{-})^2 * Ri2 = (0.1A)^2 * 100\Omega = 1W$$
$$PRL1máx = (IRL1máx^{-})^2 * RL1 = (7mA)^2 * 2.14K\Omega = 104.48mW$$
$$PRL2máx = (IRL2máx^{-})^2 * RL2 = (0.0735A)^2 * 204\Omega = 1.1W$$
$$PRL3máx = (IRL3máx^{-})^2 * RL3 = (35.5\,mA)^2 * 0.282K\Omega = 355.4mW$$

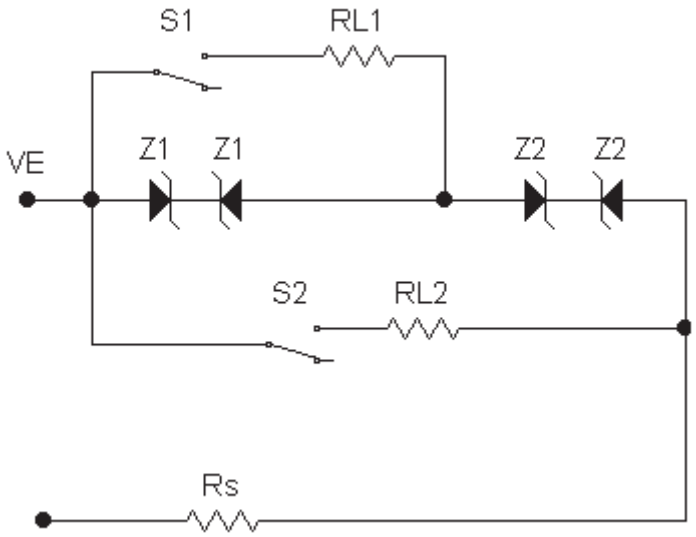
$$PZ1máx = Iz1máx * VZ1 = 0.1A * 10V = 1W$$
$$PZ2máx = Iz2máx * VZ2 = IRi2^{+} * VZ2 = 50mA * 5V = 250mW$$
$$PZ3máx = Iz3máx * VZ3 = (Iimáx^{-} - IRi2^{-}) * VZ3 = 30mA * 15V = 450mW$$
$$PZ4máx = Iz4máx * VZ4 = IRi2^{-} * VZ4 = 100mA * 5V = 500mW$$
$$PZ5máx = Iz5máx * VZ5 = (Iimáx^{+} - IRL3^{+}) * VZ5 = 132.25mA * 5V = 661.2mW$$
$$PZ6máx = Iz6máx * VZ6 = (Iimáx^{-} - IRL3^{-}) * VZ6 = 94.5mA * 10V = 945mW$$

Problema 15

Se propone el siguiente circuito regulador, considerando que:

- **las llaves S1 y S2, pueden abrirse y cerrarse indistintamente**
- **IR_{L1}max= 60 mA y IRL_2max = 20mA**
- **Diodos zener tienen Izmin= 0,1 Izmax**
- **Tensión de entrada VE, puede fluctuar entre 20 y 25V e incluso cambiar su polaridad.**

a) Determinar el valor de potencia de los zeners.
b) Calcular Rs y su potencia máxima.



Z	VZ [V]
Z1	5
Z2	10

Solución

a)

Se plante la ecuación de Rs máx:

$$Rs\ máx = \frac{VEmin - VZ1 - VZ2}{IZ1min + IRL1máx + IRL2máx} = \frac{5V}{0.1 * IZ1máx + IRL1\ máx + IRL2\ máx} = Rs$$

Siendo Ii máx:

$$Ii\ máx = \frac{Vemáx - VZ1 - VZ2}{Rs} = \frac{10V}{Rs}$$

Reemplazando en esta última ecuación la expresión de Rs, resulta:

$$Ii\ máx = \frac{10V * (0.1 * IZ1máx + IRL1\ máx + IRL2\ máx}{5V}$$

Cuando las llaves S1 y S2 se abren, el caso más desfavorable para los zeners se debe cumplir que:

$$Ii\ máx = IZ2máx = IZ1máx$$

$$Ii\ máx = IZ1máx = 0.2 * IZ1máx + 2 * (IRL1\ máx + IRL2\ máx) \Rightarrow IZ1máx$$

$$IZ1máx = 2.5 * (IRL1máx + IRL2\ máx) = 2.5 * (20mA + 60mA) = 200mA$$

Ahora se calcula la potencia de los zeners:

$$\boldsymbol{PZ1máx} = IZ1máx * VZ1 = 0.2\ A * 10V = \boldsymbol{2W}$$

$$\boldsymbol{PZ2máx} = IZ2máx * VZ2 = 0.2\ A * 5V = \boldsymbol{1W}$$

b)

Se calcula ahora Rs:

$$Rs = \frac{VEmin - VZ1 - VZ2}{IZ1min + IRL1máx + IRL2máx} = \frac{5V}{0.1 * IZ1máx + IRL1\ máx + IRL2\ máx}$$

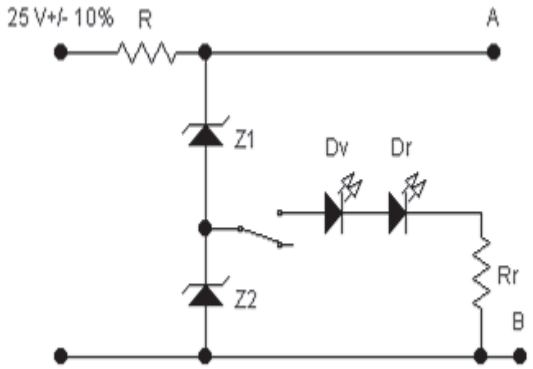
$$\mathbf{Rs} = \frac{5V}{0.02A + 0.08A} = \mathbf{50\Omega}$$

$$\boldsymbol{PRs\ máx} = \frac{(VEmáx - VZ1 - VZ2)^2}{Rs} = \boldsymbol{2W}$$

Problema 16

Para el siguiente circuito regulador, determinar:

a) **El valor de R que permite al circuito regular.**
b) **La máxima potencia que se puede disponer en los bornes A-B, aún con mínima tensión de entrada.**
c) **La máxima potencia que se disipa en funcionamiento en los zeners y los resistores.**
d) **Si el diodo Z1 debe ser reemplazado, y solo se dispone de un lote de zener Z3 ¿cómo implementa el reemplazo?. Recalcule valores de los puntos anteriores, en caso de ser necesario. Justifique su respuesta.**



Zener	Vz [V]	P [W]	Izmin [mA]
Z1	10	10	100
Z2	6,2	1,5	25
Z3	5	5	50
Diodo LED	**VF [V]**	**IF [mA]**	
Dv (Verde)	1,8	20	
Dr (Rojo)	1,4	30	

Solución

a)

Se completa la tabla de los zeners, hallando la IZmáx.

Zener	Vz [V]	P [W]	Izmáx [A]	Izmin [mA]
Z1	10	10	1	100
Z2	6,2	1,5	0.242	25
Z3	5	5	1	50

Siendo Ve=25V ± 10%, resulta VEmáx= 27.5V y VEmin= 22.5V

Se plantea la ecuación de R considerando el caso más desfavorable para los diodos zeners, cuando no circula corriente por las cargas y la tensión de entrada al regulador es máxima.

Teniendo en cuenta que los zeners Z1 y Z2 se hallan en serie, la Izmáx que puede circular sin dañar al circuito, será la menor de ambos, siendo esta la IZ2máx.

$$\boldsymbol{R} = \frac{VEmáx - VZ1 - VZ2}{IZ2máx} = \frac{27.5V - 16.2V}{0.242A} = \mathbf{46.7\Omega}$$

b)

$$IEmin = \frac{VEmin - VZ1 - VZ2}{R} = \frac{22.5V - 16.2}{46.7\Omega} = 0.1349A \approx 135mA$$

Si se fuerza al zener Z2 a regular con su mínima corriente, la mínima corriente que circularía por el zener Z1 resultaría:

$$IZ1 = IZ2min + IF = 25mA + 20mA = 45mA < IZ1min = 100mA$$

En estas condiciones, el zener Z1 no regularía. Por ello se realiza el cálculo con el valor de IZ1min=100mA, y el valor mínimo de corriente del Z2 sería:

$$IZ2min = IZ1min - IF = 100mA - 20mA = 80mA > 25mA$$

Se calcula ahora la corriente disponible en los bornes AB de la carga:

$$IEmin = 135mA = IZ1min + IRLmáx = 100mA + IRLmáx \Rightarrow IRLmáx = 35mA$$

$$Luego\ \boldsymbol{P\ AB} = (VZ1 + VZ2) * IRLmáx = 16.2V * 35mA = \mathbf{567mW}$$

c)

$$\boldsymbol{PZ1máx} = Iz2máx * VZ1 = 0.242A * 10V = \mathbf{2.42W}$$
$$\boldsymbol{PZ2máx} = Iz2máx * VZ2 = 0.242A * 6.2V = \mathbf{1.5W}$$
$$\boldsymbol{PRmáx} = \frac{(VEmáx - VZ1 - VZ2)^2}{R} = \mathbf{2.73W}$$
$$\boldsymbol{PRr} = (VZ2 - Dv - Dr) * IF = \mathbf{60mW}$$

d)

El reemplazo del zener Z1 debe realizarse conectando en serie dos zeners Z3.

Siendo: IZ3máx =IZ1máx e IZ3min=50mA. De este modo al regular el zener Z3 con menor corriente, se logra ahora una mayor corriente por la carga y por consiguiente se aumenta la potencia en los bornes AB.

$$IEmin = 135mA = IZ3min + IRLmáx = 50mA + IRLmáx \Rightarrow IRLmáx = 85mA$$

$$Luego\ \boldsymbol{P\ AB} = (VZ1 + VZ2) * IRLmáx = 16.2V * 85mA = \mathbf{1.377W}$$

La potencia que disipa cada diodo zener Z3, será:

$$\boldsymbol{PZ3máx} = Iz2máx * VZ3 = 0.242A * 5V = \mathbf{1.21W}$$

Problema 17

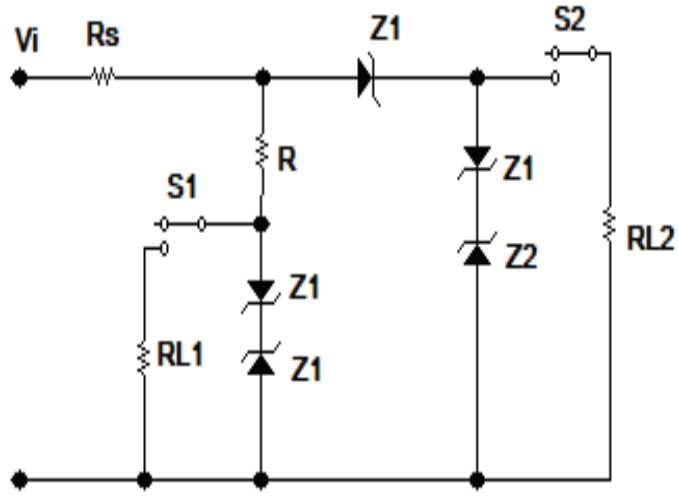
Diseñar en forma completa el siguiente circuito regulador, teniendo en cuenta que la señal de entrada es una tensión continua que varía entre un valor mínimo, y máximo de 120; pudiendo incluso invertir su polaridad.

Considerando que:

- **las llaves S1 y S2 pueden abrirse o cerrarse indistintamente**
- **La máxima potencia que se disponen en la carga Rl1, es independiente de la polaridad de la entrada.**

Calcular:

a) Rs, R, RL1 y RL2
b) Mínimo valor de la señal de entrada que permite al circuito regular.
c) La máxima potencia disponible en las cargas en regulación, independiente de la polaridad de la entrada.
d) Máxima potencia que disipan los zeners y las resistencias.



Zener	Vz [V]	P [W]	Izmin [mA]
Z1	5	0.5	15
Z2	10	10	2.5

Solución

a)
Se calculan las Izmáx de los diodos zener:

Zener	VZ [V]	P [W]	Izmáx [A]
Z1	5	0.5	0.1
Z2	10	10	1

Se calcula la resistencia serie Rs del regulador en ambas polaridades de Vi, considerando el caso más desfavorable; Llaves abiertas y Vi máx:

Con polaridad positiva de Vi	Con polaridad negativa de Vi
$Rsmin = \frac{Vimáx - VZ2}{IZ1máx + IZ2máx}$ $= \frac{120V - 10V}{0.1A + 1A} = 100\Omega$	$Rsmin = \frac{Vimáx - 2VZ1}{2 * IZ1máx}$ $= \frac{120V - 10V}{0.2A} = 550\Omega$

El valor de Rs que se elige es el mayor, puesto que de otro modo se destruiría el zener Z1 en la polaridad negativa

$$\boldsymbol{Rs = 550\Omega}$$

Se calcula R, teniendo en cuenta que por esa resistencia circula la corriente máxima del zener Z1, con la máxima tensión de entrada y las llaves abiertas.

$$\boldsymbol{R = \frac{VZ2 - VZ1}{IZ1máx} = \frac{5V}{0.1A} = 50\Omega}$$

Para el cálculo de las cargas, las llaves se cierran circulando por ellas las máximas corrientes de las cargas y mínimas corrientes por los zeners.

Habiendo calculado R, la corriente por ella resulta igual con ambas polaridades de Vi, por lo cual:

$$IR = 0.1A = IZ1min + IRL1máx \Rightarrow IRL1máx = IR - IZ1min = 100mA - 15mA = 85mA$$

Luego:

$$\boldsymbol{RL1 = \frac{VZ1}{IRL1máx} = \frac{5V}{0.085A} = 58.8\Omega}$$

$$RL2 = \frac{VZ2}{IRL2máx^{+}} = \frac{VZ1}{IRL2máx^{-}} \Rightarrow IRL2máx^{+} = \frac{VZ2}{VZ1} * IRL2máx^{-} = 2 * IRL2máx^{-}$$

Asumiendo: $Iimin^{+} = Iimin^{-} \Rightarrow Vimin^{+} = Vimin^{-}$

$$Iimin^{+} = IR + IZ2min + IRL2máx^{+} = Iimin^{-} = IR + IZ1min + IRL2máx^{-} \Rightarrow$$

$$IZ1min - IZ2min = 12.5mA = IRL2máx^{+} - IRL2máx^{-} = IRL2máx^{+} - \frac{IRL2máx^{+}}{2}$$
$$= \frac{IRL2máx^{+}}{2} \Rightarrow \boldsymbol{IRL2máx^{+} = 25mA \text{ y } IRL2máx^{-} = 12.5\,mA}$$

$$\boldsymbol{RL2} = \frac{VZ2}{IRL2máx^{+}} = \frac{VZ1}{IRL2máx^{-}} = \boldsymbol{400\Omega}$$

b)

Se calcula ahora el valor de Vimin:

$$\boldsymbol{Vimin^{+}} = (IZ2min + IRL2máx^{+} + IR) * Rs + VZ2$$
$$= (2.5\,mA + 25mA + 100\,mA) * 0.55K\Omega + 10V = \boldsymbol{80.125\,V}$$

c)

En RL1 la disipación máxima es igual con cualquier polaridad, regulando el zener Z1.

$$\boldsymbol{PRL1máx} = IRL1máx * VZ1 = 85\,mA * 5V = \boldsymbol{425mW}$$

En RL2 la disipación máxima que se puede garantizar con cualquier polaridad de la entrada, es la que corresponde al zener de menor tensión:

$$\boldsymbol{PRL2máx} = IRL2máx^{-} * VZ1 = \boldsymbol{62.5mW}$$

d)

$$\boldsymbol{PZ1máx} = IZ1máx * VZ1 = 0.1A * 5V = \boldsymbol{0.5W}$$
$$\boldsymbol{PZ2máx} = IZ1máx * VZ2 = 0.1A * 10V = \boldsymbol{1W}$$
$$\boldsymbol{PRsmáx} = Iimáx^{2} * Rs = (2 * IZ1máx)^{2} * Rs = (200mA)^{2} * 0.55K\Omega = \boldsymbol{22W}$$
$$\boldsymbol{PRL1máx} = IRL1máx * VZ1 = 85\,mA * 5V = \boldsymbol{425mW}$$
$$\boldsymbol{PRL2máx} = IRL2máx^{+} * VZ2 = \boldsymbol{250mW}$$

Problema 18

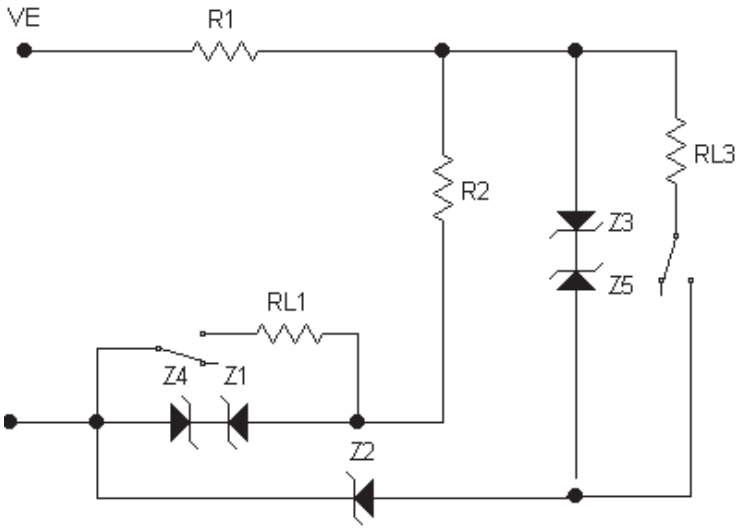
Diseñar en forma completa el siguiente circuito regulador, teniendo en cuenta que la señal de entrada es una tensión continua que varía entre un valor mínimo y un máximo de 120V; pudiendo incluso invertir su polaridad.

Considerando que:

- **Las llaves S1 y S2 pueden abrirse o cerrarse indistintamente**
- **La máxima potencia que se puede disponer en la carga RL3, independiente de la polaridad de la señal de entrada es de 75 mW.**

Calcular:

a) R1, R2, RL1 y RL3
b) La mínima tensión de entrada que permite regular al circuito
c) Máxima potencia que disipan los zeners y las resistencias.



Zener	Vz [V]	P [W]	Izmin [mA]
Z1	**5**	**0.5**	**5**
Z2	**10**	**5**	**7**
Z3	**5**	**1**	**2**
Z4	**5**	**0.5**	**5**
Z5	**25**	**15**	**10**

Solución

a) Se calculan las intensidades máximas de los zeners:

Zener	Vz [V]	P [W]	Izmáx [mA]
Z1	5	0.5	100
Z2	10	5	500
Z3	5	1	200
Z4	5	0.5	100
Z5	25	15	600

Se inicia calculando primero R2, y posteriormente R1. Se aplica VE máx en ambas polaridades con las llaves abiertas y máximas corrientes por los zeners:

Con polaridad positiva de VE	Con polaridad negativa de VE
$R2min = \frac{VZ5 - VZ4}{IZ4máx}$ $= \frac{25V - 5V}{0.1A} = 200\Omega$	$R2min = \frac{(VZ2 + VZ3) - VZ1}{IZ1máx}$ $= \frac{15V - 5V}{0.1A} = 100\Omega$

Se adopta: $\boldsymbol{R2 = 200\Omega}$

Si se hubiera adoptado el valor de 100 Ω, se destruiría el zener Z4 circulando por él una intensidad de corriente de 200 mA > IZ4máx=100mA.

Se calcula las intensidades de corriente en R2, para cada polaridad de VE:

Con polaridad positiva de VE	Con polaridad negativa de VE
$IR2^{+} = IZ4máx = 100\text{mA}$	$IR2^{-} = \dfrac{(VZ2 + VZ3) - VZ1}{R2} = 50mA$

Con igual criterio se calcula R1:

Con polaridad positiva de VE	Con polaridad negativa de VE
$R1min = \dfrac{VEmáx - VZ5}{(IZ4máx = IR2^{+}) + IZ5máx}$ $= \dfrac{120V - 25V}{0.7A} = 135\Omega$	$R1min = \dfrac{VEmáx - (VZ2 + VZ3)}{(IR2^{-} + IZ3máx)}$ $= \dfrac{120V - 15V}{0.05A} = 420\Omega$

Se adopta: $\boldsymbol{R1 = 420\Omega}$

Se procede ahora a calcular las resistencias de cargas, teniendo en cuenta que:

$$RL3 = \frac{VZ5}{IRL3^{+}} = \frac{VZ3}{IRL3^{-}} \Rightarrow IRL3^{+} = \frac{VZ5}{VZ3} * IRL3^{-} = 5 * IRL2máx^{-}$$

Considerar el dato de la máxima disipación de potencia de RL3 independiente de la polaridad de la entrada, significa la mínima potencia que se puede garantizar con cualquier polaridad. Esto es con la mínima corriente en RL3, que ocurre con la polaridad negativa de la entrada.

$$PRL3 = 75mW = VZ3 * IRL3^{-} \Rightarrow IRL3^{-} = \frac{75mW}{5V} = 15mA, luego\ IRL3^{+} = 75mA.$$

$$\boldsymbol{RL3} = \frac{VZ5}{IRL3^{+}} = \frac{VZ3}{IRL3^{-}} = \boldsymbol{333\Omega}$$

Analizando la tensión en la carga RL1, para amabas polaridades de la entrada, resulta:

Con polaridad positiva de VE:

$$VZ5 = 25V = VZ4 + (IZ4 + IRL1^{+}) * R2$$

Con polaridad negativa de VE:

$$VZ2 + VZ3 = 15V = VZ1 + (IZ1 + IRL1^{-}) * R2$$

El cálculo de RL1 deberá realizarse con la polaridad negativa de VE, ya que se dispone de menor tensión.

$$IRL1^{-} = \frac{(VZ2 + VZ3 - VZ1)}{R2} - IZ1min = \frac{10V}{0.2K\Omega} - 5mA = 45mA = IRL1^{+}$$

Con el valor de $IRL1^+ = 45\,mA$, se puede calcular el mínimo valor de la corriente en el zener Z4 verificando su regulación, siendo este:

$$IZ4\,min = \frac{VZ5 - VZ4}{R2} - IRL1^+ = 55mA$$

El valor de RL1, será:

$$\boldsymbol{RL1 = \frac{VZ1}{IRL1^+} = \frac{VZ4}{IRL1^-} = \frac{5V}{45mA} = 111\Omega}$$

b)

$$VEmin^+ = (IZ4 + IRL1máx^+ + Iz5min + IRL3máx^+) * R1 + VZ5$$
$$= (55\,mA + 45mA + 10mA + 75mA) * 0.420K\Omega + 25V = 102.7\,V$$
$$VEmin^- = (IZ1min + IRL1máx^- + IZ2min + IRL3máx^-) * R1 + VZ2 + VZ3$$
$$= (5\,mA + 45mA + 7mA + 15mA) * 0.55K\Omega + 15V = 45.24\,V$$

La VEmin que permite regular al circuito con cualquier polaridad, será la mayor:

$$\boldsymbol{VEmin = 102.7V}$$

c)

$$\boldsymbol{PZ1máx} = IZ1máx * VZ1 = IR2^- * VZ1 = 50mA * 5V = \boldsymbol{0.25W}$$
$$\boldsymbol{PZ2máx} = IZ2máx * VZ2 = IZ3máx * VZ2 = 0.2A * 10V = \boldsymbol{2W}$$
$$\boldsymbol{PZ3máx} = IZ3máx * VZ3 = 0.2A * 5V = \boldsymbol{1W}$$
$$\boldsymbol{PZ4máx} = IZ4máx * VZ4 = 0.1A * 5V = \boldsymbol{0.5W}$$
$$\boldsymbol{PZ5máx} = IZ5máx * VZ5 = (Iimáx^+ - IR2^+) * VZ5 = [\frac{(VEmáx - VZ5)}{R1} - IR2^+] * VZ5$$
$$= [\frac{(120V - 25V)}{0.420K\Omega} - 100mA] * 25V = 0.1262A * 25V = \boldsymbol{3.15W}$$
$$\boldsymbol{PR1máx} = \frac{(VEmáx - VZ3)^2}{R1} = \boldsymbol{31.49W}$$
$$\boldsymbol{PR2máx} = IZ4máx^2 * R2 = (0.1A)^2 * 200\Omega = \boldsymbol{2W}$$
$$\boldsymbol{PRL1máx} = IRL1máx * VZ1 = 45\,mA * 5V = \boldsymbol{0.225W}$$
$$\boldsymbol{PRL3máx} = IRL3máx^+ * VZ5 = 75mA * 25V = \boldsymbol{1.87W}$$

Problema 19

Para el siguiente circuito regulador de la figura, calcular:

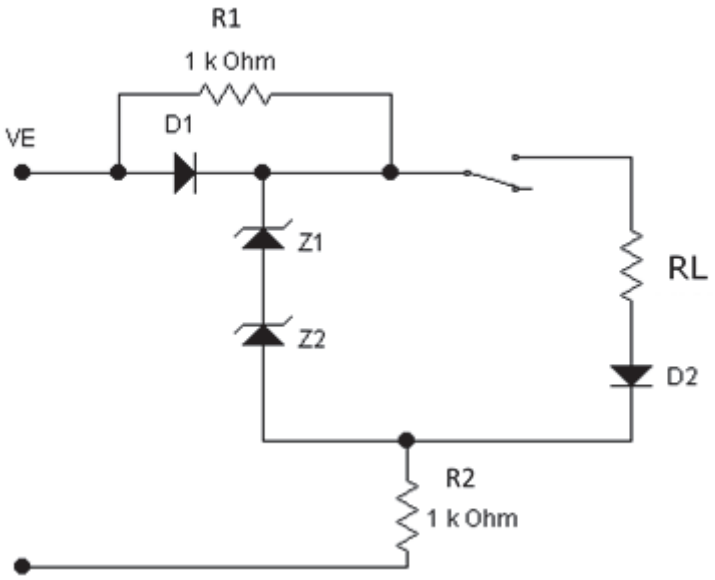
a) El mínimo valor de RL, que permita entregar la máxima potencia de salida.

b) El máximo porcentaje de variación en la tensión de entrada, que permite regular al circuito.

c) La máxima potencia disipada por los zeners y las resistencias del circuito.

d) Si la tensión de entrada cambia su polaridad, indique el máximo valor de la corriente de entrada, y la potencia que disipan las resistencias del circuito.

	Vz [V]	P [W]	Izmin [mA]		IF [mA]	VR [V]
Z1	5	0,5	0,5	D1	75	100
Z2	5	10	5	D2	50	35



Solución

a)

Se reemplaza a los zeners Z1 y Z2 en serie por su equivalente Z3, con las siguientes características:

VZ3= 10V, Izmáx= 100mA e Zmin=5mA

Siendo ID2=50mA

$$\boldsymbol{RL} = \frac{VRL}{ID2} = \frac{VZ3}{ID2} = \frac{10V}{50mA} = \boldsymbol{0.2K\Omega}$$

b)

Considerando los casos extremos para los zeners: llave abierta con VEmáx y cerrada para VEmin, se plantean las siguientes ecuaciones:

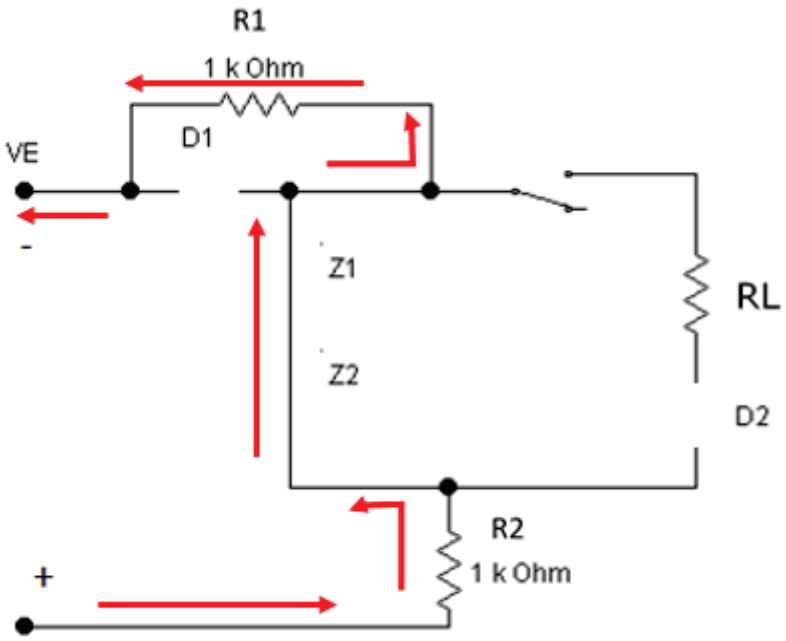
$$VEmáx = ID1 * R2 + VZ3 = 75mA * 1K\Omega + 10V = 85V$$
$$VEmin = (IRLmáx + IZ3\text{min}) * R2 + VZ3 = (50mA + 5mA) * 1K\Omega + 10V = 65V$$
$$VEmáx = VE + \frac{\%VE}{100} = 85V \; y \; VEmin = VE - \frac{\%VE}{100} = 65V \Rightarrow \frac{85V - 65V}{2} = \frac{\%VE}{100} = 10V$$
$$\Rightarrow \boldsymbol{\%VE = 13}$$

c)

$$\boldsymbol{PZ1máx = PZ2} = IZ1máx * VZ1 = ID1 * VZ1 = 75mA * 5V = \boldsymbol{375mW}$$
$$\boldsymbol{PRL} = VRL * IRL = VZ3 * ID2 = 10V * 50mA = \boldsymbol{500mW}$$
$$\boldsymbol{PR2máx} = \frac{(VEmáx) - VZ3)^2}{R2} = \boldsymbol{5.625W}$$

d)

Si se invierte la polaridad de VE, el circuito queda:

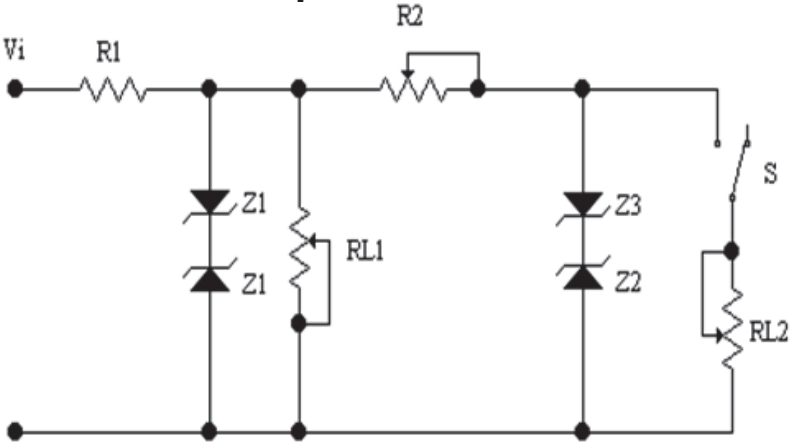


$$Con\ VEmáx = 85V, \boldsymbol{IEmáx} = \frac{VEmáx}{R1 + R2} = \frac{85V}{2K\Omega} = \boldsymbol{42.5mA}$$
$$Luego\ \boldsymbol{PR1} = \boldsymbol{PR2} = IEmáx^2 * R1 = (42.5mA)^2 * 1K\Omega = \boldsymbol{1.8W}$$

Problema 20

Dado el siguiente circuito regulador, teniendo como datos:

- **La llave S, pueden abrirse y cerrarse indistintamente**
- **IR_{L1} varía entre 60 y 75mA e IRL_2 entre 0 y 15mA**
- **Los diodos zener tienen Izmin= 0,1 Izmax**
- **Tensión de entrada Vi, puede fluctuar entre 41 y 42V e incluso cambiar su polaridad**



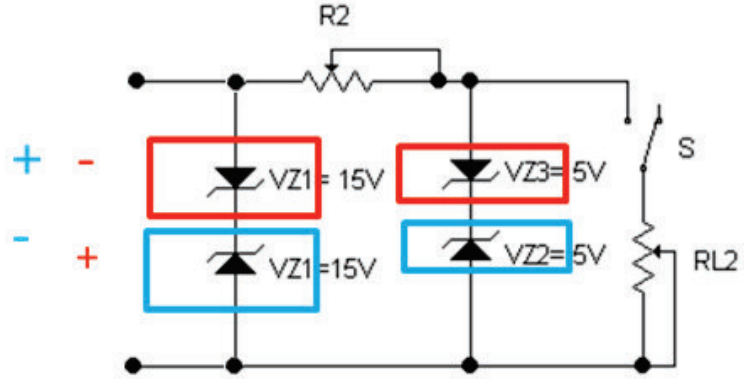
Z	VZ [V]	P [W]
Z1	15	
Z2	5	1/4
Z3	5	1/2

Determinar:

a) El rango de valores de R2.
b) El valor de R1.
c) El mínimo valor de potencia del zener Z1, que permite al circuito regular.

Solución:

a) Considerando ambas polaridades de la señal de entrada vi, que permite regular a los zeners Z1 y Z2 tal como se indican:



Con polaridad positiva de Vi	Con polaridad negativa de Vi
$R2min = \frac{VZ1 - VZ2}{IZ2máx + IRL2min}$ $= \frac{15V - 5V}{50mA + 0mA} = 0.200K\Omega$	$R2min = \frac{VZ1 - VZ3}{Iz3máx + IRl2min}$ $= \frac{15V - 5V}{100mA + 0mA} = 0.100K\Omega$
$R2máx = \frac{VZ1 - VZ2}{IZ2min + IRL2máx}$ $= \frac{15V - 5V}{5mA + 15mA} = 0.500K\Omega$	$R2máx = \frac{VZ1 - VZ3}{IZ3min + IRL2máx}$ $= \frac{15V - 5V}{10mA + 15mA} = 0.400K\Omega$

$$\mathbf{200\Omega \leq R2 \leq 400\Omega}$$

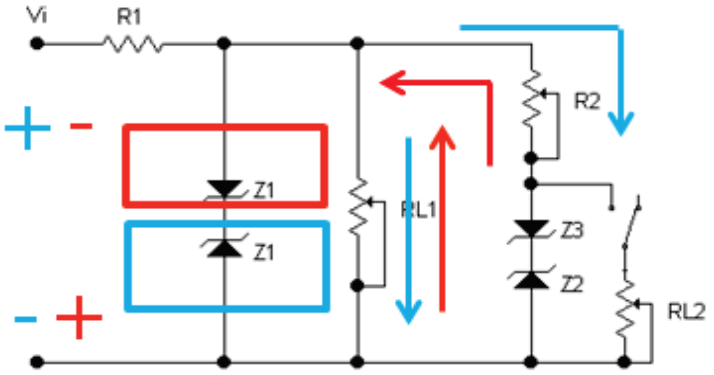
Con este rango de R2, se calcula la intensidad de corriente por ella:

$$IR2 = \frac{(VZ1 - VZ2 \acute{o}\ VZ3)}{R2}$$

Resultando:

$$25mA \leq IR2 \leq 50mA$$

b) Considerando el circuito con ambas polaridades de Vi, resulta los valores límites para R1:



$$R1min = \frac{Vimáx - VZ1}{IZ1máx + IRL1min + IR2min}$$

$$R1máx = \frac{Vimin - VZ1}{IZ1min + +IRL1máx + IR2máx}$$

Ahora igualando ambas ecuaciones, y reemplazando valores:

$$R1 = \frac{42V - 15V}{IZ1máx + 60mA + 25mA} = \frac{41V - 15V}{0{,}1 * IZ1máx + 75mA + 50mA} \Rightarrow Iz1máx = 50mA$$

Calculando ahora la mínima potencia de Z1:

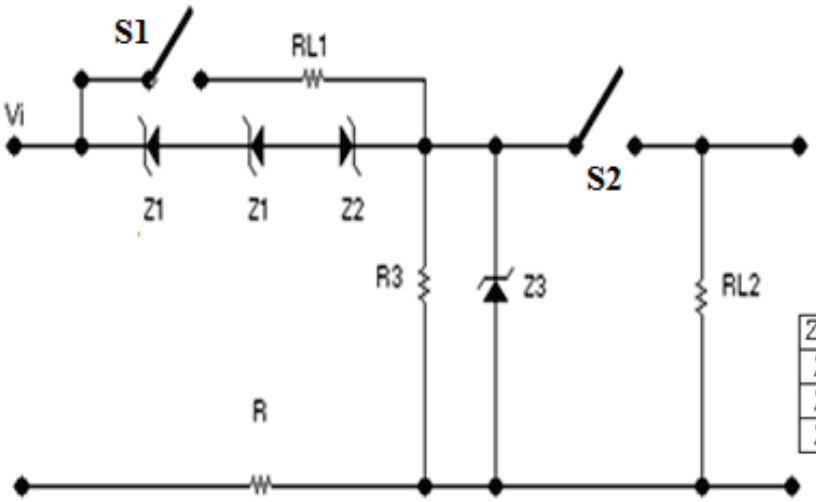
$$PZ1 = VZ1.IZ1máx = 15V.50mA = 750mW$$

c) Con los valores Iz1máx e Izmin, se calcula R1 de la ecuaciones planteadas en el item b), resultando:

$$\boldsymbol{R1 = 200\Omega}$$

Problema 21

Dado el siguiente circuito regulador:



Zener	Vz [V]	P [W]
Z1	10	1
Z2	5	1
Z3	5	10

a) Graficar VRL1 y VRL2 a través de sus ecuaciones (por tramos) y la máxima disipación de los zeners, considerando:

- **Las llaves S1 y S2, cerradas.**
- **RL1 = R = 1KΩ y RL2 = R3 = 2 KΩ.**
- **Diodos zener ideales.**
- **Tensión de entrada triangular de 150 Vpp.**

b) Calcular la máxima disipación de potencia en los zeners, considerando ahora que las llaves S1 y S2, pueden abrirse y cerrarse indistintamente.

c) Rediseñar el circuito, considerando las gráficas realizadas en a). Calcular: R, RL1 y R L2 y la máxima disipación de potencia disponible en las cargas, en regulación.

Solución:

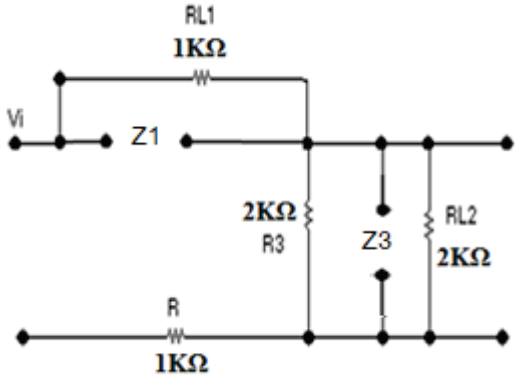
a)

Considerando la polaridad positiva de la señal de entrada Vi

Primer Tramo: 0≤ Vi ≤ Vlímite1

Cuando aún no regula ningún zener:

$$VRL1 = \frac{Vi}{3K\Omega}1K\Omega = VRL2 = \frac{Vi}{3}$$

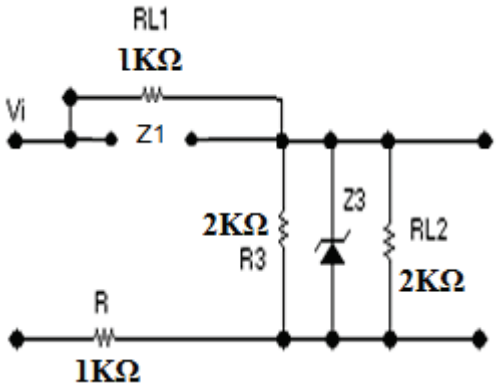


Ahora se calcula la Vimin= Vi Límite1 que se requiere para que el zener Z3 comience a regular:

$$ViLim1 = I(RL1 + R) + VZ3 = I.\ 2K\Omega + 5V$$

$$\text{siendo } I = IZ3min + \frac{VZ3}{1K\Omega} = 5mA$$

$$\boldsymbol{ViLímite1} = 5mA.2K\Omega + 5V = \mathbf{15V}$$



Segundo Tramo: 15V≤ Vi≤Vlímite2

$$VRL2 = 5V$$

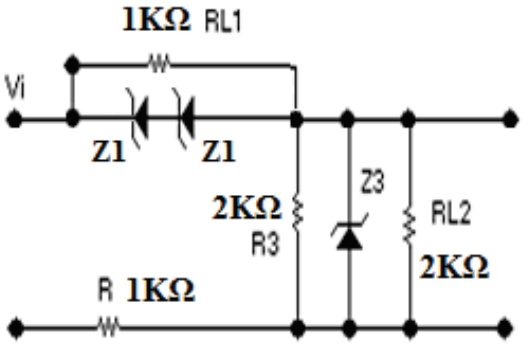
$$VRL1 = I.1K\Omega = \frac{(Vi - 5V)}{2K\Omega}.1K\Omega = \frac{(Vi - 5V)}{2}$$

Se debe ahora calcular la Vimin= Vlímite2 que permite al zener Z1 que comience a regular:

$$Vimin = VLim2 = 25V + I.1K\Omega$$

$$siendo\ I = Izmin + \frac{20V}{1K\Omega} = 20mA$$

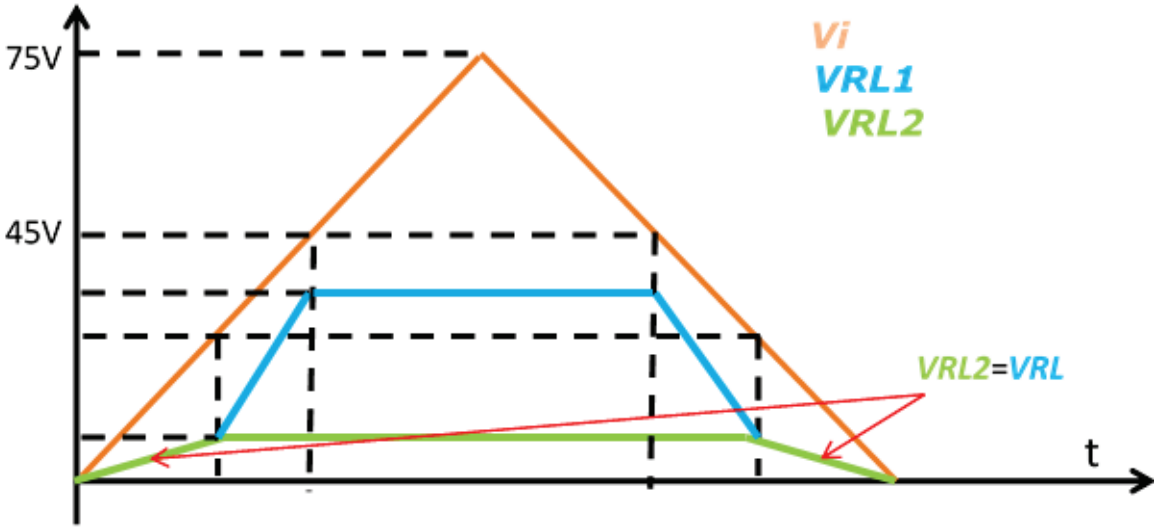
$$\boldsymbol{VLímite2} = 25V + 20V = \boldsymbol{45V}$$



Tercer Tramo: 45V≤ Vi≤75V=Vimáx

$VRL2 = 5V$ $VRL1 = 20V$

Graficando para la polaridad positiva de Vi:



Cálculo de la máximas disipaciones de potencia de los zener Z1 y Z3:

$$Vimáx = 25\text{V} + \text{Iimáx.R} = 75\text{V} \Rightarrow Iimáx = \frac{75V - 25V}{1K\Omega} = 50mA$$

$$Iz1máx = Iimáx - \frac{20V}{1K\Omega} = 30mA$$

$$PZ1máx = 30mA.10V = 300mW$$

$$Iz3máx = Iimáx - \frac{5V}{2K\Omega} - \frac{5V}{2K\Omega} = 45mA$$

$$PZ3máx = 45mA.5V = 225mW$$

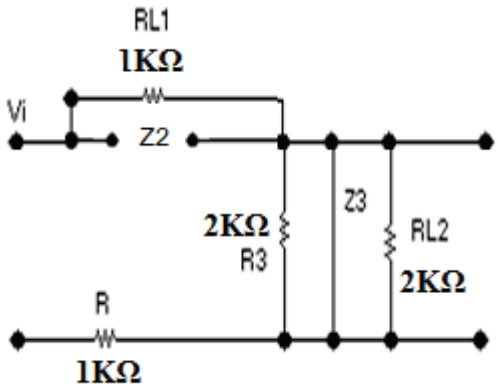
Considerando la polaridad negativa de la señal de entrada Vi

Primer Tramo: Vlímite3 ≤ Vi ≤ 0

Cuando aún no regula Z2:

$$VRL2 = 0V$$

$$VRL1 = \frac{-Vi}{2K\Omega}.1K\Omega = \frac{-Vi}{2}$$



Cálculo de Vimin = Vlímite 3 que permite que el Z2 comience a regular:

$$ViLímite3 = -I.(R) - VZ2 = -I.1K\Omega - 5V;\ \text{siendo}\ I = IZ2min + \frac{VZ2}{1K\Omega} = 5mA$$

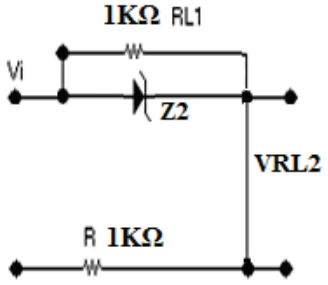
$$Vilímite3 = -10V$$

Segundo Tramo: Vimáx≤ Vi ≤ Vlímite3

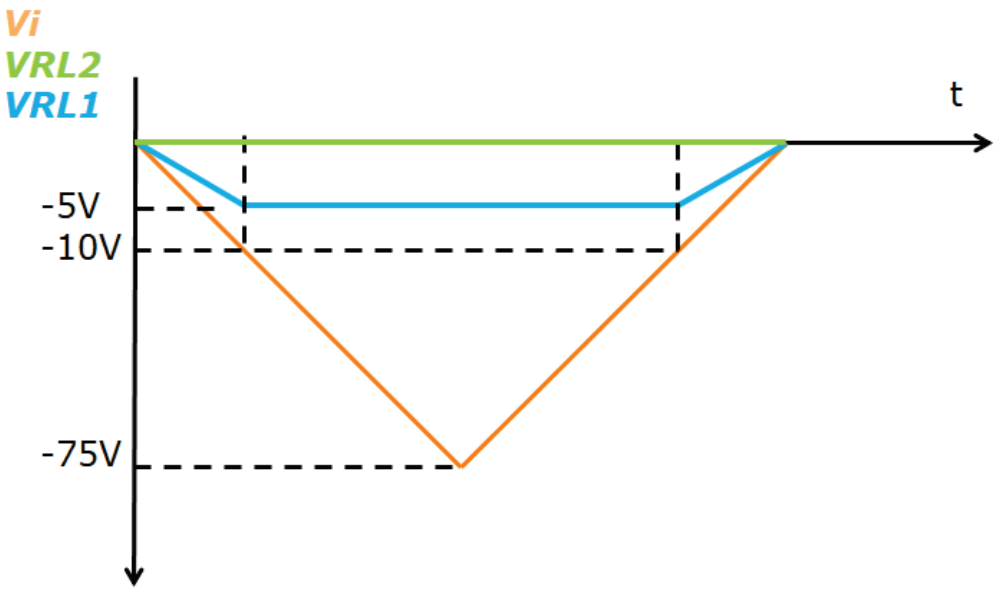
Cuando regula Z2:

$$VRL2 = 0V$$

$$VRL1 = -5V$$



Graficando para la polaridad negativa de Vi:



Cálculo de la máxima disipación de potencia en el zener Z2:

$$Vimáx = 5\text{V} + \text{Iimáx.R} = 75\text{V} \Rightarrow Iimáx = \frac{75V - 5V}{1K\Omega} = 70mA$$

$$Iz2máx = Iimáx - \frac{5V}{1K\Omega} = 65mA$$

$$PZ2máx = 65mA.5V = 325mW$$

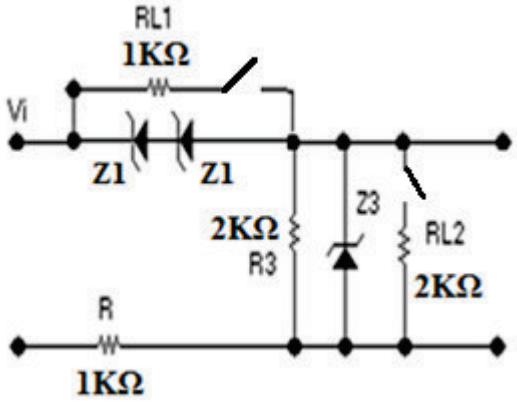
b) La disipación de potencia de los diodos zener será máxima, cuando las llaves estén abiertas y la señal de entrada sea máxima:

Con tensión de entrada Vi positiva:

$$Vimáx = 25\text{V} + \text{Iimáx.R} = 75\text{V} \Rightarrow$$
$$Iimáx = \frac{75V - 25V}{1K\Omega} = 50mA = \text{IZ1máx}$$

$$PZ1máx = 50mA.10V = 500mW$$

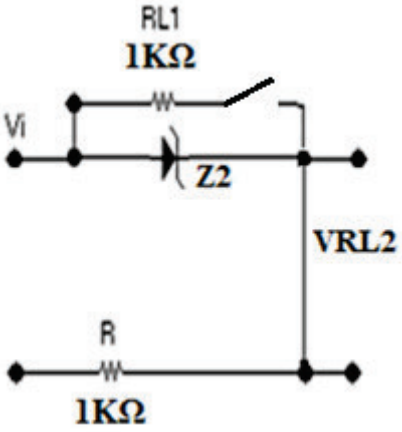
$$Iz3máx = Iimáx - \frac{5V}{2K\Omega} = 47{,}5mA$$
$$PZ3máx = 47{,}5mA.5V = 237.5\,mW$$



Con tensión de entrada Vi negativa:

$$Vimáx = 5\text{V} + \text{Iimáx.R} = 75\text{V} \Rightarrow$$
$$Iimáx = \frac{75V - 5V}{1K\Omega} = 70mA = \text{IZ2máx}$$

$$PZ2máx = 70mA.5V = 350\,mW$$



Problema 22

Dado el siguiente circuito, diseñarlo en forma completa, teniendo en cuenta que la señal de entrada es una tensión continua de 118 V, que presenta una fluctuación de ± 12 V; pudiendo incluso invertir su polaridad.

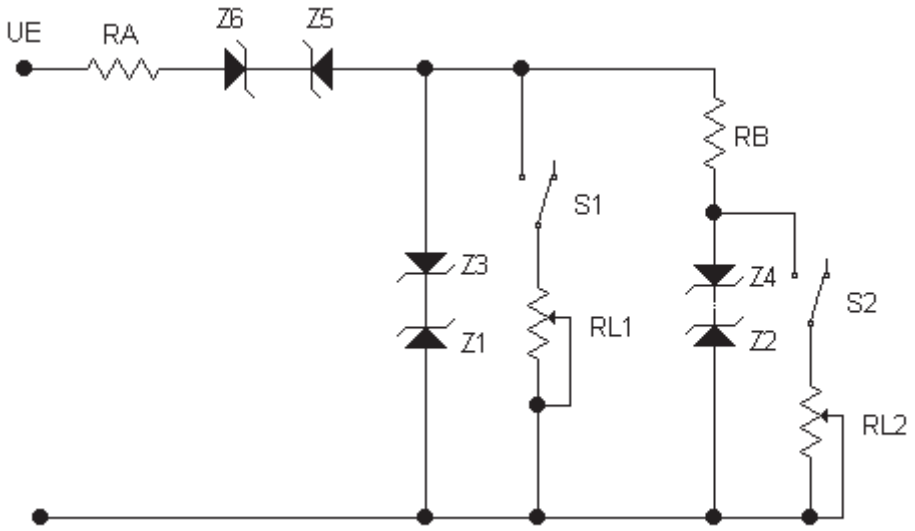
Considerando que las llaves S1y S2 pueden abrirse o cerrarse indistintamente. Calcular:

a) RA, RB, RL1 y RL2

b) Si el zener Z1 debe reemplazarse, y solo se dispone de un lote de zener Z4, indique, ¿cómo realizaría dicho reemplazo?, y ¿es necesario recalcular algún resistor?.

Datos de los zeners

Zener	Vz [V]	P [W]	Izmin [mA]
Z1	**10**	**5**	**5**
Z2	**5**	**1/4**	**2**
Z3	**15**	**3**	**2**
Z4	**10**	**1**	**5**
Z5	**10**	**10**	**10**
Z6	**15**	**3**	**5**



Solución

a)

Se calculan las intensidades máximas de los diodos zeners:

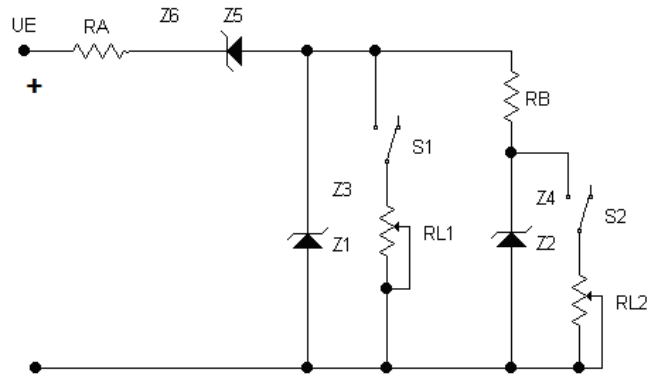
Zener	Vz [V]	P [W]	IZmáx [mA]
Z1	10	5	500
Z2	5	1/4	50
Z3	15	3	200
Z4	10	1	100
Z5	10	10	1000
Z6	15	3	200

Siendo:

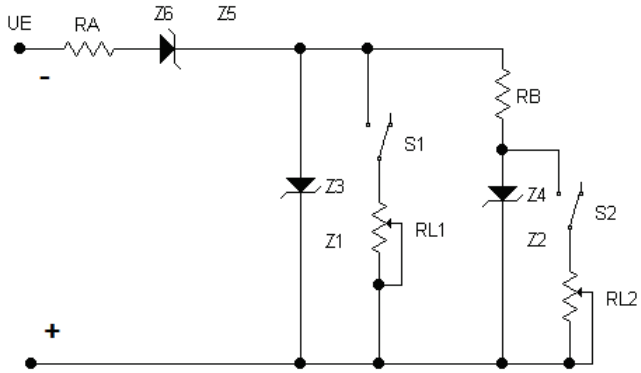
$$VEmáx = VE + 12V = 130V \; y \; VEmin = VE - 12V = 106V$$

Se inicia el cálculo de RB, siendo ésta carga para los zeners Z1 y Z3. Se analiza el circuito para ambas polaridades de VE.

Polaridad positiva de VE



Polaridad negativa de VE



Con polaridad positiva de Vi	Con polaridad negativa de Vi
$RB = \frac{VZ1 - VZ2}{IZ2máx} = 100\Omega$	$RB = \frac{VZ3 - VZ4}{IZ4máx} = 50\Omega$

El valor que se elige para RB es el mayor, caso contrario con la polaridad positiva de VE circularía una corriente mayor por el zener Z2 que lo destruiría.

Se adopta **RB=100Ω.**

Con el valor elegido de RB, se procede a calcular RA:

Teniendo en cuenta que con RB=100Ω, IRB en ambas polaridades de VE resulta:

$$IRB^- = \frac{VZ3 - VZ4}{RB} = IRB^+ = \frac{VZ1 - VZ2}{RB} = 50mA$$

Y dado que: $IZ3máx + IRB^- > IZ6máx$; el cálculo de RA en la polaridad negativa se hará con IZ6máx.

Con polaridad positiva de Vi	Con polaridad negativa de Vi
$RA = \frac{VEmáx - VZ1 - VZ5}{(IZ1máx + IZ2máx)} = 200\Omega$	$RA = \frac{VEmáx - VZ3 - VZ6}{IZ6máx} = 500\Omega$

Se adopta **RA=500Ω.**

Se establecen las relaciones de corrientes en las cargas, para ambas polaridades de VE:

$$RL1 = \frac{VZ1}{IRL1^+} = \frac{VZ3}{IRL1^-} \Rightarrow IRL1^- = \frac{VZ3}{VZ1} * IRL1^+ = 1.5 * IRL1^+$$

$$RL2 = \frac{VZ2}{IRL2^+} = \frac{VZ4}{IRL1^-} \Rightarrow IRL2^- = \frac{VZ4}{VZ2} * IRL2^+ = 2 * IRL1^+$$

Se plantea las ecuaciones de VE para ambas polaridades y se comparan:

$$VEmin^{+} = (IZ1min + IRL1máx^{+} + IZ2min + IRL2máx^{+}) * RA + VZ5 + VZ1$$
$$= (5\ mA + IRL1máx^{+} + 10mA + 2mA) * 0.5K\Omega + 20V$$
$$VEmin^{-} = (IZ3min + IRL1máx^{-} + IZ4min + IRL2máx^{-}) * RA + VZ6 + VZ3$$
$$= (2\ mA + 1.5 * IRL1máx^{+} + 5mA + 2 * IRL2máx^{+}) * 0.5K\Omega + 30V$$

Se advierte que: $VEmin^{-} > VEmin^{+}$, por lo cual el dato de VEmin=106V se aplica para la polaridad negativa para realizar el cálculo de las cargas.

$$VEmin^{-} = 106V = IEmin^{-} * RA + VZ6 + VZ3 \Rightarrow IEmin^{-} = 152mA$$
$$= 152mA = IZ3min + IRL1máx^{-} + IZ4min + IRL2máx^{-} \Rightarrow$$
$$IRL1máx^{-} + IRL2máx^{-} = IEmin^{-} - IZ3min - IZ4min = 145mA$$

Siendo:

$$IZ4min + IRL2máx^{-} = IRB^{-} = 50mA \Rightarrow IRL2máx^{-} = 45mA$$

Reemplazando el valor hallado de $IRL2máx^{-} = 45mA$, se obtiene $IRL1máx^{-}$:

$$IRL1máx^{-} = 145mA - IRL2máx^{-} = 100mA$$

Luego se calculas RL1 y RL2, siendo estas:

$$\boldsymbol{RL1} = \frac{VZ3}{IRL1^{-}} = \mathbf{150\Omega}$$

$$\boldsymbol{RL2} = \frac{VZ4}{IRL1^{-}} = \mathbf{222\Omega}$$

b)

Para realizar el reemplazo, se analizan los valores máximos y mínimos exigidos al diodo zener Z1.

$$IEmáx^{+} = \frac{VEmáx^{+} - VZ5 - VZ1}{RA} = 220mA$$

$$IEmin^{+} = \left(\frac{VEmin^{+} - VZ5 - VZ1}{RA}\right) = 172mA$$

$$IZ1máx = IEmáx^{+} - IZ2máx = IEmáx^{+} - IRB = 220mA - 50mA = 170mA$$
$$IZ1min = IEmin^{+} - IZ2min - IRL1max^{+} - IRL2max^{+} = 80.84mA$$

El zener Z4 tiene una IZ4máx=100mA, por lo cual deberán conectarse en paralelo dos zener Z4.
El valor IZmin de ambos zener conectados en paralelos es de 10mA, por lo cual no deberá recalcularse ninguna resistencia de carga.

El Transistor Bipolar

Esta sección comprende el comportamiento físico del transistor de unión bipolar, y su propiedad amplificadora.

Los conocimientos teóricos y prácticos requeridos para la resolución de los problemas, se detallan a continuación:

- Conocer su característica de tensión-corriente y zonas de funcionamiento.
- Simbología, relaciones de corrientes y parámetros aportados en las hojas de especificaciones dadas por los fabricantes.
- Comprender el análisis gráfico de los circuitos con transistores tanto en reposo como en señal.
- Comprender las configuraciones amplificadoras básicas, con sus características fundamentales y los circuitos de polarización.
- El modelo híbrido del transistor y sus parámetros.
- Comprender y aplicar los criterios de diseño de circuitos de polarización en base a especificaciones dadas.

Cuestionario 3

1) Una de las ventajas del transistor respecto al triodo, es:
   a) Su tamaño reducido.
   b) Bajo consumo.
   c) La ausencia de caldeo.
   d) Todas las opciones son válidas.
2) ¿Cómo se deben polarizar las uniones del transistor para una operación correcta de amplificación?
   a) BE y BC: PD
   b) BE y BC: PI
   c) BE: PD y BC: PI
   d) BE: PI y BC: PD
3) ¿Cuál es una de las cosas más importantes que hace un transistor, en su función lineal?
   a) Amplificar señales.
   b) Rectificar la tensión de red.
   c) Regular tensión.
   d) Emitir luz.
4) La base de un transistor NPN es estrecha y:
   a) Fuertemente dopada.
   b) Ligeramente dopada.
   c) Metálica.
   d) Está dopada con un material pentavalente.
5) La mayor parte de los electrones en la base de un transistor NPN circulan:
   a) Saliendo de la conexión de la base.
   b) Entrando al emisor.
   c) Entrando al colector.
   d) Entrando a la fuente de tensión de la base.
6) Si la V_{BE} es de 0,2V igual a la V_{CEsat}, ¿Qué valor tiene la corriente de colector?
   a) 0
   b) 1 mA
   c) 2 mA
   d) l0 mA
7) Un transistor polarizado en la zona activa se comporta como un diodo y una:
   a) Fuente de Tensión.
   b) Fuente de corriente.
   c) Resistencia variable.
   d) Fuente de alimentación.
8) Si la $V_{BE=}$ 0,7 V y la V_{BC} es positiva y < 0,7V; el transistor funcionaría en la zona:
   a) De corte.
   b) Activa.
   c) De saturación.
   d) De ruptura.
9) En la región de saturación:
   a) IC/ IB= β
   b) IC/ IB< β
   c) IC/ IB > β

d) IC/ IB = α

10) El transistor es un dispositivo:
   a) Activo.
   b) Activo y pasivo dependiendo de su polarización
   c) Pasivo.
   d) Ninguna opción es del todo válida.

11) Para que funcione correctamente un transistor PNP, ¿cómo debe polarizarse la base respecto al emisor y el colector respecto a la base?
   a) VB (-) respecto a VE y VC (+) respecto a VB.
   b) VB (+) respecto a VE y VC (-) respecto a VB.
   c) VB (-) respecto a VE y VC (-) respecto a VB.
   d) VB (+) respecto a VE y VC (+) respecto a VB.

12) ¿Existe circulación de corriente debida a portadores minoritarios en el funcionamiento normal del transistor?
   a) No.
   b) Solo si está en la zona de corte.
   c) Solo si está en la región de activa.
   d) Siempre.

13) El parámetro β en un transistor se define como la relación entre corriente de colector y:
   a) La corriente de base.
   b) La corriente de emisor.
   c) La corriente de la fuente de alimentación.
   d) La corriente de colector.

14) La base de un transistor PNP es:
   a) Estrecha y fuertemente dopada
   b) Estrecha y ligeramente dopada
   c) Estrecha y Metálica.
   d) Está dopada con un material trivalente.
   e) Las opciones b) y d) son válidas.

15) Un transistor NPN está en la zona activa, si:
   a) VBE = 0,7 V y la VCE > V CE sat
   b) VBE < 0,7 V y la VCE < V CE sat
   c) VBE = 0,7 V y la VCE < V CE sat
   d) VBE > 0,7 V y la VCE < V CE sat

16) Un transistor cuando está en la región de saturación, con:
   a) VCE > V CE sat e IC/ IB= βcc
   b) VCE < V CE sat e IC/ IB = βcc
   c) VCE = V CE sat e IC/ IB > βcc
   d) VCE = V CE sat e IC/ IB < βcc

17) Al aumentar la tensión de la fuente de polarización de colector, aumentará:
   a) La corriente de base.
   b) La corriente de colector.
   c) La corriente de emisor.
   d) Ninguna opción es válida.

18) Si la V_{BE} es de 0,1V igual a la V_{CEsat}, ¿Qué valor tiene la corriente de colector?
   a) 0
   b) 0,1 mA

c) 1 mA
d) l0 mA

19) La tensión colector-base en la zona lineal es normalmente:
a) Menor que la tensión de polarización de la base-emisor.
b) Igual a la tensión de la fuente de polarización del colector.
c) Mayor que la tensión de la fuente de polarización de la base.
d) Nada se puede afirmar.

20) Una pequeña corriente de colector que está presente cuando la corriente de base es cero, proviene de la corriente de fugas de:
a) El diodo de emisor.
b) El diodo de colector.
c) Las opciones a) y b) son válidas.
d) El diodo de base.

21) En la zona activa, la corriente de colector no se ve afectada significativamente por:
a) La fuente de tensión de polarización de la base.
b) La corriente de base.
c) La ganancia de corriente.
d) La fuente de tensión de polarización del colector.

22) La tensión colector-emisor normalmente es:
a) Menor que la tensión de la fuente de polarización del colector.
b) Igual a la tensión de la fuente de polarización del colector.
c) Mayor que la tensión de la fuente de polarización del colector.
d) Nada se puede afirmar.

23) Si la VBE se mantiene constante, ¿cómo afecta al parámetro β, el aumento de la temperatura?
a) No varía, siempre que esté en la zona activa.
b) Disminuye, independiente de la zona de trabajo.
c) Aumenta.
d) Si varía o nó, depende del circuito de polarización.
e) Las opciones a) y d) son correctas.

24) Cuando la tensión VCE aumenta, por encima de la BVce
a) Destruye la juntura B-E.
b) Destruye la juntura C-B.
c) Aumenta la IB.
d) Destruye ambas junturas.

25) Si la VBE disminuye y la tensión VCE:
a) Aumenta, entonces la IC aumenta.
b) No varía, entonces la IC aumenta.
c) Disminuye, entonces la IE no varía.
d) No varía, entonces la IC disminuye.

26) Si las tensiones en los terminales de un transistor NPN son: VB=0V, VE= -0.7V y VCE=6V, entonces el transistor está en la zona:
a) De Ruptura.
b) Corte.
c) Activa.
d) Saturación.

27) Si las tensiones en los terminales de un transistor PNP son: VB=0V, VE= -0.7V y VCE=10V, entonces el transistor está en la zona:
   a) De Ruptura.
   b) Corte.
   c) Activa.
   d) Saturación.
28) Si la tensión de la fuente de polarización de base se desconecta, la tensión colector-emisor será igual a:
   a) 0 V
   b) La tensión de la fuente de base.
   c) La tensión de la fuente de colector.
   d) Ninguna opción es válida.
29) Al aumentar la tensión de la fuente de polarización del colector, aumentará:
   a) La corriente de base.
   b) La corriente de colector.
   c) La corriente de emisor.
   d) Ninguna opción es válida.
30) ¿Cuál es el aspecto más importante de la corriente de colector?
   a) Se mide en miliamperios.
   b) Es igual a la corriente de base dividida en la ganancia de corriente.
   c) Es pequeña.
   d) Es aproximadamente igual a la corriente de emisor.
31) El transistor en la zona activa se comporta como:
   a) Fuente de corriente de impedancia de salida infinita.
   b) Fuente de corriente de impedancia de salida alta.
   c) Fuente de tensión de impedancia de salida baja.
   d) Fuente de corriente de impedancia de salida nula.
32) Si la tensión en la juntura BE es inferior a 0,7V, la tensión VCE vale:
   a) La tensión de saturación.
   b) 0V
   c) La tensión de la fuente de polarización del colector.
   d) Ninguna opción es válida.
33) Si la $V_{BE=}V_{CB}$ = 0,7V, funcionaría en la zona:
   a) De corte.
   b) Activa.
   c) De saturación.
   d) De ruptura.
34) Si la V_{EB} = 0,7 V y la 0,2V<V_{CE} <BVce, el transistor funcionaría en la zona:
   a) De corte
   b) Activa.
   c) De saturación.
   d) De ruptura.
35) Al aumentar la temperatura en un transistor PNP, la ganancia de corriente:
   a) Disminuye.
   b) No cambia.
   c) Aumenta.
   d) Puede ser cualquier opción, porque depende también de otros factores.
36) La máxima disipación de potencia en el colector, en relación a la temperatura

ambiente (Ta):
   a) Aumenta, si Ta aumenta.
   b) Disminuye, siempre que Ta sea inferior a 25ºC.
   c) Se mantiene constante, siempre que Ta sea inferior a 25ºC.
   d) Es invariante, siempre que se use disipador.

37) Para que funcione correctamente un transistor NPN ¿cómo debe polarizarse la base respecto al emisor y el colector respecto a la base:
   a) VB (-) respecto a VE y VC (+) respecto a VB.
   b) VB (+) respecto a VE y VC (-) respecto a VB.
   c) VB (-) respecto a VE y VC (-) respecto a VB.
   d) VB (+) respecto a VE y VC (+) respecto a VB.

38) Cuando se utiliza un multímetro digital para probar un transistor, ¿con cuántas conexiones teniendo en cuenta la polaridad se obtendrán lecturas aproximadas de 0,7 V?
   a) Una
   b) Dos
   c) Tres
   d) Ninguna

39) ¿Qué conexión teniendo en cuenta la polaridad del multímetro digital se necesita aplicar a la base de un transistor NPN respecto al emisor, para obtener una lectura de 0,7 V?
   a) Positiva
   b) Negativa
   c) Positiva o negativa
   d) Igual que si el transistor fuera PNP

40) Cuando se prueba un transistor NPN utilizando un óhmetro, la resistencia colector-emisor disminuirá cuando el:
   a) Colector sea positivo respecto del emisor
   b) Emisor sea positivo respecto del colector
   c) Transistor sea normal
   d) Transistor sea defectuoso

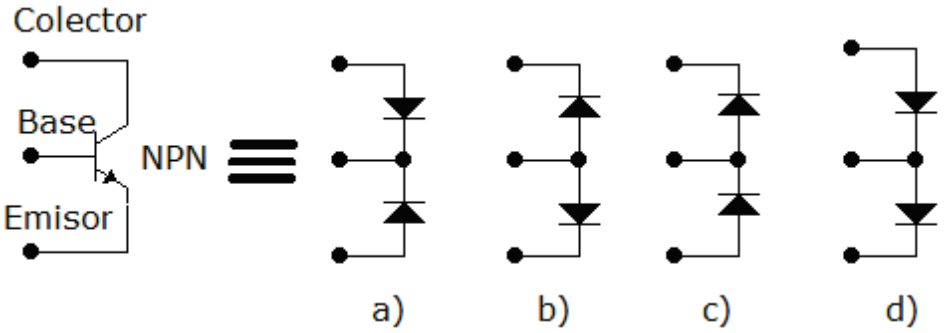
41) El diodo de emisor normalmente:
   a) Tiene polarización directa
   b) Tiene polarización inversa
   c) No conduce
   d) Funciona en la zona de ruptura

42) En el funcionamiento normal del transistor, el diodo de colector debe:
   a) Tener polarización directa
   b) Tener polarización inversa
   c) No conducir
   d) Funcionar en la zona de ruptura

43) El hecho de que haya, sólo unos cuantos huecos en la zona de la base significa que la base:
   a) Está ligeramente dopada
   b) Está fuertemente dopada
   c) No está dopada
   d) Ninguna opción es del todo válida

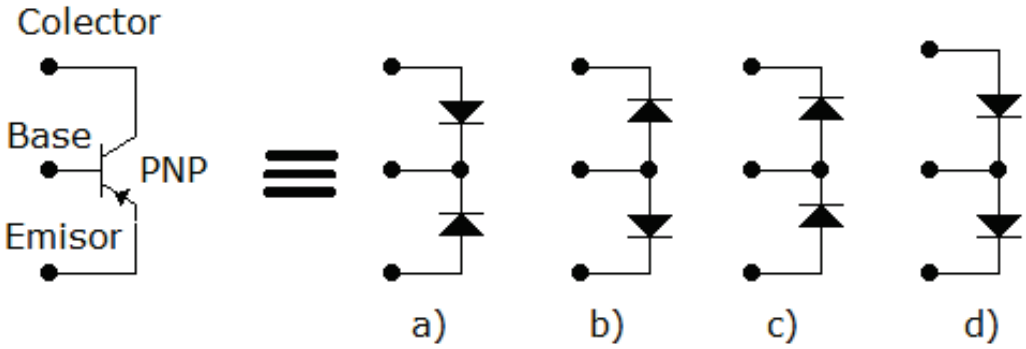
44) Si la corriente de colector aumenta, ¿qué sucede con la ganancia de corriente?
   a) Disminuye
   b) No cambia
   c) Aumenta
   d) Cualquier opción es válida, porque depende de otros factores.

45) Dado el siguiente esquema, indicar la equivalencia correcta



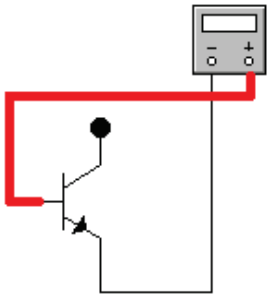
   a) a
   b) b
   c) c
   d) d

46) Dado el siguiente esquema, indicar la equivalencia correcta



   a) a
   b) b
   c) c
   d) d

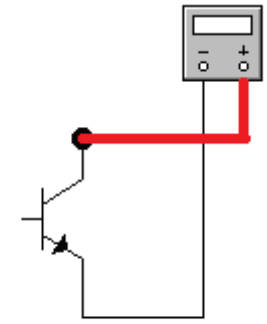
47) Si se utiliza un multímetro con las puntas ubicadas como lo indica la figura en la posición "Prueba de diodos", la lectura que da es:



Comprobación
Base- Emisor

a) 0.65V
b) OL
c) -0.75V
d) La prueba es incorrecta

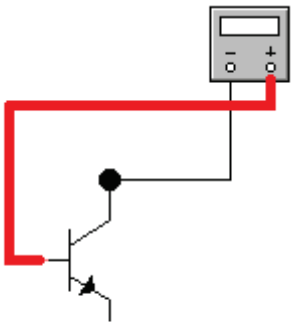
48) Si se utiliza un multímetro con las puntas ubicadas como lo indica la figura en la posición "Prueba de diodos", la lectura que debe dar para la verificación correcta es:



Comprobación
Colector - Emisor

a) 0.7V
b) OL, con la polaridad de las puntas indicadas
c) OL, con la polaridad invertidas de las puntas
d) -0.7V
e) Las opciones b) y c), son válidas

49) Si se utiliza un multímetro con las puntas ubicadas como lo indica la figura en la posición "Prueba de diodos", la lectura que debe dar para la verificación correcta de la Juntura BC es:



Comprobación
Base- Colector

a) 0.7V
b) OL
c) -0.7V
d) La prueba es incorrecta

50) El β_{CC} y hFE son dos parámetros de:
a) Transistores diferentes
b) Del mismo transistor, con igual significación
c) Del mismo transistor, con distinta significación
d) Del mismo transistor, en CC y CA respectivamente

51) Si se utiliza un transistor con una βcc alta, la corriente en el colector se:
    a) Incrementará
    b) Decrecerá
    c) No cambiará
    d) No se puede precisar, depende de otros factores
52) Si se utiliza un transistor con una βcc alta, la corriente en el emisor se:
    a) Incrementará
    b) Decrecerá
    c) No cambiará
    d) No se puede precisar, depende de otros factores
53) Si se utiliza un transistor con una βcc alta, la corriente en la base se:
    a) Incrementará
    b) Decrecerá
    c) No cambiará
    d) No se puede precisar, depende de otros factores
54) Si el transistor se satura y la corriente en la base se incrementa, la corriente en el colector:
    a) Se incrementará
    b) Decrecerá
    c) No cambiará
    d) No se puede precisar, depende de otros factores
55) Cuando opera en corte y saturación, el transistor actúa como:
    a) Amplificador lineal
    b) Interruptor
    c) Amplificador no lineal
    d) Ninguna opción es válida
56) Los terminales de un transistor de unión bipolar se llaman:
    a) P, N, P
    b) N, P, N
    c) Entrada, salida, tierra
    d) Base, emisor, colector
57) En un transistor PNP, las regiones P son:
    a) Base y emisor
    b) Base y colector
    c) Emisor y colector
58) La corriente en el emisor siempre es
    a) Mayor que la corriente en la base
    b) Menor que la corriente en el colector
    c) Mayor que la corriente en el colector
    d) Las opciones a) y c), son correctas
59) El β_{CC} de un transistor es su:
    a) Ganancia de corriente
    b) Ganancia de voltaje
    c) Ganancia de potencia
    d) Resistencia interna
60) El voltaje aproximado a través de la unión base-emisor polarizada en directa de un BJT de silicio es:
    a) 0 V

b) 0.7 V
c) 0.3 V
d) VCC

61) La condición de polarización de un transistor que va a ser utilizado como amplificador lineal se llama:
a) Directa-inversa
b) Directa-directa
c) Inversa-inversa
d) Polarización de colector

62) Si el transistor se satura y la corriente en la base se incrementa, la corriente en el colector se:
a) Incrementará
b) Reducirá
c) No cambiará
d) La respuesta es relativa

63) En corte, VCE es:
a) 0 V
b) Mínimo
c) Máximo
d) Igual a VCC
e) Respuestas a) y b)
f) Respuestas c) y d)

64) En saturación, VCE es
a) 0.7 V
b) Igual a VCC
c) Mínimo
d) Máximo

65) Para llevar a saturación un BJT
a) IB=ICsat
b) IB>IC/HFE
c) VCC debe ser por lo menos de 10 V
d) El emisor debe estar conectado a tierra

66) Una vez en saturación, un incremento adicional de la corriente en la base
a) Hará que se incremente la corriente en el colector
b) No afectará la corriente en el colector
c) Hará que se reduzca la corriente en el colector
d) Apagará el transistor

67) En un amplificador con transistor, si la unión base-emisor se abre, el voltaje en el colector es
a) VCC
b) 0 V
c) Flotante
d) 0.2 V

68) Un multímetro digital que mide una unión de transistor abierta muestra
a) 0 V
b) 0.7 V
c) OL
d) VCC

69) Si en la base de un transistor NPN se mide 5V, la tensión que se mide en el emisor es:
   a) 5,7V
   b) 4,3V
   c) 5V
   d) -4.3V
70) En un transistor NPN, en su funcionamiento la VCB=5.1V. ¿Cuál será su tensión VCE?.
   a) 5.1V
   b) 4.4V
   c) 5.8V
   d) 0.2V
71) ¿Qué diferencia hay entre colector y emisor, en un transistor BJT?
   a) El tipo de dopaje
   b) El porcentaje del dopaje
   c) El tamaño de las secciones
   d) Las opciones b) y c), son correctas
   e) Es relativo, porque no se especifica nada en relación a la base
72) Entre un transistor PNP y un NPN:
   a) No hay diferencias en su aplicación, salvo que sólo se invierten los sentidos de las corrientes
   b) Se diferencian en su rango de potencia
   c) Se diferencian en sus polaridades y sentido de circulación de corriente
   d) El transistor PNP es poco práctico, y rara vez se usa.
   e) La diferencia radica que el PNP el mayor potencial se aplica al colector, mientras que en el NPN es en emisor
73) En un transistor polarizado en la región activa para la misma corriente de base, si la temperatura ambiente aumenta, entonces la corriente de colector
   a) Permanecerá constante
   b) Aumenta por la influencia de la ICBO
   c) Disminuye por la influencia de la ICBO, al estar polarizada la unión BC en forma inversa
   d) No se puede precisar, porque falta el dato de la VCE.
74) El transistor BJT, en la región activa es una fuente de corriente de colector, controlada por:
   a) Corriente de base
   b) Por la tensión de base
   c) Por la corriente de emisor
   d) Por la tensión colector -emisor
75) El transistor BJT se encuentra en la zona de saturación, cuando las uniones BE y BC se hallan polarizadas en forma respectiva en:
   a) Directa e inversa
   b) Inversa y directa
   c) Ambas directas
   d) Ambas inversas
76) El efecto transistor, consiste en:
   a) Hacer pasar una débil corriente por una unión P-N polarizada inversamente.

b) Hacer pasar una débil corriente por una unión P-N polarizada directamente.
c) Hacer pasar una gran corriente por una unión P-N polarizada inversamente, polarizando directamente la otra unión.
d) Ninguna opción es válida

77) En un transistor NPN se mide VBE=0.7V, VCE=10V, la tensión VBC es?
a) 10.7V.
b) -9,3V.
c) 9,3V.
d) 0.3V

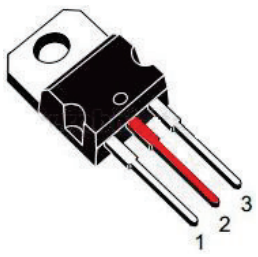
78) Si en el emisor de un transistor PNP se mide 5V, la tensión que se mide en la base es:
a) 5.7V.
b) 4.3V.
c) 5V.
d) -4.3V.

79) Si en la base de un transistor NPN se mide 5V, la tensión que se mide en el emisor es:
a) 5,7V.
b) 4,3V.
c) 5V.
d) No se puede precisar, faltan datos

80) En un circuito amplificador, la tensión VBC= -5.1V en un transistor NPN ¿Cuál será su tensión VCE?
a) 5.1 V
b) 4.4 V.
c) 5.8 V.
d) -5.8 V.

81) Cuales son la/s función/es de un transistor?
a) Regular voltaje
b) Amplificar la señal o como interruptor automático
c) Proteger de caídas de tensiones
d) Dejar pasar la intensidad en varios sentidos

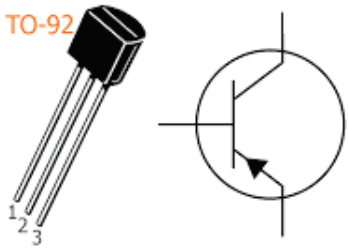
82) Un transistor NPN está funcionando en un circuito amplificador, y de acuerdo a la siguiente figura se mide tensión relativa a masa en los terminales 2 y 3, resultando en 2 de 678 mV y en 3 de 478 mV, entonces:



a) El terminal 2 es colector y el terminal 3 es base.
b) El terminal 2 es base y el terminal 1 es emisor.
c) El terminal 3 es colector y el terminal 2 es emisor.
d) El terminal 3 es colector y el terminal 2 es base.

83) El transistor de la siguiente figura está funcionando en un circuito amplificador,

y se mide la tensión relativa a masa en los terminales 3 y 2, resultando en 3 de 5V y en 2 de 4.3V, entonces:



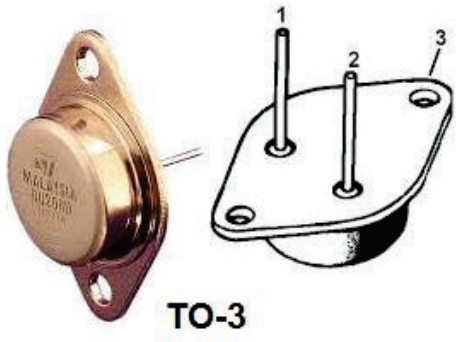
a) El terminal 3 es emisor y el terminal 2 es base.
b) El terminal 2 es base y el terminal 1 es emisor.
c) El terminal 3 es colector y el terminal 2 es emisor.
d) El terminal 3 es colector y el terminal 1 es base.

84) El transistor PNP de la siguiente figura está funcionando en un circuito amplificador, y se mide la tensión relativa a masa en los terminales 1 y 2, resultando en 1 de 0 V y en 2 de – 650 mV, entonces:



a) El terminal 2 es colector y el terminal 3 es base.
b) El terminal 2 es base y el terminal 1 es emisor.
c) El terminal 3 es colector y el terminal 2 es emisor.
d) El terminal 3 es colector y el terminal 1 es base.

85) El transistor NPN de la siguiente figura está funcionando en un circuito conmutador, y se mide la tensión relativa a masa en los terminales 1 y 3, resultando en 1 de 7V y en 3 de 8V, entonces:



a) El terminal 2 es colector y el terminal 3 es base.
b) El terminal 2 es base y el terminal 3 es emisor.
c) El terminal 3 es colector y el terminal 1 es emisor.
d) El terminal 3 es colector y el terminal 1 es base.

86) El amplificador en configuración BC tiene
   a) Ganancia de tensión, sin inversión de fase
   b) Ganancia de corriente, con inversión de fase.
   c) Ganancia de tensión con inversión de fase
   d) Ganancia de corriente sin inversión de fase
87) Un circuito amplificador en configuración EC tiene impedancia de entrada
   a) Baja
   b) Alta
   c) Media
   d) Muy alta
88) En la configuración BC, la señal de salida se obtiene
   a) Entre la base y el colector
   b) Entre el emisor y la base
   c) Entre el emisor y el colector
   d) Entre el colector y la base
89) En forma comparativa, como es la impedancia de entrada de la configuración CC, en relación a las restantes configuraciones amplificadoras
   a) Alta
   b) Media
   c) Baja
   d) Aproximadamente igual
90) El voltaje de salida de la configuración CC
   a) Es < que el voltaje de entrada, sin inversión de fase
   b) Es > que el voltaje de entrada, con inversión de fase
   c) Es (β+1) el voltaje de entrada, sin inversión de fase
   d) Es ≈ igual al voltaje de entrada con inversión de fase
91) La ganancia de corriente en la configuración EC es
   a) Igual a $-\alpha$
   b) ≈ β
   c) ≈ (β +1)
   d) ≈ 1
92) En la configuración de EC, la señal de entrada se aplica
   a) Entre el emisor y el colector
   b) Entre la base y el colector
   c) Entre el emisor y la base
   d) Entre la base y el emisor
93) La configuración CC se utiliza
   a) Para propósitos de acoplamiento de impedancias
   b) Como inversor de fase, porque Av ≈ 1
   c) Como amplificador de corriente y tensión
   d) Ninguna opción es válida
94) El voltaje de salida de un amplificador en Emisor Común
   a) Está amplificado
   b) Está invertido
   c) Está 180 º fuera de fase con respecto a la entrada
   d) Todas las opciones son válidas
95) El amplificador en configuración EC tiene
   a) Ganancia de tensión y corriente, sin inversión de fase

b) Ganancia de corriente, con inversión de fase.
c) Ganancia de tensión y corriente, con inversión de fase
d) Ganancia de corriente sin inversión de fase

96) Un circuito amplificador en configuración BC tiene impedancia de entrada
a) Baja
b) Alta
c) Media
d) Muy alta

97) En la configuración CC, la señal de salida se obtiene
a) Entre la base y el colector
b) Entre el emisor y la base
c) Entre el emisor y el colector
d) Entre el colector y la base

98) La ganancia de corriente en la configuración BC es
a) Igual a α
b) $\approx \beta$
c) $\approx (\beta + 1)$
d) ≈ 1

99) La configuración amplificadora BC se utiliza
a) En aplicaciones de bajas frecuencias
b) Para potenciales bioeléctricos
c) En aplicaciones de altas frecuencias
d) Las opciones a) y b) son válidas

100) Si la tensión de entrada es de 10 mV en un amplificador en configuración CC, con α=0.99, entonces la tensión de salida en la carga es aproximadamente
a) 10 mV
b) 100 mV
c) 1 V
d) 10 V

101) En la configuración EC, la señal de salida se obtiene
a) Entre la base y el colector
b) Entre el emisor y la base
c) Entre el emisor y el colector
d) Entre el colector y el emisor

102) La tensión en la resistencia de colector de un amplificador en configuración EC es:
a) Continua y alterna
b) Sólo alterna
c) Sólo continua
d) La respuesta es relativa porque depende si tiene o no, condensador de desacolpe

103) En forma comparativa, como es la impedancia de entrada de la configuración BC, en relación a las restantes configuraciones amplificadoras
a) Alta
b) Media
c) Baja
d) Aproximadamente igual

104) Si la tensión de entrada es de 2V en un amplificador en configuración CC, con

β =100, entonces la tensión de salida en la carga es aproximadamente
a) 200V
b) 20V
c) 0,2 V

d) 2 V

105) La corriente alterna de colector en la configuración EC, es aproximadamente igual a la corriente alterna:
a) De base
b) De emisor
c) De la fuente
d) Del generador

106) La corriente alterna de colector en la configuración CC, es aproximadamente igual a:
a) La corriente alterna de base
b) La corriente alterna de emisor
c) Cero, por ser CC
d) Del generador

107) La tensión en la resistencia de colector de un amplificador en configuración BC es:
a) Continua y alterna
b) Sólo alterna
c) Sólo continua
d) La respuesta es relativa porque depende si tiene o no, condensador de desacolpe

108) Si el condensador de paso del emisor de un amplificador en EC se abre, el voltaje de alterna en la salida
a) Disminuye
b) Aumenta
c) No cambia
d) Es igual a cero

109) En un amplificador en configuración EC (con RC y RL) se cortocircuita la resistencia de colector, el voltaje de alterna de salida
a) disminuye
b) aumenta
c) no cambia
d) es igual a cero

110) ¿Por qué se utiliza el acoplamiento capacitivo para conectar la fuente de señal al amplificador?
a) Para acoplar la componente de corriente continua, y polarizar el transistor
b) Para evitar cambiar las condiciones de reposo del amplificador
c) Para que solo amplifique señales de corriente alterna
d) Ninguna opción es correcta

111) Los circuitos amplificadores con la configuración de emisor común
a) Presenta muy alta impedancia de entrada y salida
b) Habitualmente presentan muy baja impedancia de entrada y salida
c) Pueden presentar ganancias de tensión y corriente relativamente altas
d) Habitualmente presentan muy alta impedancia de entrada y baja de salida

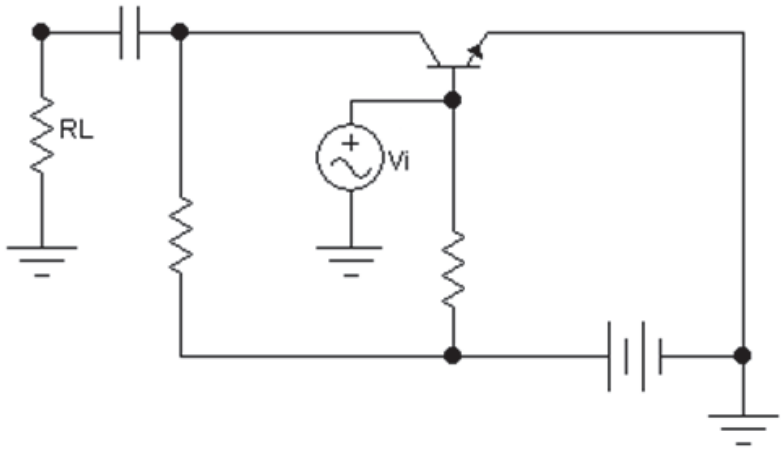
e) Las opciones c) y d), son correctas

112)Los circuitos amplificadores con la configuración de base común presentan
a) Bajas impedancias de entrada con inversión de fase en la salida
b) Altas impedancias de entrada
c) Altas ganancias de corriente sin inversión de fase
d) Ninguna opción es correcta

113)Los circuitos amplificadores con la configuración de colector común
a) Presentan desamplificación de tensión y altas ganancias de corriente
b) Presentan bajas impedancias de entrada y altas impedancias de salida
c) Presentan altas impedancias de entrada y bajas impedancias de salida
d) Las opciones a) y b), son válidas
e) Las opciones a) y c), son válidas
f) También se los denomina seguidor de colector

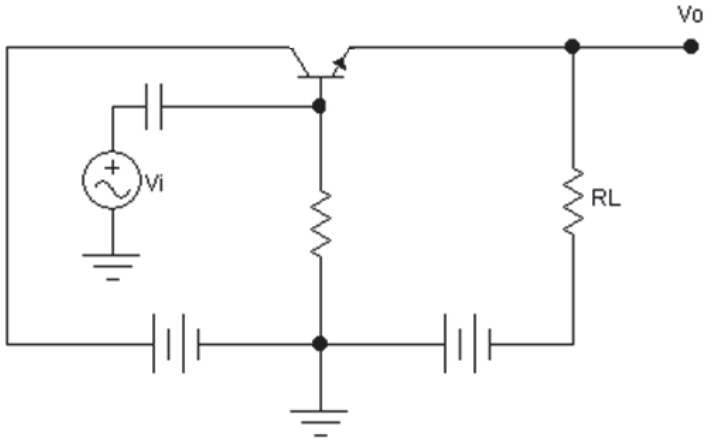
114)La impedancia de entrada de un circuito amplificador
a) Es la impedancia que ve el generador de entrada y excluyendo la propia
b) Indica cuál es la máxima tensión aplicable al circuito
c) Indica cuál es la máxima corriente que soporta el circuito
d) Ninguna opción es del todo válida

115)Dado el siguiente esquema circuital, indicar a que configuración corresponde:



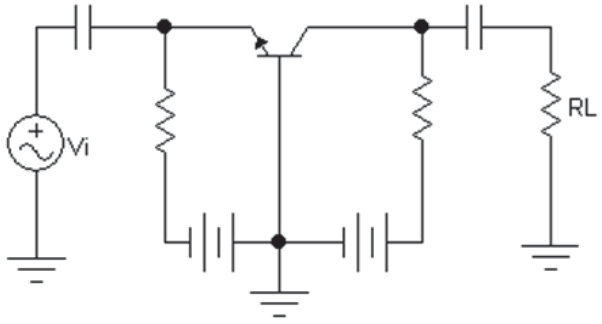
a) Base común con la carga (RL) acolada para ca
b) Emisor común con la carga (RL) acolada para ca
c) Colector común sin desacople de RL para corriente continua
d) Base común con la señal de entrada acoplada desde corriente continua

116)Dado el siguiente esquema circuital, indicar a que configuración corresponde:



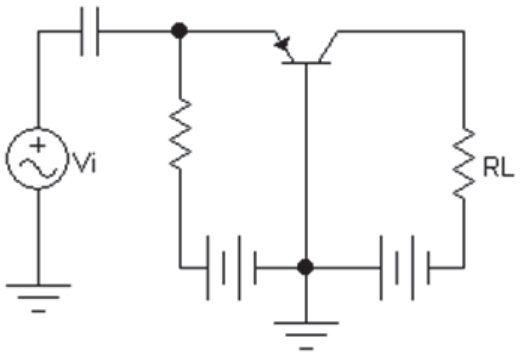
a) Base común con la carga (RL) acolada para ca
b) Emisor común con la carga (RL) acolada para ca
c) Colector común sin desacople de RL para corriente contínua
d) Base común con RL sin desacoplar para corriente continua
e) Colector común con la señal de entrada acoplada desde corriente continua

117)Dado el siguiente esquema circuital, indicar a que configuración corresponde:



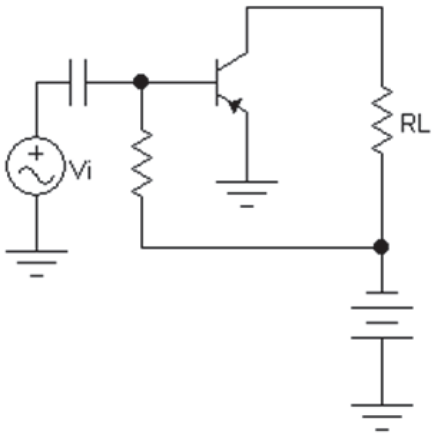
a) Base común con la carga (RL) acolada para ca
b) Emisor común con la carga (RL) acolada para ca
c) Colector común sin desacople de RL para corriente continua
d) Base común con la señal de entrada acoplada desde corriente continua
e) Colector común con RL acoplada para ca.

118)Dado el siguiente esquema circuital, indicar a que configuración corresponde:



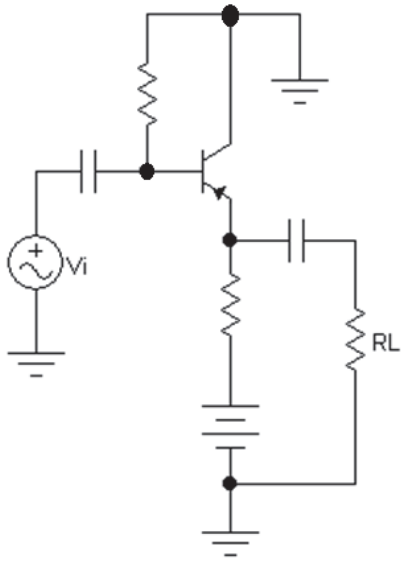
a) Base común con la carga (RL) acolada para ca
b) Emisor común con la carga (RL) acolada para ca
c) Colector común sin desacople de RL para corriente contínua
d) Base común con RL sin desacoplar en corriente contínua
e) Colector común con la señal de entrada acoplada para ca

119)Dado el siguiente esquema circuital, indicar a que configuración corresponde:



a) Base común con la carga (RL) acolada para ca
b) Emisor común con la carga (RL) acolada para ca
c) Colector común sin desacople de RL para corriente continua
d) Emisor común con RL sin desacoplar en corriente continua
e) Colector común con la señal de entrada acoplada para ca

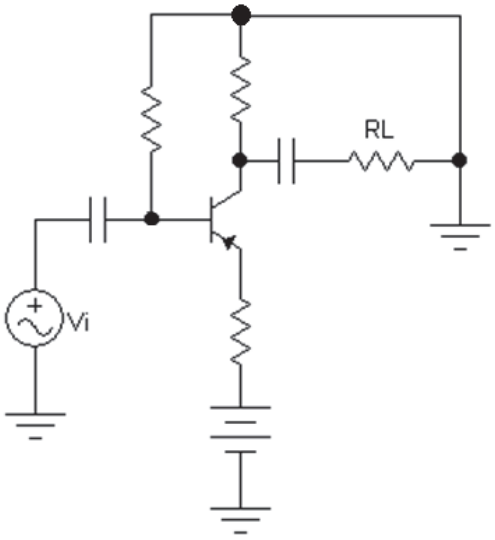
120) Dado el siguiente esquema circuital, indicar a que configuración corresponde:



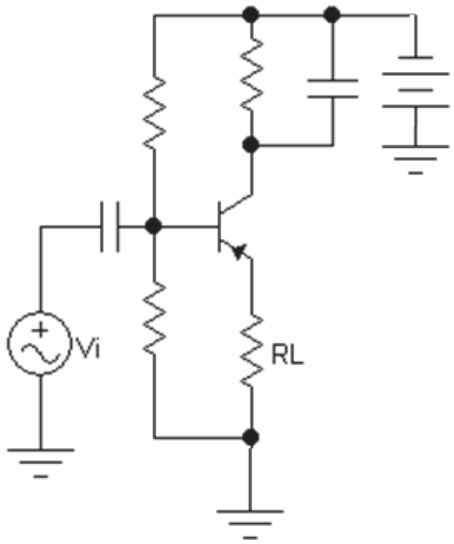
a) Base común con la carga (RL) acolada para ca
b) Emisor común con la carga (RL) acolada para ca
c) Colector común sin desacople de RL para corriente continua
d) Emisor común con RL sin desacoplar en corriente continua
e) Seguidor de Emisor con la señal de entrada acoplada para ca

121) Dado el siguiente esquema circuital, indicar a que configuración corresponde:

a) Base común con la carga (RL) acolada para ca
b) Emisor común con la señal de entrada acoplada para ca
c) Colector común sin desacople de RL para corriente continua
d) Emisor común con RL sin desacoplar en corriente continua
e) Seguidor de Emisor con la señal de entrada acoplada para ca



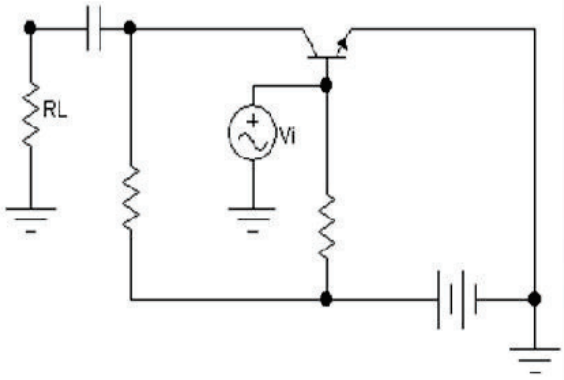
122)Dado el siguiente esquema circuital, indicar a que configuración corresponde:
- a) Base común con la carga (RL) acolada para ca
- b) Emisor común con la señal de entrada acoplada para ca
- c) Colector común con RL sin desacoplar en corriente continua
- d) Emisor común con RL sin desacoplar en corriente continua
- e) Seguidor de Emisor con la señal de entrada acoplada desde corriente continua

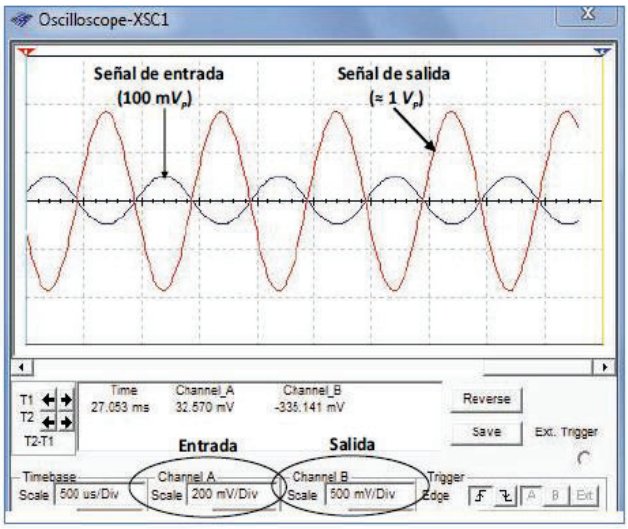


123)La configuración amplificadora con BJT más usada, es la de:
- a) EC porque posee mayor Ganancia de Potencia
- b) BC, por su elevada Ganancia de Tensión sin inversión de fase
- c) CC, por su elevada Ganancia de Corriente con alta impedancia de entrada
- d) EC, porque los fabricantes de transistores brindan mayor información en sus hojas de datos

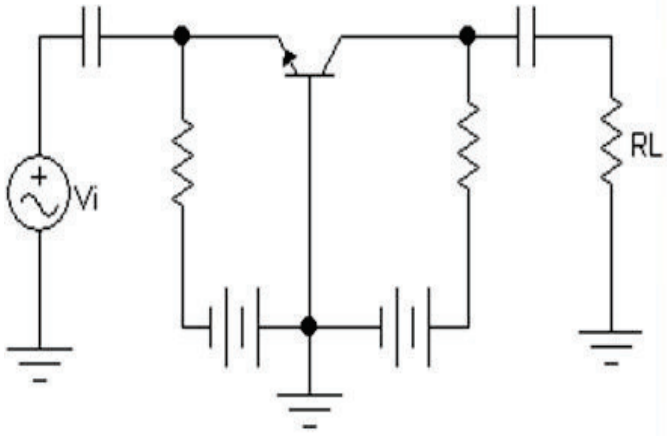
124)La configuración amplificadora con transistores menos usada, es la de:
- a) EC, por su impedancia de entrada y salida
- b) BC, en el rango de las bajas frecuencias
- c) CC, por su Ganancia de tensión inferior a la unidad
- d) Las opciones b) y c), son correctas
- e) BC, por su baja impedancia de entrada
- f) Las opciones b) y e), son correctas

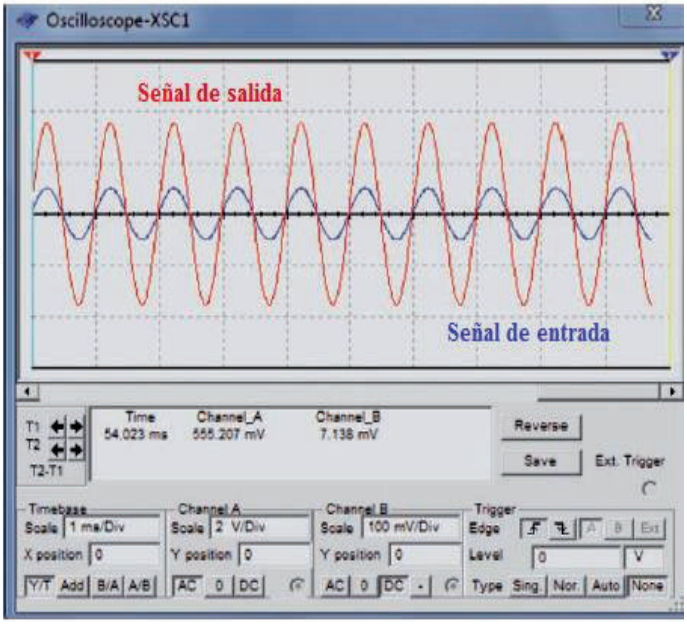
125)Para la configuración amplificadora dada, indique la respuesta correcta de acuerdo a los oscilogramas de entrada y salida.
- a) La configuración es EC, y presenta una falla en el condensado de acoplamiento a la carga
- b) La configuración es BC, y su salida es correcta
- c) La configuración es EC, y presenta un funcionamiento correcto
- d) La configuración es CC, y presenta una falla de desconexión del condensador de acoplamiento de entrada.
- e) Los oscilogramas no corresponden al circuito





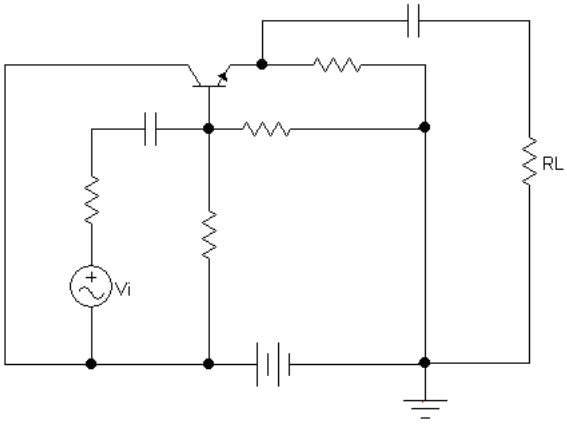
126)Para la configuración amplificadora dada, indique la respuesta correcta de acuerdo a los oscilogramas de entrada y salida.

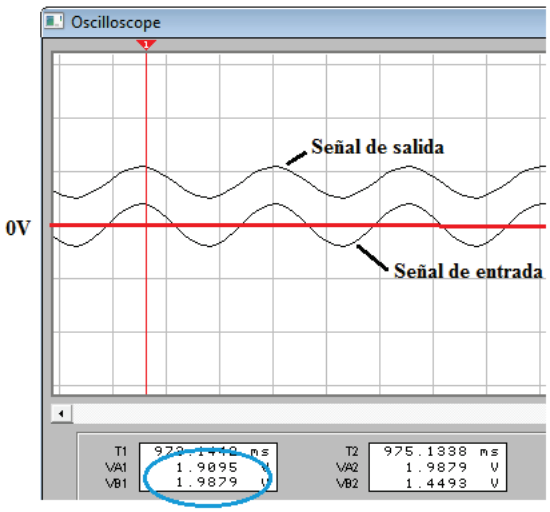




a) La configuración es EC, y presenta una falla en el condensado de acoplamiento a la carga
b) La configuración es BC, y su salida es correcta
c) La configuración es EC, y presenta un funcionamiento correcto
d) La configuración es CC, y presenta una falla de desconexión del condensador de acoplamiento de entrada.
e) Los oscilogramas no corresponden al circuito

127)Para la configuración amplificadora dada, indique la respuesta correcta de acuerdo a los oscilogramas de entrada y salida.

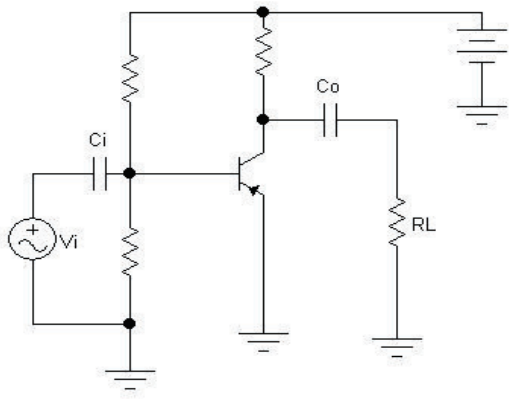


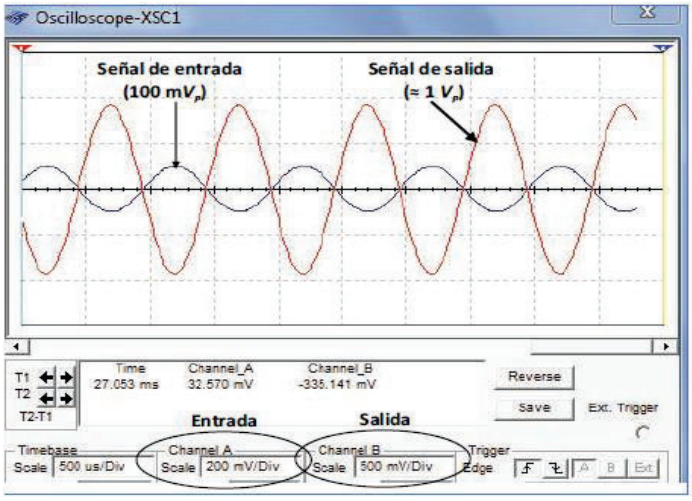


a) La configuración es CC, y presenta una falla en el condensado de acoplamiento a la carga
b) La configuración es BC, y su salida es correcta
c) La configuración es EC, y presenta un funcionamiento correcto
d) La configuración es CC, y presenta una falla de desconexión del condensador de acoplamiento de entrada.
e) Los oscilogramas no corresponden al circuito

128) Para la configuración amplificadora dada, indique la respuesta correcta de acuerdo a los oscilogramas de entrada y salida.

a) La configuración es CC, y presenta una falla en el condensado de acoplamiento a la carga
b) La configuración es BC, y su salida es correcta
c) La configuración es EC, y presenta un funcionamiento correcto
d) La configuración es CC, y presenta una falla de desconexión del condensador de acoplamiento de entrada.
e) Los oscilogramas no corresponden al circuito

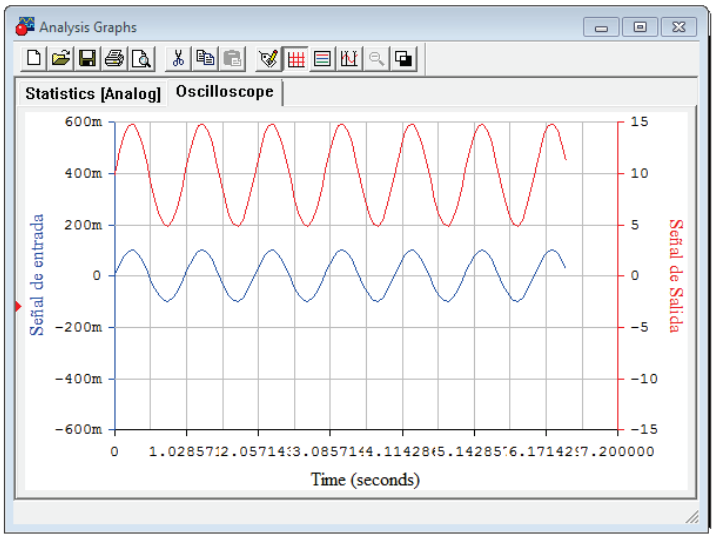




129) El siguiente oscilograma corresponde a una etapa amplificadora con transistores bipolares. Indicar a que configuración corresponde:

a) La configuración es CC, y presenta una falla en el condensado de acoplamiento a la carga

b) La configuración es BC, con RL sin desacoplar para CC
c) La configuración es EC, y presenta un funcionamiento correcto
d) La configuración es CC, y presenta una falla de desconexión del condensador de acoplamiento de entrada.



130) En un circuito amplificador con polarización con realimentación por emisor, si la resistencia de base está abierta entonces el punto Q se halla:
a) En la parte central de la recta de carga
b) En el extremo superior de la recta de carga
c) En el extremo inferior de la recta de carga
d) Fuera de la recta de carga

131) La potencia disipada por un transistor es aproximadamente igual a la corriente de colector multiplicada por:
a) La tensión base-emisor
b) La tensión colector-emisor
c) La tensión de la fuente de la base
d) 0,7 V

132) Si el transistor funciona en la parte central de la recta de carga, un aumento en la ganancia de corriente haría que el punto Q se mueva:
a) Hacia abajo
b) Hacia arriba
c) A ningún otro sitio
d) Fuera de la recta de carga

133) En el circuito de polarización con realimentación por emisor, el cálculo de RB es:
a) RB = βmin. RE/10
b) RB= (VCC-0.7V-IC. RE) β/ICQ
c) RB= (VCC-0.7-IC.RC-IC.RE) β/IC
d) RB= (VCC-0.7) β/ICQ

134) El punto Q se modifica variando el valor de RB
a) En general con cualquier circuito de polarización
b) Solo si varía β con la temperatura
c) Solo si la polarización es fija
d) Solo en los que usan realimentación negativa

135) En un circuito de polarización universal, la estabilidad del punto Q es mayor

a) Si, Rb se aumenta
b) Si, Rb se disminuye
c) Aumentando la VBB
d) Disminuyendo la VBB

136) El circuito de polarización fija es aplicable a las configuraciones:
a) EC
b) EC y CC
c) BC
d) Todas las configuraciones amplificadoras

137) El circuito de polarización más dependiente del β es:
a) Con divisor de tensión
b) Con realimentación por colector
c) Con realimentación por emisor
d) Fija

138) La tensión colector-emisor normalmente es:
a) Menor que la tensión de la fuente de polarización del colector
b) Igual a la tensión de la fuente de polarización del colector
c) Mayor que la tensión de la fuente de polarización del colector
d) Nada se puede afirmar porque depende del tipo de configuración

139) Si un transistor funciona en la parte central de la recta de carga, un aumento en la resistencia de Base haría que el punto Q se mueva:
a) Fuera de la recta de carga
b) Hacia arriba
c) A ningún otro sitio
d) Hacia abajo

140) El circuito de polarización con realimentación por emisor es aplicable a las configuraciones:
a) Solo EC
b) Solo EC y CC
c) Solo BC
d) Todas las configuraciones amplificadoras.

141) Al aumentar la temperatura, la ganancia de corriente
a) Disminuye
b) Aumenta
c) No cambia
d) Varía dependiendo de la zona de trabajo

142) En el circuito de polarización con realimentación por colector, el cálculo de RB es:
a) RB= (VCC-0.7V) β/ICQ
b) RB = βmin. RE/10
c) RB= (VCC-0.7V-IE. RC) β/ICQ
d) RB= (VCC-0.7V-IE.RC-IC.RE) β/IC

143) Si la resistencia de emisor disminuye, la tensión de colector:
a) Disminuye
b) Se mantiene en el mismo valor
c) Hace que el transistor entre en la zona de ruptura
d) Aumenta

144)Si la ganancia de corriente aumenta de 50 a 300 en un circuito con realimentación por emisor, entonces la corriente de colector
   a) Se mantiene casi al mismo valor
   b) Disminuye por un factor de 6
   c) Aumenta por un factor de 6
   d) Es cero

145)Si la resistencia de colector está abierta, la tensión de colector
   a) Es 0V
   b) Está a VCC
   c) No cambia
   d) Es desconocida

146)La recta de carga de CC coincide con la de CA, porque
   a) No hay condensadores de acople y desacoplo
   b) Los valores de los condensadores son iguales
   c) Los valores de las resistencias son iguales
   d) El cálculo es erróneo

147)Para obtener Máxima Excursión Simétrica de la corriente en la carga, en la configuración CC, el punto Q debe hallarse
   a) En la mitad de la recta de carga de CC
   b) En la mitad de la recta de carga de ca
   c) Por encima del punto medio
   d) Cualquiera de las opciones puede ser válida, porque depende de otras factores

148)La pendiente de la recta de carga de CC con respecto a la de ca es
   a) Mayor
   b) No se puede predecir porque depende de la resistencia de carga
   c) No se puede predecir porque depende de las resistencias de la malla de salida
   d) Menor

149)En el amplificador EC, polarizado con realimentación por colector, la vce normalmente es:
   a) ≈ tensión de la fuente de polarización del colector
   b) < tensión en el emisor
   c) = tensión en la carga
   d) Nada se puede afirmar porque depende del valor de Rb

150)Si el punto Q se halla por debajo del punto medio, entonces:
   a) icmax=VCEQ/rca
   b) icmax=ICQ
   c) vcemax=VCEQ
   d) vcemax> VCEQ

151)Si el Si el punto Q se halla por encima del punto medio, entonces:
   a) icmax=ICQ
   b) icmax =VCEQ/rca
   c) vcemax=ICQ.rca
   d) vcemax> VCEQ

152)En el amplificador de configuración CC, polarizado con realimentación por emisor, la vce normalmente es:
   a) ≈ Tensión de la fuente de polarización del colector
   b) < Tensión en la carga

c) = Tensión en el emisor
d) Nada se puede afirmar porque depende del valor de RB

153) Si el circuito está trabajando en ESMax, se cumple:
a) VCEQ.rca> icmax
b) ICQ= VCEQ/RCC
c) VCEQ= ICQ.rca
d) ICQ= VCEQ/RCC+rca

154) En el circuito de polarización universal, la estabilidad del punto Q aumenta, dependiendo de que se cumpla
a) RB/β >> RE
b) RB. $\beta \approx$ 10. RE
c) RE/10 << RB
d) Ninguna opción es válida

155) En un circuito amplificador con RB conectada a masa, la polarización que admite es:
a) La universal
b) Con dos fuentes de alimentación
c) La Fija
d) Ninguna opción es válida, porque no se puede polarizar

156) Si el punto Q se ubica en el medio de la recta de carga de CC, entonces:
a) icmax=VCEQ/rca
b) icmax=ICQ
c) vcemax=VCEQ
d) vcemax> VCEQ

157) La polarización se hace más estable, mientras
a) Mayor sea el valor de RB
b) Menor sea el valor de RB
c) RE sea lo más pequeña posible
d) No se puede precisar, de forma genérica

158) Si un circuito de polarización no es lo suficientemente estable, y el transistor se reemplaza por otro que tiene un valor de β menor, entonces el valor de
a) VCEQ, aumenta
b) VCEQ, disminuye
c) ICQ aumenta
d) Ninguna opción es válida

159) El circuito de polarización menos dependiente del β es:
a) Con realimentación por colector
b) Con dos fuentes de tensión
c) Con realimentación por emisor y colector
d) Fija

160) En el circuito de polarización con realimentación por emisor, la estabilidad del punto Q se mejora
a) Con RB = βmin. RE/10
b) Disminuyendo el valor de RE
c) Con RB = βmin. RE/100
d) Ninguna de las opciones es válida

161) En un circuito amplificador, con polarización universal, si la resistencia que va conectada entre la base y VCC está en cortocircuito, entonces el punto Q se halla:
   a) En la parte central de la recta de carga
   b) En el extremo superior de la recta de carga
   c) En el extremo inferior de la recta de carga
   d) Fuera de la recta de carga

162) Si se utiliza la polarización con dos fuentes de tensión, el valor de RB es:
   a) RB = βmin. RE/10
   b) RB= (Vcc+Vee-0.7V-IC. RE) β/ICQ
   c) RB= (Vcc-Vee-0.7V-IC.RC-IC.RE) β/IC
   d) RB= (Vcc+Vee-0.7V) β/ICQ

163) Si el transistor funciona en el punto medio de la recta de carga de ca, un aumento en RB haría que el punto Q se mueva:
   a) Hacia abajo
   b) Hacia arriba
   c) A ningún otro sitio
   d) Fuera de la recta de carga

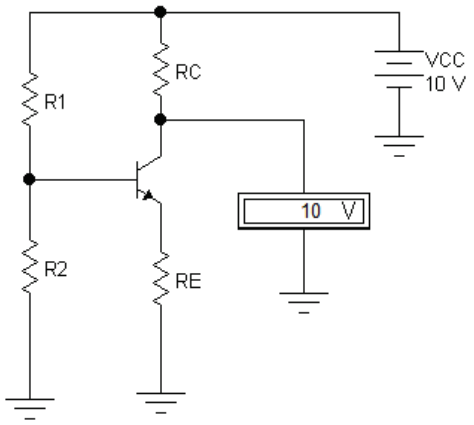
164) Si el condensador de acoplamiento de RL está en cortocircuito, el punto Q se desplaza:
   a) Hacia arriba
   b) Hacia abajo
   c) A ningún otro sitio
   d) Fuera de la recta de carga

165) El circuito de polarización con dos fuentes de tensión es aplicable a las configuraciones:
   a) EC
   b) EC y CC
   c) BC
   d) Todas

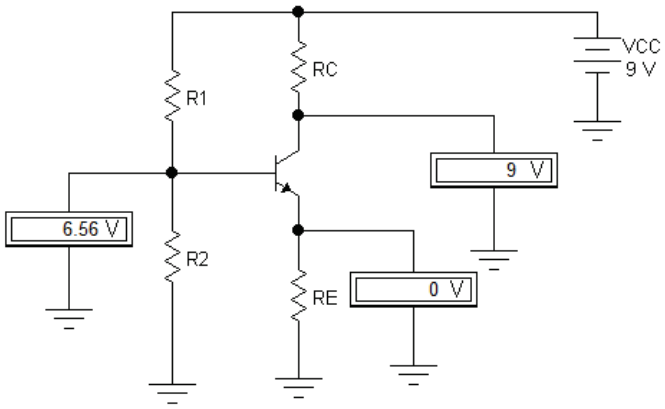
166) Si el condensador de desacople de RE se cortocircuita, el punto Q:
   a) Se desplaza hacia arriba
   b) Se desplaza hacia abajo
   c) Sale fuera de la recta de carga de CC
   d) Permanece invariable

167) En el circuito de polarización con realimentación por colector y emisor, el cálculo de RB es:
   a) RB= (VCC-0.7) β/ICQ
   b) RB = βmin. RE/10
   c) RB= (VCC-0.7V-IE. RC) β/ICQ
   d) RB= (VCC-0.7-IE.RC-IC.RE) β/IC

168) De acuerdo a la medición indicada por el multímetro, el circuito presenta una falla debida a:
   a) RC está abierta
   b) R2 está abierta
   c) RE está en cortocircuito
   d) R1 está abierta



169)Sin realizar cálculos se advierte una falla en el circuito dado de acuerdo a la medición indicada por el multímetro. La falla es debida a:



a) R1 está abierta
b) RC está en cortocircuito
c) RE está en cortocircuito
d) La base del transistor está desconectada
e) Las opciones b) y c), son válidas

170)Si VBB del circuito equivalente al divisor de tensión en polarización universal se incrementa, el valor de ICQ se
a) Incrementa
b) Reduce
c) No cambia
d) La respuesta es relativa

171)Si VBB del circuito equivalente al divisor de tensión en polarización universal se incrementa, el valor de VCEQ se
a) Incrementa
b) Reduce
c) No cambia
d) La respuesta es relativa

172)Si el valor de la resistencia conectada entre la base y tierra en un circuito de polarización universal con transistor NPN se reduce, el voltaje en la base se:
a) Incrementa
b) Reduce
c) No cambia

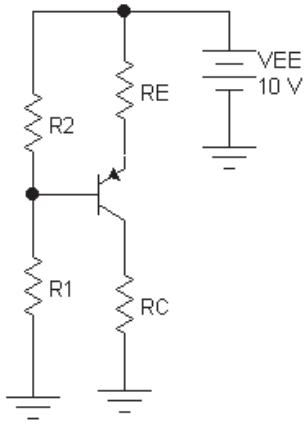
d) La respuesta es relativa

173) Si el valor de la resistencia conectada entre la base y VCC en un circuito de polarización universal con transistor NPN se incrementa, la corriente en el emisor se:

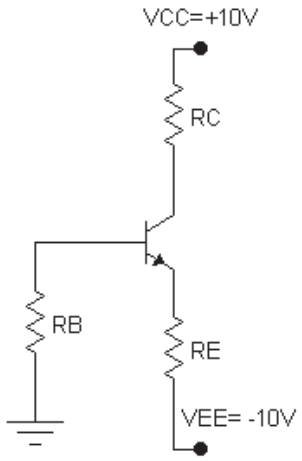
a) Incrementa
b) Reduce
c) No cambia
d) La respuesta es relativa

174) Si RE del circuito dado se reduce, la corriente en el colector se

a) Incrementa
b) Reduce
c) No cambia
d) La respuesta es relativa



175) Si RB del circuito dado se reduce, el voltaje en la base con respecto al emisor se:



a) Incrementa
b) Reduce
c) No cambia
d) La respuesta es relativa

176) Si VCC en un circuito de polarización fija con transistor NPN se incrementa, el voltaje en la base con respecto al emisor se:

a) Incrementa
b) Reduce

c) No cambia
d) La respuesta es relativa

177) Si la resistencia conectada entre la base y VCC en un circuito de polarización universal con transistor NPN se abre, el voltaje en el colector se:
a) Incrementa
b) Reduce
c) No cambia
d) La respuesta es relativa

178) Si la resistencia conectada entre la base y tierra en un circuito de polarización universal con transistor NPN se abre, el voltaje en el colector se:
a) Incrementa
b) Reduce
c) No cambia
d) La respuesta es relativa

179) Si el valor de la resistencia conectada entre la base y tierra en un circuito de polarización universal con transistor NPN se incrementa, la corriente en el emisor se
a) Incrementa
b) Reduce
c) No cambia
d) La respuesta es relativa

180) En un transistor PNP polarizado con divisor de voltaje no hay corriente base, pero el voltaje en la base es aproximadamente el correcto. El problema más probable es:
a) R1 o R2 está abierto
b) RC abierto
c) La unión base-emisor abierta
d) RE abierto
e) Las opciones a) y c), son correctas
f) Las opciones c) y d), son correctas

181) La polarización con realimentación del colector
a) Está basada en el principio de realimentación positiva
b) Está basada en la multiplicación beta
c) Está basada en el principio de realimentación negativa
d) Es muy poco estable

182) En un circuito en emisor común la distorsión por saturación recorta
a) La tensión colector-emisor por la parte inferior
b) La corriente de colector por la parte inferior
c) La tensión colector-emisor por la parte superior
d) La tensión colector-emisor por la parte superior e inferior, para una Vi reducida

183) En la polarización por divisor de tensión,
a) Si aumentar la resistencia de emisor, aumenta la Ic.
b) Si RE > 10 RB / β, ¿estamos ante un circuito estable?
c) Al aumentar la tensión de alimentación disminuye la Ic.
d) Siempre es la polarización muy estable

184)Si el punto Q se halla en el centro de la recta de carga estática, lo más probable es que el recorte de la señal de salida sea hacia el pico
   a) Positivo de la tensión de entrada
   b) Negativo de la tensión de salida
   c) Positivo de la tensión de salida
   d) Es relativa la respuesta, porque depende de la excursión de Vi

185)Si en un circuito de polarización mediante divisor de tensión la resistencia de colector disminuye, la tensión de colector
   a) Disminuye
   b) No varía
   c) Aumenta
   d) Se duplica

186)En el circuito de polarización con realimentación por colector y emisor. ¿Cuál de las siguientes afirmaciones es cierta?:
   a) Si RC aumenta, ICQ disminuye
   b) Nunca se satura
   c) Se puede considerar "independiente de β" cuando β(RE+RC)>10RB
   d) Todas las opciones son válidas

187)La tensión de colector de un circuito de polarización mediante divisor de tensión, diseñado adecuadamente, no es sensible a las variaciones de la
   a) Tensión de alimentación
   b) Resistencia de emisor
   c) Ganancia de corriente
   d) Resistencia de colector

188)En un circuito amplificador ante una entrada senoidal se obtiene una onda cuadrada, eso implica que:
   a) Hay distorsión por corte
   b) La tensión de alimentación de CC debe ser reducida
   c) La señal de entrada debe ser reducida
   d) Está trabajando en conmutación

189)La tensión de base en la polarización con dos fuentes de alimentación, es:
   a) 0,7 V
   b) Muy grande
   c) Próxima a 0 V
   d) 1,3 V

190)En un circuito de polarización con dos fuentes de alimentación y transistor PNP, la tensión de emisor es
   a) Igual a la tensión de base
   b) 0,7 V mayor que la tensión de base
   c) 0,7 V menor que la tensión de base
   d) Igual que la tensión de colector

191)En un circuito de polarización mediante divisor de tensión con transistor PNP deben utilizarse:
   a) Fuentes de alimentación negativas
   b) Fuentes de alimentación positivas
   c) Resistencias
   d) Ninguna opción es válida

192)En un circuito de polarización con dos alimentaciones que usa una alimentación VCC negativa, la tensión de emisor es
   a) Igual a la tensión de base
   b) 0,7 V mayor que la tensión de base
   c) 0,7 V menor que la tensión de base
   d) Igual que la tensión de colector
193)En un circuito de polarización de emisor con dos alimentaciones, la tensión de base es aproximadamente cero cuando
   a) La resistencia de base es muy grande
   b) El transistor se satura
   c) βcc es muy pequeño
   d) RB < 0,01 βcc.RE
194)En un circuito de polarización con dos fuentes con transistor PNP, la fuente VEE deben ser:
   a) Negativa
   b) Positiva
   c) Las opciones a) y b) pueden ser válidas, dependiendo de la polaridad de VCC
   d) Igual polaridad que la fuente VCC
195)El nombre de parámetros híbridos responde a que son parámetros:
   a) De magnitudes no homogéneas
   b) De magnitudes homogéneas
   c) Que responden al modelo de cuadripolos
   d) Que difieren según sea la configuración
196)El modelo equivalente de un transistor para análisis de señales débiles, está constituido por un circuito de entrada compuesto por:
   a) Una fuente de corriente y una resistencia en serie
   b) Una fuente de tensión y una resistencia en paralelo
   c) Una fuente de corriente y una admitancia
   d) Ninguna opción es válida
197)El parámetro hib es la resistencia de entrada de la config. BC siendo:
   a) Mayor que el de hie, en el factor (1+hfe)
   b) Menor que el de hie, en el factor 1/(1+hfe)
   c) Igual que hic
   d) Igual que hie
198)El modelo híbrido de un transistor con los parámetros de EC puede usarse:
   a) Siempre que se correspondan sus parámetros con la configuración
   b) En todas las configuraciones amplificadores
   c) Solo en la config. EC
   d) Siempre que se desprecie hre y hoe
199)El parámetro híbrido hfb, representa la ganancia directa de corriente en config. base común y resulta igual a:
   a) Bca
   b) -hie (1+hfe)
   c) -αca
   d) hie/(1+hfe)
200)La resistencia de entrada en la config. EC es igual a VT dividida en:

a) La corriente de polarización de base
b) La corriente continua de emisor
c) La corriente alterna de emisor
d) La variación en la corriente de colector

201) La resistencia de entrada del equivalente híbrido de colector común, en función de los parámetros híbridos de emisor común, es:
a) hie(hfe+1)
b) hie / (1+hfe)
c) hie
d) hoe

202) La resistencia de salida del equivalente híbrido de colector común, en función de los parámetros híbridos de emisor común, es:
a) hoe / (1+hfe)
b) (1+hfe)/ hoe
c) ∞
d) 1/hoe

203) La ganancia directa de corriente en la configuración emisor común, se obtiene:
a) A circuito de entrada abierto
b) Con ie igual cero
c) A salida cortocircuitada
d) Con circuito de salida abierto

204) El modelo equivalente de un transistor para análisis de señales débiles, está constituido por un circuito de salida compuesto por:
a) Una fuente de corriente y una resistencia en serie
b) Una fuente de tensión y una resistencia en Paralelo
c) Una fuente de corriente y una admitancia
d) Ninguna opción es válida

205) La admitancia de salida del equivalente híbrido de colector común, en función de los parámetros híbridos de emisor común, es:
a) hoe / (1+hfe)
b) ∞
c) hoe
d) hie/ (1+hfe)

206) El parámetro hrc se considera
a) Despreciable solo en la configuración CC
b) Equivalente a hre
c) Despreciable, para todas las configuraciones
d) Ninguna opción es válida

207) La ganancia directa de corriente en la configuración base común, se obtiene:
a) A circuito de entrada abierto
b) Con ie igual cero
c) A salida cortocircuitada
d) Con circuito de salida abierto

208) Los parámetros híbridos se aplican en los circuitos a transistores en:
a) En régimen de CC
b) Para señales débiles

c) En todo régimen de funcionamiento
d) En conmutación de ca.

209) Los parámetros híbridos son:
a) Sensibles al punto Q
b) Independientes del punto Q, solo depende del tipo de configuración
c) Independientes del punto Q, porque son de ca
d) Ninguna opción es válida

210) La ganancia inversa de tensión en la config. emisor común, es del orden de:
a) 10^{-6}
b) 1
c) 10^{-4}
d) 10^{+4}

211) De las siguientes afirmaciones sobre los parámetros híbridos de un transistor, indicar la verdadera
a) El parámetro hfe tiene dimensiones de corriente
b) El parámetro hre tiene un valor próximo a la unidad
c) Los parámetros h dependen del punto de polarización
d) Cuantas más planas son las curvas de la característica IC-vs VCE mayor es el parámetro hoe

212) En un amplificador en conf. EC, con RL=1kΩ (en lugar de RC), RE= 100Ω (desacoplada en ca), y el transistor con los siguientes parámetros: hfe = 250; hie = 125 Ω; hre = 0; hoe = 0 para una señal de entrada senoidal de 1 mVpp cuya ri es despreciable
a) La ganancia de tensión vale 200
b) Falta el dato de RB, por lo cual nada se puede precisar
c) La impedancia de entrada vale hie
d) La señal de salida vo es una señal senoidal de 2Vpp

213) En un amplificador en conf. CC, con RL=1KΩ (en lugar de RE), teniendo el transistor los siguientes parámetros: hfe = 250; hie = 125 Ω; hre = 0; hoe = 0, la impedancia de entrada del transistor vale:
a) Falta el dato de RB, por lo cual nada se puede precisar
b) 251KΩ
c) 125 Ω
d) Ninguna opción es válida

214) Si en la característica de salida de la configuración EC de un determinado transistor, la pendiente de las curvas es casi despreciable, se puede asegurar que para ese transistor:
a) hie es muy grande
b) hfe no es constante y depende del punto de trabajo en continua
c) hoe es despreciable
d) hre es muy pequeño

215) En un amplificador en conf. EC, con RL=1kΩ (en lugar de RC), RE= 100Ω (sin desacoplar en ca), y el transistor tiene los siguientes parámetros: hfe = 250; hie = 125 Ω; hre = 0; hoe = 0 para una señal de entrada senoidal de 100 mVpp cuya ri es despreciable
a) La ganancia del circuito es vo /v i = -18,5
b) Falta el dato de RB, por lo cual nada se puede precisar
c) La ganancia del circuito es menor a la unidad

d) La señal de salida vo es una señal senoidal de 991 mVpp

216) En el amplificador en config. EC con RE desacoplada para ca, la impedancia de entrada vale:
a) hie
b) hie // [(1+hfe)RE]
c) RB//hie
d) ri + RB//hie

217) En el amplificador en config. EC, con polarización con realimentación por emisor y con RE sin desacoplar, provoca:
a) Aumento de Ze
b) Disminución de la Zs
c) Aumento de la impedancia de salida
d) Disminución de Ze

218) En un ampliador en config. EC con RE desacoplada para ca, para tener una elevada ganancia de corriente, se debe cumplir:
a) RB<<hie
b) RB<< β. RE
c) hie<< RB
d) hie≈ RB

219) En config. CC, con RL (en lugar de RE) y ri despreciable, la impedancia de salida del amplificador vale:
a) RL
b) RB//hie
c) hie/(1+hfe)
d) (RB//hie)/(1+hfe)

220) En un amplificador en config. EC, con RL=10 kΩ (en lugar de RC), RE= 200Ω (desacoplada en ca), y el transistor con los siguientes parámetros: hfe = 250; hie = 125 Ω; hre = 0; hoe = 0 para una señal de entrada senoidal de 0,5 mVpp cuya ri es despreciable
a) La ganancia de tensión vale 2000
b) La señal de salida vo es una señal senoidal de 5V de pico
c) La impedancia de entrada vale hie
d) Falta el dato de RB, por lo cual nada se puede precisar

221) En un amplificador en config. CC, con RL=1KΩ (en lugar de RE), RB= 10KΩ y teniendo el transistor los siguientes parámetros: hfe = 250; hie = 125 Ω; hre = 0; hoe = 0, la impedancia de entrada del amplificador vale:
a) 251,12 K Ω
b) 125 Ω
c) La misma que si la configuración fuera de EC
d) Ninguna opción es válida

222) En un amplificador en config. CC, con RL=1kΩ (en lugar de RE), RB= 10KΩ, y el transistor tiene los siguientes parámetros: hfe = 250; hie = 125 Ω; hre = 0; hoe = 0 para una señal de entrada senoidal cuya ri es despreciable
a) La ganancia de corriente vale 251
b) La impedancia de salida es de 4Ω
c) La ganancia de corriente vale 9,61
d) Ninguna opción es válida

223)En el amplificador en configuración EC sin la utilización del condensador CE, se produce:
   a) Aumento de Ze
   b) Disminución de la Zs
   c) Aumento de la impedancia de salida
   d) Disminución de Ze

224)La impedancia de salida de un amplificador en configuración E-C con RL acoplada en alterna y RE sin desacoplar, vale:
   a) RC
   b) RC//[hib+(RB//ri)/(1+hfe)]
   c) RC//hoe
   d) Ninguna opción es válida

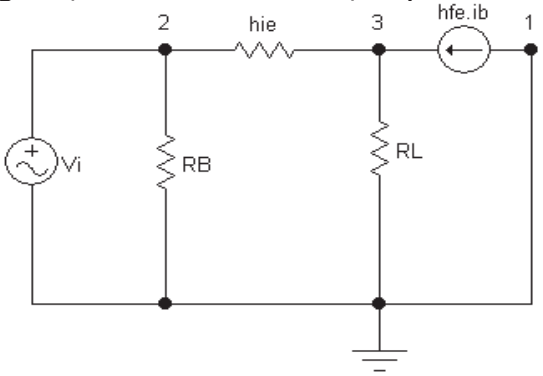
225)Los parámetros híbridos de base común, se pueden utilizar para calcular Av, Ai, Zs e Ze, para:
   a) Configuración BC únicamente
   b) Configuración EC con RE desacoplada para ca
   c) Para todas las configuraciones, que utilicen RB a masa
   d) Para todas las configuraciones, independiente de los esquemas circuitales

226)En un ampliador en config. EC con RE desacoplada para ca, para tener una elevada ganancia de corriente y buena estabilidad de la polarización, se debe cumplir:
   a) RB<<hie << β. RE
   b) hie<<RB<< RE/ β
   c) hie << RE<< RB/ β
   d) hie<<RB<< RE.β

227)En un amplificador EC, con RL en lugar de RC provoca:
   a) Disminución de Zs
   b) Disminución de Av y Ai
   c) Aumento de la Av, Ai e Zs
   d) Ninguna opción es válida

228)Si en la característica de entrada de la configuración EC de un determinado transistor, el punto Q se halla en la parte alta, podemos asegurar que para ese transistor:
   a) hie es del orden del KΩ.
   b) hfe no es constante y depende del punto de trabajo en continua
   c) hoe es despreciable.
   d) hie es del orden de decenas a centenas de Ω.

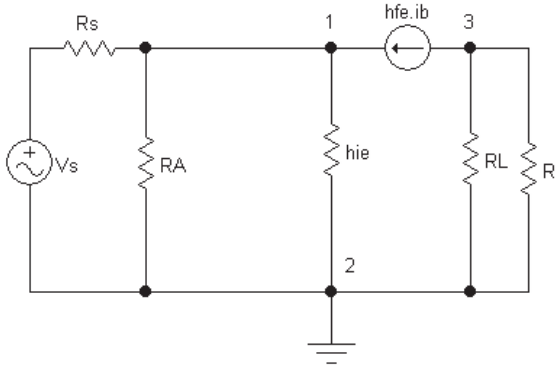
229)En el circuito de la figura, los terminales 1, 2 y 3 corresponden a:



a) emisor, base, colector
b) colector, base, emisor
c) base, emisor, colector
d) colector, emisor, base

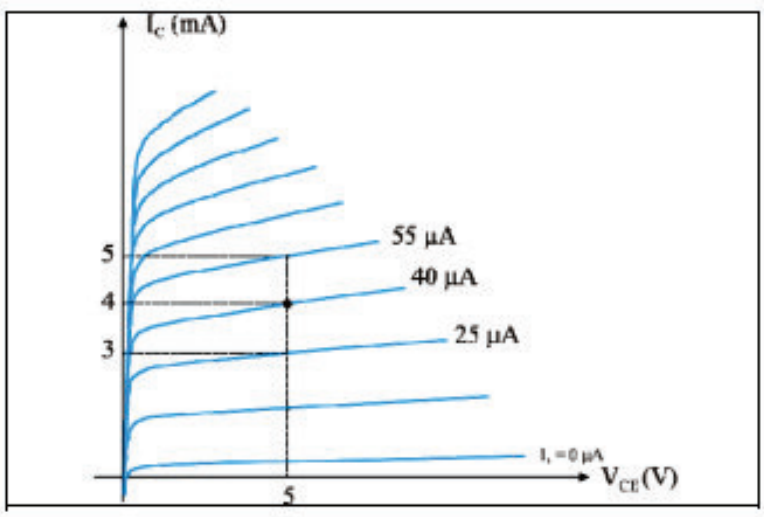
230) En un transistor BJT, el parámetro hfe
a) Es idéntica a β de corriente continua
b) Es idéntico a hFE
c) Es independiente del punto de reposo
d) Ninguna opción es válida

231) En el circuito de la figura, los terminales 1, 2 y 3 corresponden a:



a) emisor, base, colector
b) colector, base, emisor
c) base, emisor, colector
d) colector, emisor, base

232) En la siguiente figura se representa las curvas características de un BJT. Sea Q el punto de trabajo para dicho transistor. El valor del parámetro hfe, vale:



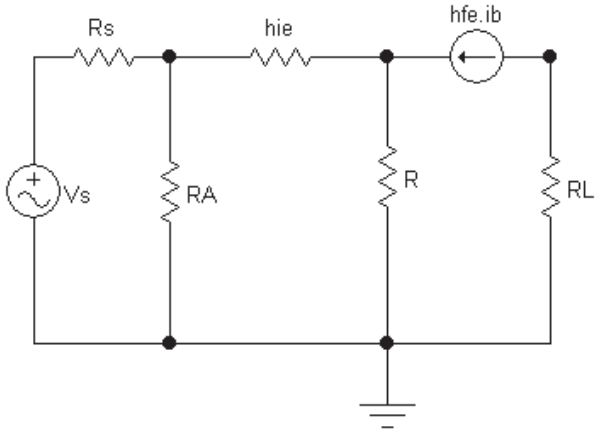
a) 91
b) 100
c) 67
d) Ninguna opción es válida

233) Para medir el valor del parámetro hfe, se debe desconectar la señal de entrada y variar:
a) RC
b) La fuente de alimentación VCC

c) RB
d) Ninguna opción es válida porque el parámetro es de corriente alterna, y al desconectar la señal de entrada funciona en corriente continua.

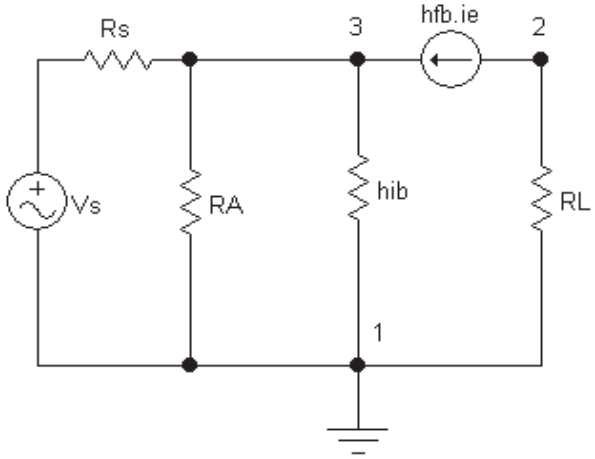
234)Para medir el valor del parámetro hoe, se debe desconectar la señal de entrada y variar:
a) RC
b) La fuente de alimentación VCC
c) RB
d) Ninguna opción es válida porque el parámetro es de corriente alterna, y al desconectar la señal de entrada funciona en corriente continua.

235)La impedancia de entrada del circuito de la figura es:



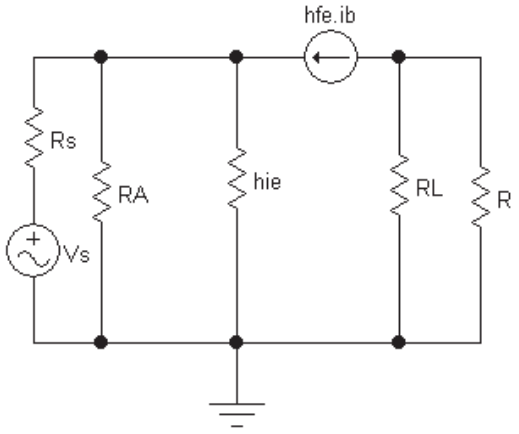
a) RA// [hie+(1+hfe) Rd]
b) Rs//RA
c) Rs+ RA // [hie+(1+hfe)]
d) (Rs+hie)/(1+hfe)

236)En el circuito de la figura, los terminales 1, 2 y 3 corresponden a:

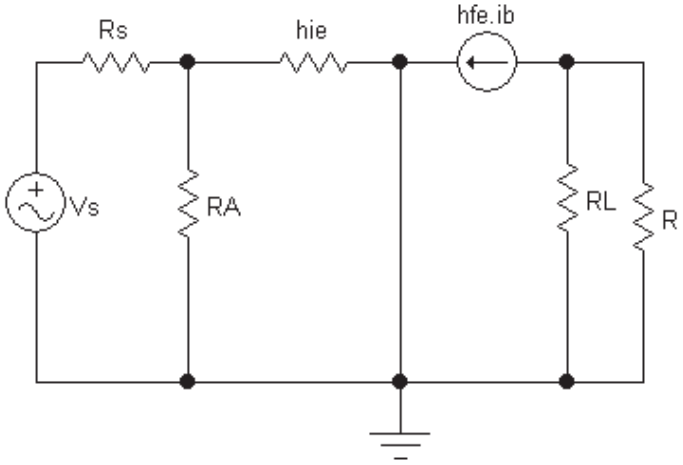


a) base, emisor, colector
b) colector, base, emisor
c) emisor, colector, base
d) colector, emisor, base

237)La impedancia de entrada del circuito de la figura es:
a) Rs+(RA//hie)
b) RA//hie
c) RA//hib
d) Ninguna opción es válida

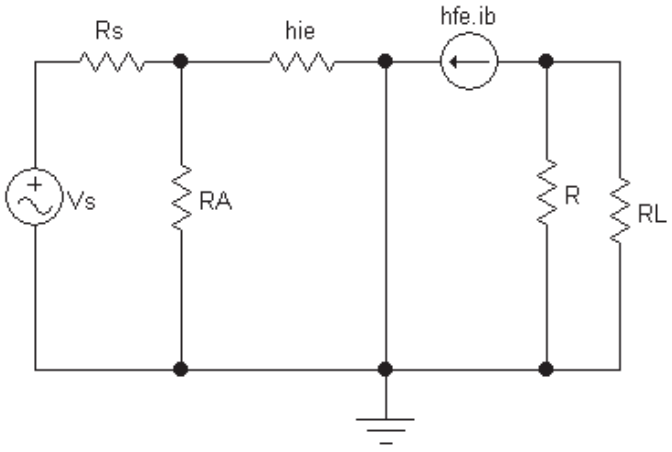


238)La impedancia de entrada del circuito de la figura es:



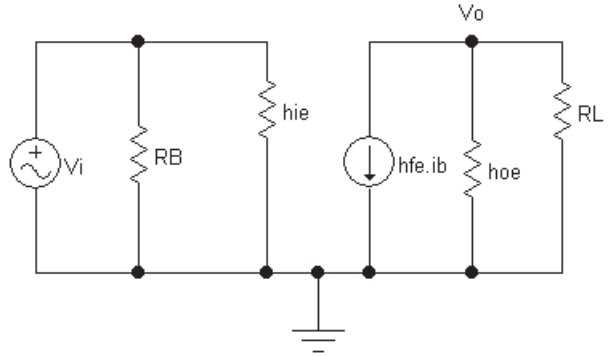
a) Rs+(RA//hie)
b) RA//hie
c) RA//[hie(1+hfe)]
d) Ninguna opción es válida

239)La impedancia de salida del circuito de la figura es:



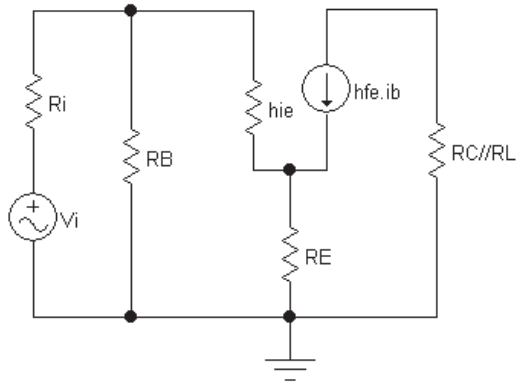
a) R//hoe
b) R//RL
c) R//[hie(1+hfe)]
d) R

240)El siguiente circuito híbrido equivale a un circuito en configuración:



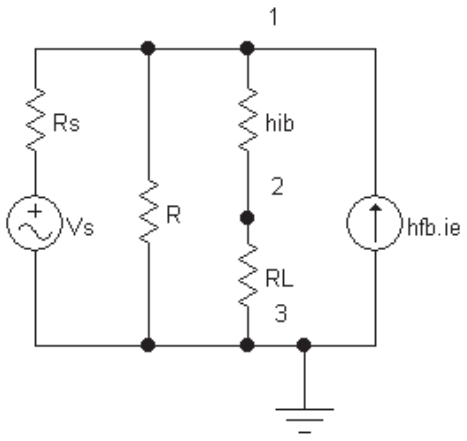
a) BC, con polarización universal con RE desacolada para ca
b) EC, con polarización con dos fuentes de alimentación y RE desacoplada para ca
c) EC, con circuito de polarización fija
d) Las opciones b) y c), son válidas
e) CC, con circuito de polarización fija

241)El siguiente circuito híbrido con RE sin desacoplar para ca, equivale a un circuito en configuración:



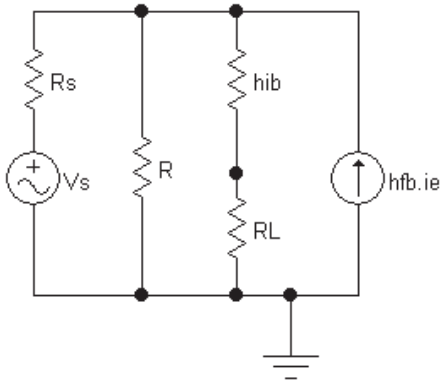
a) BC, con polarización universal
b) EC, con polarización fija
c) EC, con circuito de polarización con realimentación por emisor
d) CC, con circuito de polarización con dos fuentes de alimentación

242)En el circuito de la figura, los terminales 1, 2 y 3 corresponden a:



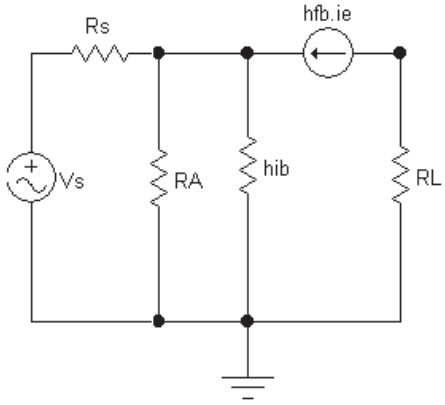
a) emisor, base, colector
b) colector, base, emisor
c) base, emisor, colector
d) colector, emisor, base

243)La impedancia de entrada del circuito de la figura es:



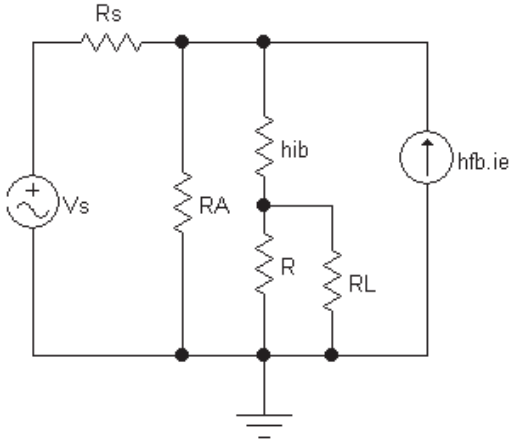
a) R//[(hib+RL).(1+hfe)]
b) Rs+[R//(hib+RL)]
c) [R//(hib+RL)]hfb
d) Ninguna opción es válida

244)El siguiente circuito híbrido equivale a un circuito en configuración:



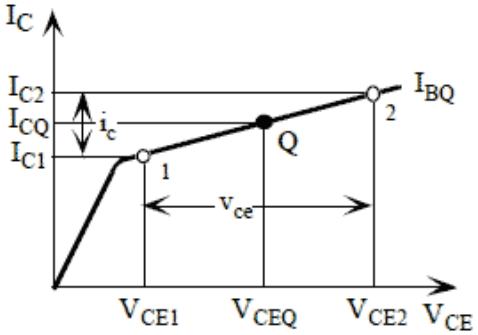
a) BC, con polarización con realimentación por emisor
b) EC, con polarización con realimentación por colector
c) EC, con circuito de polarización fija
d) CC, con circuito de polarización fija

245)El siguiente circuito híbrido equivale a un circuito en configuración:



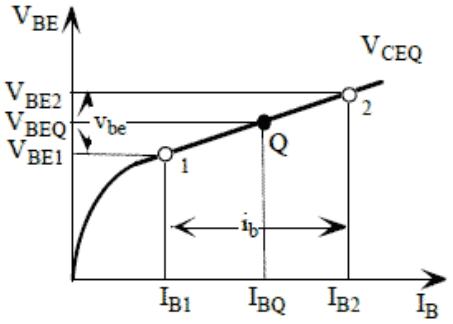
a) CC, con polarización con realimentación por emisor
b) BC, con polarización con realimentación por emisor
c) EC, con circuito de polarización con realimentación por emisor
d) CC, con circuito de polarización fija

246)En la siguiente Característica V-I, se obtiene la medición del parámetro:



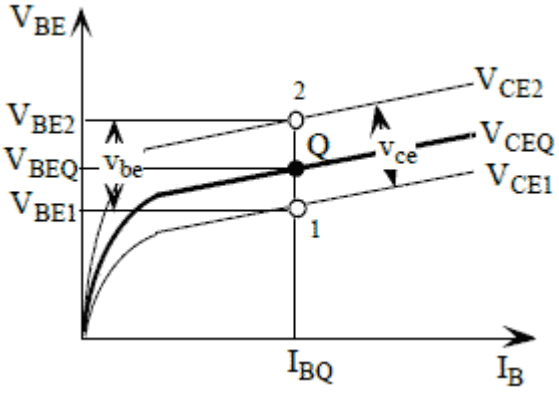
a) hfe
b) hoe
c) hie
d) hre

247)En la siguiente Característica V-I, se obtiene la medición del parámetro:



a) hfe
b) hoe
c) hie
d) hre

248)En la siguiente Característica V-I, se obtiene la medición del parámetro:



a) hfe
b) hoe
c) hie
d) hre

Solución:

1) d)	43) a)	85) c)	127) a)	169) d)	211) c)
2) c)	44) b)	86) a)	128) e)	170) a)	212) d)
3) a)	45) b)	87) c)	129) b)	171) b)	213) b)
4) b)	46) a)	88) d)	130) c)	172) b)	214) c)
5) c)	47) a)	89) a)	131) b)	173) b)	215) d)
6) a)	48) d)	90) a)	132) b)	174) a)	216) c)
7) b)	49) a)	91) b)	133) b)	175) c)	217) a)
8) c)	50) b)	92) d)	134) a)	176) c)	218) c)
9) b)	51) a)	93) a)	135) b)	177) a)	219) c)
10) a)	52) a)	94) d)	136) a)	178) b)	220) b)
11) c)	53) c)	95) c)	137) d)	179) a)	221) c)
12) d)	54) c)	96) a)	138) a)	180) f)	222) c)
13) a)	55) b)	97) c)	139) d)	181) c)	223) a)
14) b)	56) d)	98) a)	140) d)	182) a)	224) a)
15) a)	57) c)	99) c)	141) b)	183) b)	225) d)
16) d)	58) d)	100) a)	142) c)	184) b)	226) d)
17) d)	59) a)	101) d)	143) a)	185) c)	227) c)
18) a)	60) b)	102) a)	144) a)	186) a)	228) d)
19) c)	61) a)	103) c)	145) a)	187) c)	229) b)
20) b)	62) c)	104) d)	146) a)	188) c)	230) d)
21) d)	63) f)	105) b)	147) b)	189) c)	231) a)
22) a)	64) c)	106) b)	148) d)	190) b)	232) c)
23) c)	65) b)	107) a)	149) c)	191) c)	233) c)
24) b)	66) b)	108) d)	150) b)	192) b)	234) a)
25) d)	67) a)	109) d)	151) b)	193) d)	235) a)
26) c)	68) c)	110) b)	152) c)	194) b)	236) c)
27) b)	69) b)	111) c)	153) c)	195) a)	237) c)
28) c)	70) c)	112) d)	154) d)	196) d)	238) b)
29) d)	71) d)	113) e)	155) b)	197) b)	239) d)
30) d)	72) c)	114) a)	156) b)	198) b)	240) d)
31) b)	73) b)	115) b)	157) b)	199) c)	241) c)
32) c)	74) a)	116) c)	158) a)	200) a)	242) c)
33) b)	75) c)	117) a)	159) b)	201) c)	243) a)
34) b)	76) d)	118) d)	160) d)	202) d)	244) c)
35) c)	77) b)	119) d)	161) b)	203) c)	245) a)
36) c)	78) b)	120) e)	162) a)	204) c)	246) b)
37) d)	79) b)	121) b)	163) a)	205) c)	247) c)
38) b)	80) c)	122) c)	164) d)	206) d)	248) d)
39) a)	81) b)	123) a)	165) d)	207) c)	
40) d)	82) a)	124) f)	166) c)	208) b)	
41) a)	83) a)	125) c)	167) d)	209) a)	
42) b)	84) b)	126) b)	168) d)	210) c)	

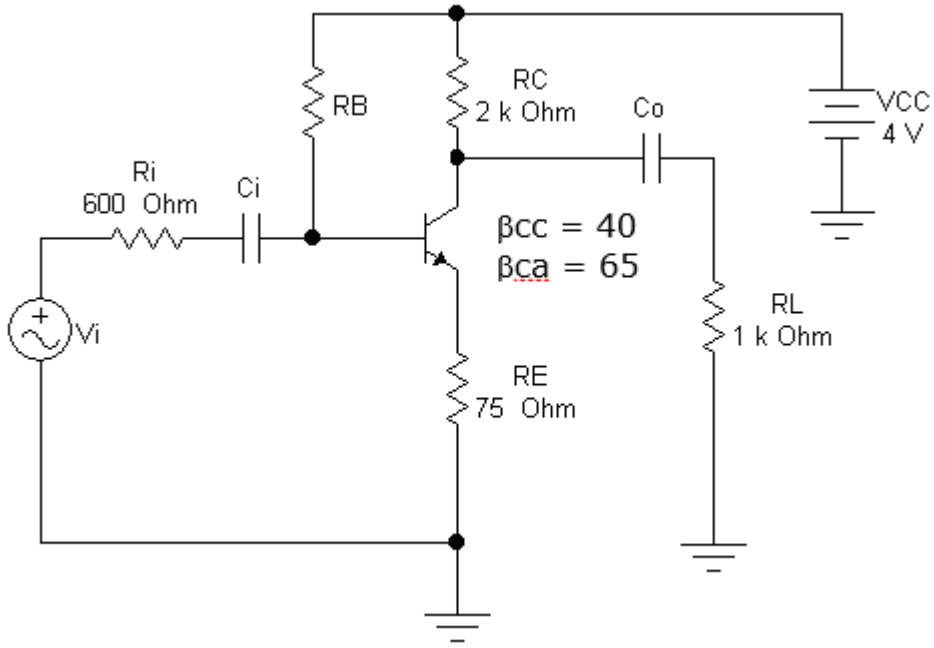
Problema 1

En el siguiente circuito amplificador:

a) Hallar Rb para una I_{CQ} = 0.5mA

b) Si la excursión de la corriente en la carga no es la máxima, recalcular Rb. Dibujar la forma de onda en el colector, trabajando en señal, con sus valores correspondientes.

c) Usando parámetros híbridos, calcular el máximo valor de Vi para obtener una salida sin recorte.



Solución:

a) Cálculo de RB:

$$\boldsymbol{RB} = \frac{(VCC - 0.7V - ICQ * RE) * \beta CC}{ICQ} = \mathbf{261\ K\Omega}$$

b) Para Excursión Simétrica Máxima, se verifica:

$$ICQ_{ESM} = \frac{VCC}{rca + RCC} = \frac{VCC}{[(RC \parallel RL) + RE] + (RC + RE)} = 1.42\ mA\ \neq 1.5\ mA$$

Dado que el circuito no se halla en E.S.M, se debe re calcular el valor de RB con el valor de ICQ=1.4 mA

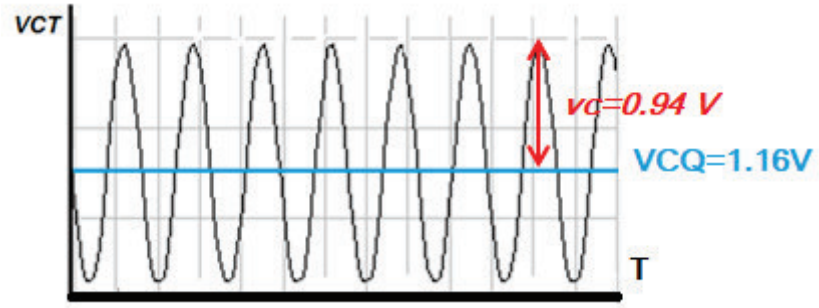
$$\boldsymbol{RB} = \frac{(VCC - 0.7V - ICQ * RE) * \beta CC}{ICQ} \cong 90\ \boldsymbol{K\Omega}$$

Se calcula VCEQ:

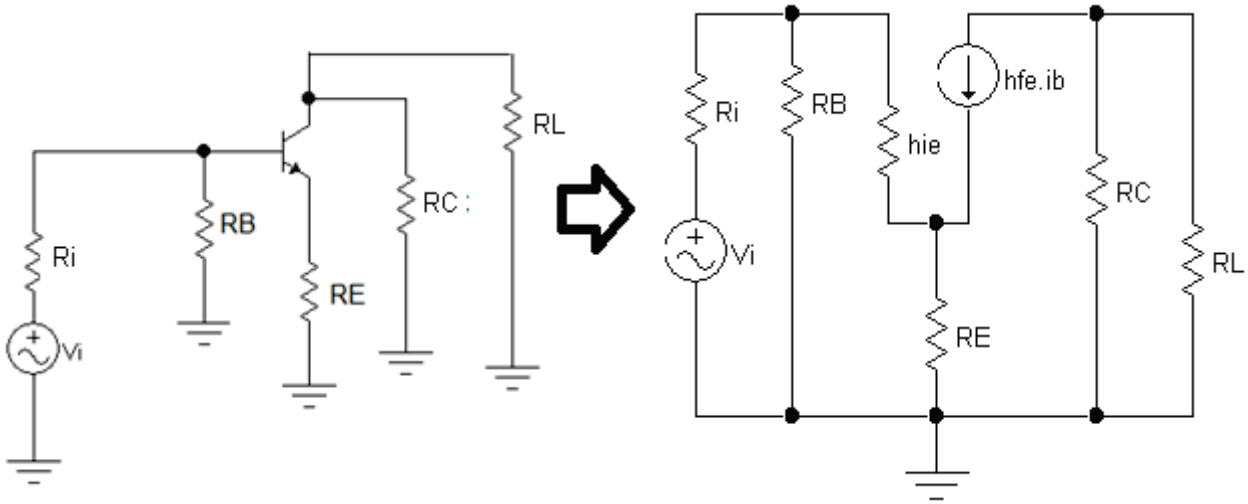
$$VCC = ICQ * (RC + RE) + VCEQ \Rightarrow VCEQ = VCC - ICQ * (RC + RE) = ICQ * rca = 1.05V$$

$$VCQ = VCC - ICQ * RC = 1.16V$$

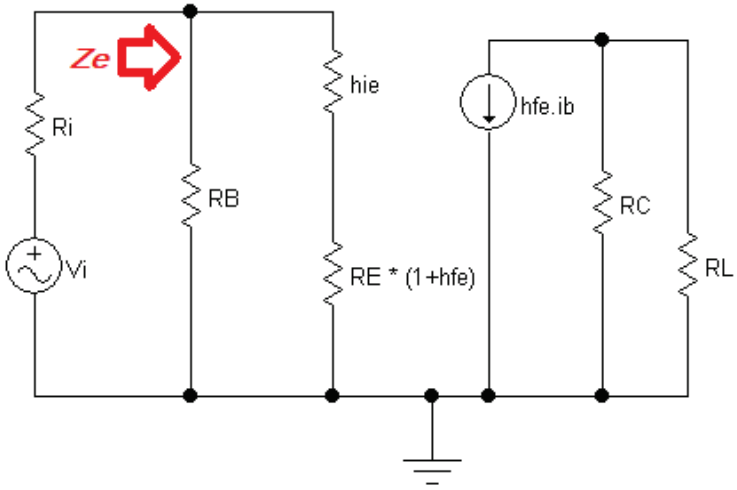
$$\widehat{vc} = \widehat{ic} * (RC \parallel RL) = ICQ * (RC \parallel RL) = 0.94\ V$$



c) Se dibuja el circuito en corriente alterna, y se reemplaza al transistor por su equivalente híbrido:



Y haciendo reflexión de impedancia desde el emisor hacia la base, queda:



Siendo hie = (25 mV*β_{CC})/ICQ=704.2Ω

$$AV = \frac{Vs}{Vi} = -\frac{Vs}{Vb} * \frac{Vb}{Vi} = -\frac{ib * hfe * (RC \parallel RL)}{ib * [hie + RE * (1 + hfe)]} * \frac{Ze}{(Ze + Ri)} = -6.88$$

Siendo $\widehat{Vs} = ICQ * (RC \parallel RL) = 0.94V$, luego:

$$\widehat{Vi} = \frac{\widehat{Vs}}{Av} = 136.66\, mV$$

Problema 2

Para la siguiente etapa amplificadora:

a) Hallar R1, siendo IEQ= 1 mA.

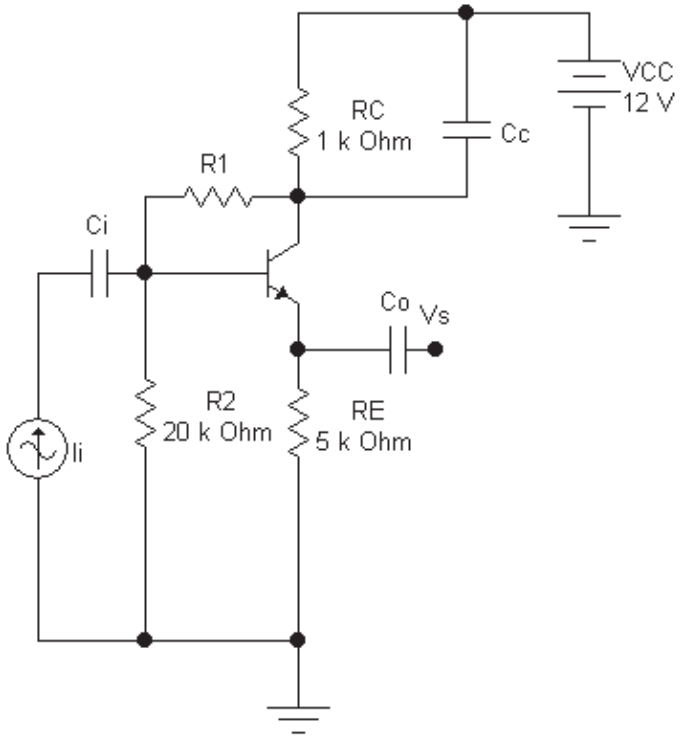
b) Hallar las coordenadas del punto Q.

c) Indicar el tipo configuración y sus características principales.

d) Utilizando parámetros híbridos, calcular: Ai e Ze.

Datos:

α=0.98; Ci=Co=Cc $\rightarrow\infty$



Solución:

a) En corriente continua:

$$VR2Q = VBEQ + IE * RE = 0.7V + 1mA * 5K\Omega = 5.7V$$

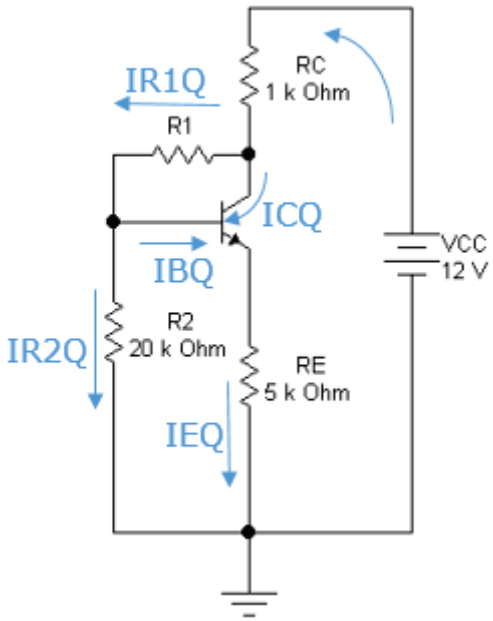
$$IR2Q = \frac{VR2Q}{R2} = \frac{5.7\,V}{20K\Omega} = 0.28\,mA$$

$$VCC = IRCQ * RC + IR1Q * R1 + VR2Q = (IBQ + IR1Q + ICQ) * RC + (IBQ + IR2Q) * R1 + VR2$$

$$Reemplazando\ IBQ = IEQ * (1 - \alpha)\ e\ ICQ = \alpha * IEQ$$

$$VCC = 12V = 1.28\,mA * RC + 0.3\,mA * R1 + 5.7\,V \Rightarrow R1$$

$$\boldsymbol{R1 = 16.733\ K\Omega}$$



b) Se calcula VCEQ, planteando la ecuación de tensión en la malla de salida:

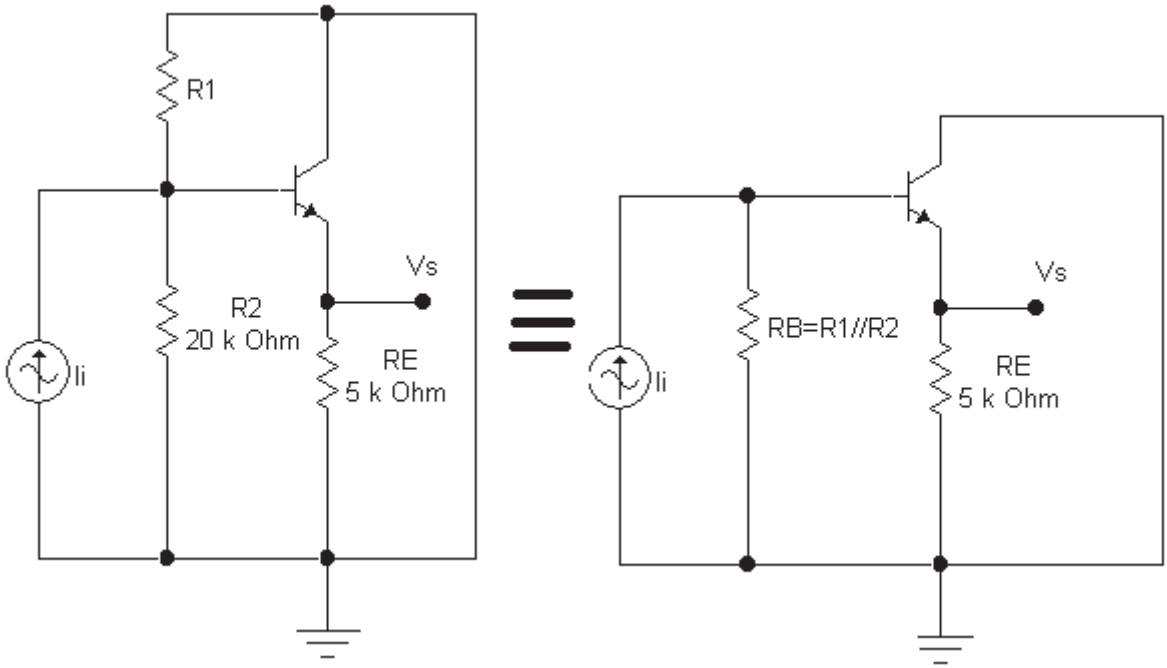
$$VCEQ = VCC - IRCQ * RC - IEQ * RE = 12V - 1.28K\Omega * 1K\Omega - 1mA * 5K\Omega = 5.72V$$

Las coordenadas del punto Q, son:

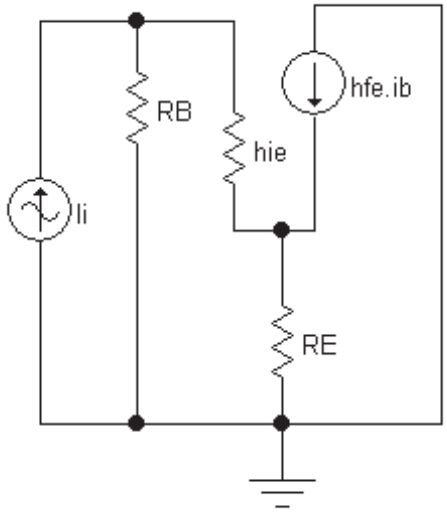
$$\boldsymbol{VCEQ = 5.72\,V\ e\ ICQ = 0.98\,mA}$$

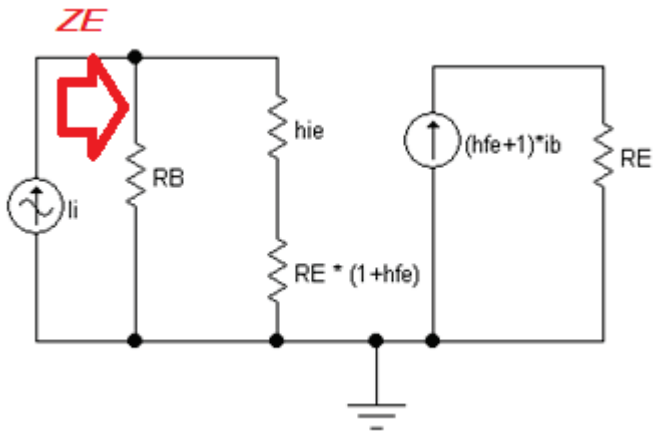
c) La configuración es colector común, posee ganancia de corriente mientras la ganancia de voltaje es inferior a la unidad. No produce inversión de fase en la salida. Se caracteriza por tener alta impedancia de entrada y baja impedancia de salida.
El circuito de polarización es por divisor de tensión con realimentación de colector y emisor.

d) El circuito en corriente alterna, es el que se dibuja a continuación:



Y reemplazando el transistor por su equivalente híbrido, resulta:





Reflejando impedancia desde el emisor hacia la base, queda:

$$RB = R1 \parallel R2 = 9.11\ K\Omega$$

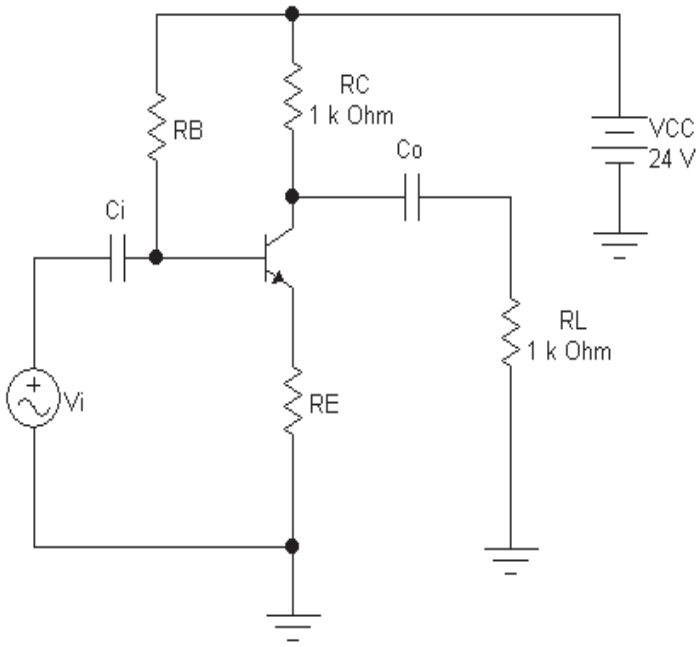
$$hie = \frac{25\ mV * \beta}{ICQ} = \frac{25\ mV * \alpha}{ICQ * (1-\alpha)} = 1250\Omega$$

$$\boldsymbol{ZE} = RB \parallel [hie + (1+hfe) * RE] = \mathbf{8.79\ K\Omega}$$

$$\boldsymbol{Ai} = \frac{il}{ii} = \frac{il}{ie} * \frac{ie}{ib} * \frac{ib}{ii} = 1 * (1+hfe) * \frac{RB}{RB + [hie + (1+hfe) * RE]} = 1.75$$

Problema 3

Para la siguiente configuración amplificadora:



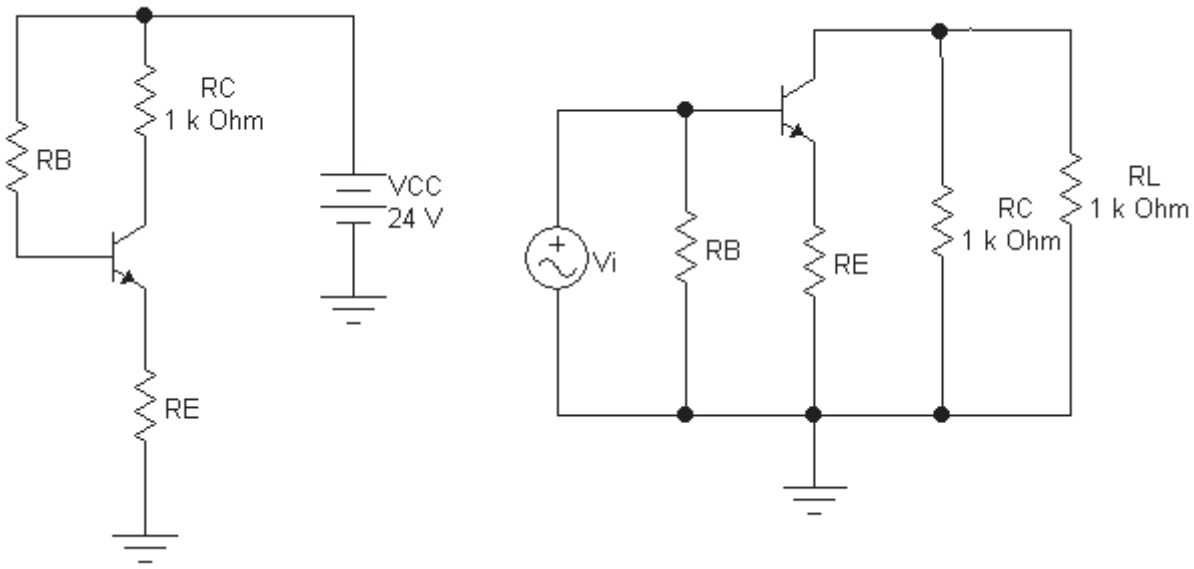
a) **Determina para E.S. Máx, el valor de RE que permita obtener una excursión pico a pico de 12V sobre RL. Hallar el valor e RB.**
b) **Dibujar las rectas de carga de corriente continua y alterna, y situar el punto Q.**
c) **Dibujar las formas de onda indicadas, especificando sus valores:**
   - **Corriente de colector**
   - **Tensión colector emisor.**
   - **Tensión de emisor.**
   - **Tensión de colector.**
   - **Tensión de salida.**

d) **Calcular el valor máximo de la tensión y corriente de entrada y comentar las características del amplificador.**

Datos:
HFE=100, hFE=250 y Ci = Co → ∞

Solución:

a) Dibujando el circuito para corriente continua y alterna:



Con el dato de excursión máxima de la salida, y considerando que está polarizado para excursión simétrica máxima, entonces se verifica:

$$\widehat{VRL} = 6V = \widehat{ic} * (RC \parallel RL) = ICQ * (RC \parallel RL) \Rightarrow \boldsymbol{ICQ = 12\ mA}$$

La ecuación de ICQ para E.S.Max es:

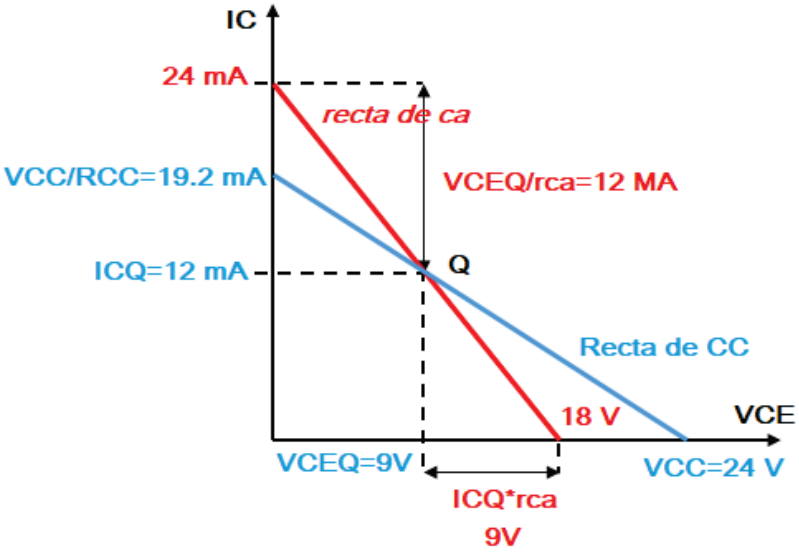
$$ICQ_{ESM} = 12\,mA = \frac{VCC}{rca + RCC} = \frac{VCC}{[(RC \parallel RL) + RE] + (RC + RE)} = \frac{24V}{2 * RE + RC + (RC \parallel RL)}$$

$$\Rightarrow \boldsymbol{RE = 250\ \Omega}$$

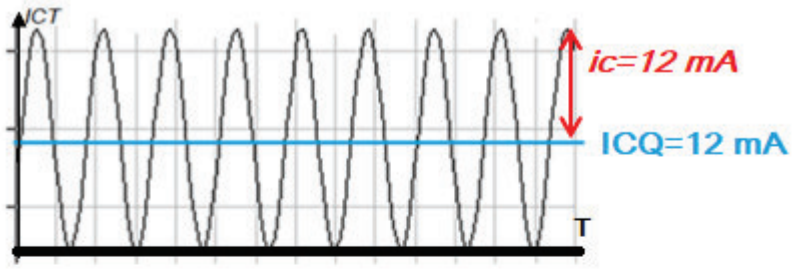
Planteando la ecuación de la malla de entrada, queda:

$$VCC = IB * RB + VBEQ + IC * RE \Rightarrow \boldsymbol{RB} = \frac{(VCC - VBEQ - ICQ * RE) * HFE}{ICQ} \cong \boldsymbol{169K\Omega}$$

b)

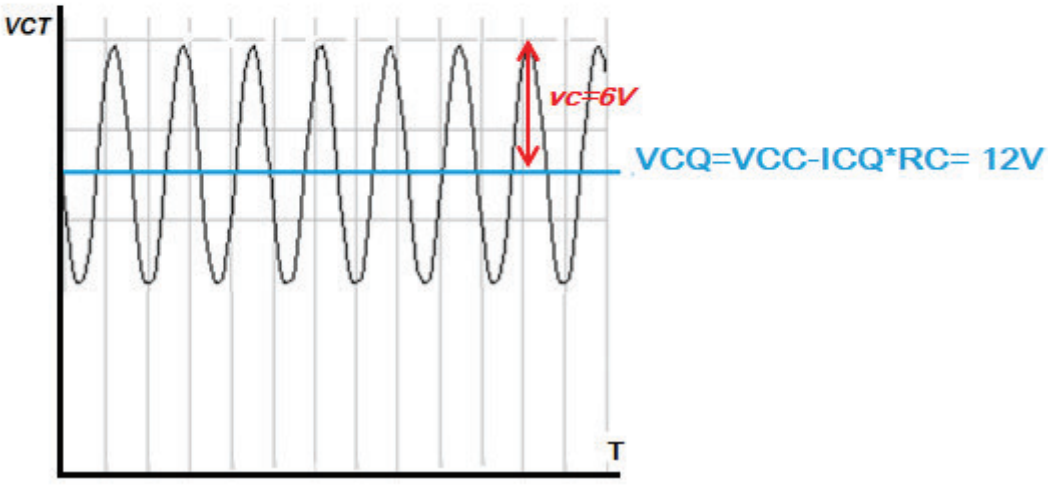


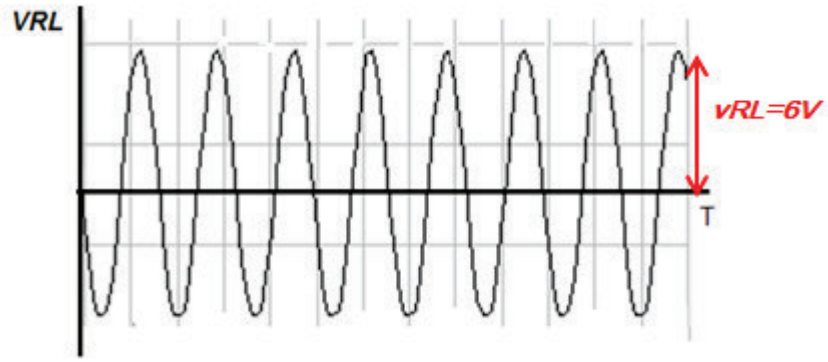
c) Graficando las formas de onda:



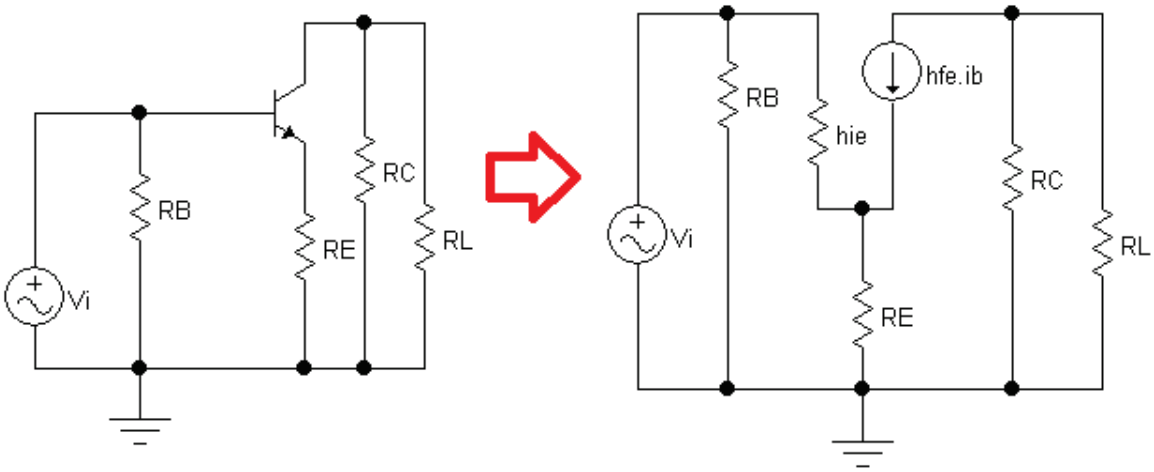




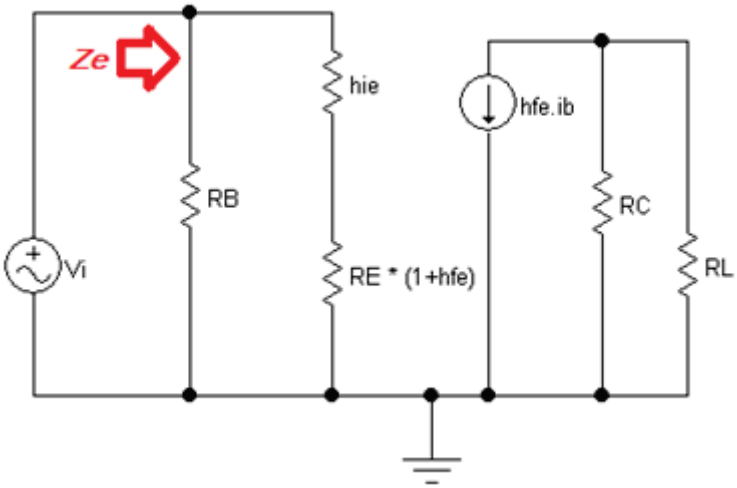




d) Reemplazando el transistor por su equivalente híbrido, queda:



Haciendo reflexión de impedancia desde el emisor hacia la base, resulta:



$$AV = \frac{VRL}{Vi} = -\frac{VRL}{Vb} = -\frac{ib * hfe * (RC \parallel RL)}{ib * [hie + RE * (1 + hfe)]} = -2$$

$$Vimáx = \frac{VRL}{-2} = \frac{-6V}{-2} = 3V$$

$$Siendo\ hie = \frac{25\ mV * HFE}{ICQ} = 208.33\ \Omega$$

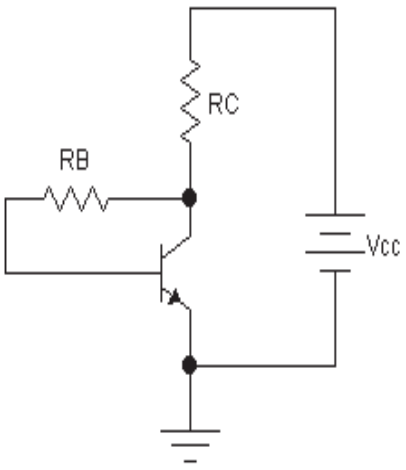
$$Ze = RB \parallel [hie + RE * (1 + hfe)] = 45.839\ K\Omega$$

$$Iimáx = \frac{Vimáx}{Ze} = 65.4\ \mu A$$

Este circuito amplificador trabaja en configuración emisor común. Se caracteriza por presentar ganancia de tensión con inversión de fase, ganancia de corriente y en consecuencia de potencia; siendo ésta mayor que en las otras configuraciones. En este circuito la resistencia de emisor está sin desacoplar, lo cual disminuye la ganancia de tensión, aumenta la impedancia de entrada del amplificador y disminuye la distorsión en la salida. En relación a la impedancia de salida, es igual a la que tendría con capacitor de desacoplo.
El circuito de polarización es con realimentación por emisor, el cual otorga un mayor valor de RB; aunque no presenta una gran estabilidad en la polarización.

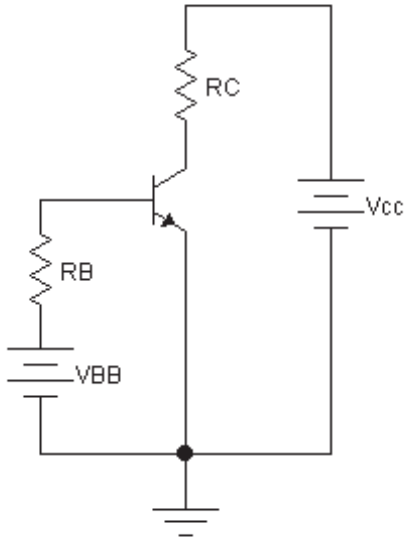
Problema 4

Para los siguientes circuitos, determinar para cada caso:
a) El punto de reposo.
b) La región de trabajo, siendo $V_{BE\ ON}$ = 0.7V y V_{CESat} = 0,1 V.



VCC = 12V
RB = 100KΩ
RC = 1KΩ
β = 50

A)



VCC = 10V
RC = 1KΩ
RB = 10KΩ
VBB = 2,2V
β = 100

B)

Solución:

Para el circuito A):

a)

$$VCC = IEQ * RC + IBQ * RB + V_{BE\ ON} = 12V = \left(ICQ + \frac{ICQ}{\beta}\right) * RC + \frac{ICQ}{\beta} * RB + V_{BE\ ON} \Rightarrow ICQ$$

$$\boldsymbol{ICQ} = \frac{VCC - V_{BE\ ON}}{(RC + \frac{RC}{\beta} + \frac{RB}{\beta})} = \mathbf{3.74\ mA}$$

$$\boldsymbol{VCEQ} = VCC - IEQ * RC = VCC - \left(ICQ + \frac{ICQ}{\beta}\right) * RC = \mathbf{8.18\ V}$$

b) El transistor se halla trabajando en la **zona activa o lineal**.

Para el circuito B):

a)

$$VBB = 2.2\,V = \frac{ICQ}{\beta} * RB + V_{BE\,ON} \Rightarrow ICQ = 15\,mA$$
$$VCEQ = VCC - ICQ * RC = -5V$$

Este valor de VCEQ negativo no es posible para el funcionamiento del transistor, lo que indica que el mismo se halla en la zona de saturación.
Entonces:

$$\boldsymbol{VCEQ} = V_{CE\,Sat} = \boldsymbol{0.1V}, luego\ \boldsymbol{ICQ_{Sat}} = \frac{\boldsymbol{VCC - V_{CE\,Sat}}}{\boldsymbol{RC}} = \boldsymbol{9.9\,mA}$$

Siendo:

$$IB = \frac{VBB - V_{BE\,ON}}{RB} = 0.15\,mA$$

El valor de β, será:

$$\beta = \frac{ICQ_{Sat}}{IBQ} = 66$$

b) El transistor se halla en la **zona de saturación.**

Problema 5

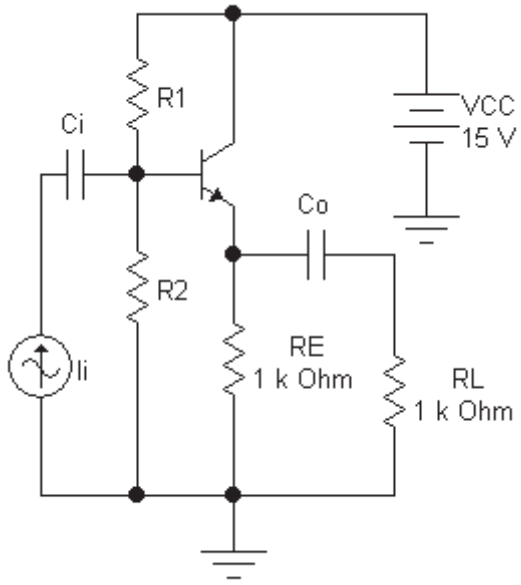
a) Dibujar una etapa amplificadora en configuración C-C, con las siguientes características:
- **Utiliza polarización universal (divisor de tensión).**
- **La carga está acoplada en alterna.**

b) Hallar las coordenadas del punto de reposo, a fin de obtener una ganancia de corriente Ai = 8.30
c) Calcule el, o los resistores de polarización.
d) Hallar la impedancia de entrada.
e) Dibujar las rectas de carga de CC y CA, con sus valores extremos.
f) Graficar las siguientes señales:
- **Tensión colector- emisor**
- **Corriente de colector**
- **Tensión de emisor**
- **Tensión de Colector**
- **Tensión de salida**

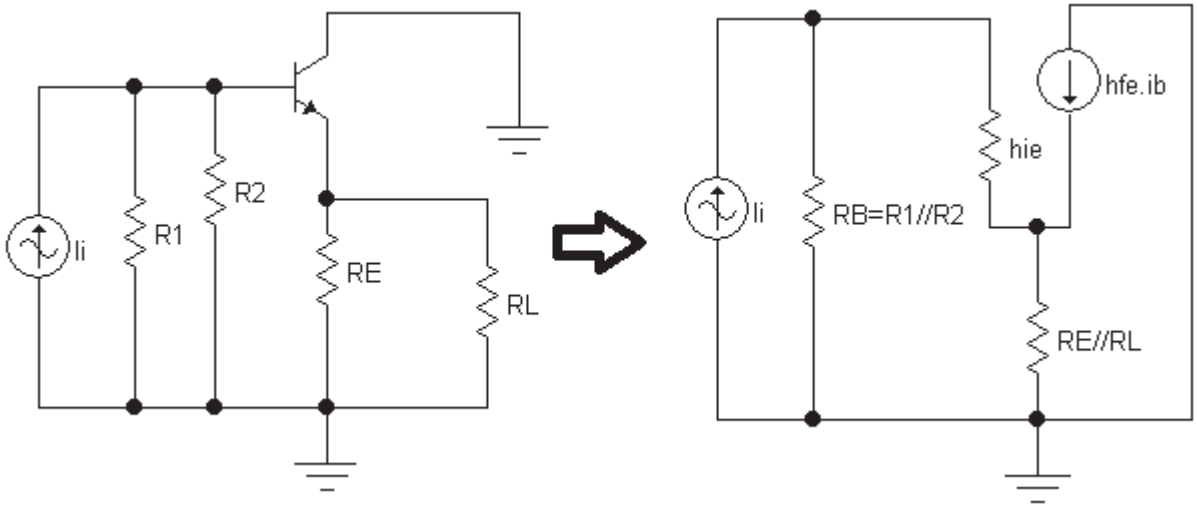
Datos
β = 100
VCC = 15 V
RE = 1 KΩ
RL = 1KΩ

Solución:

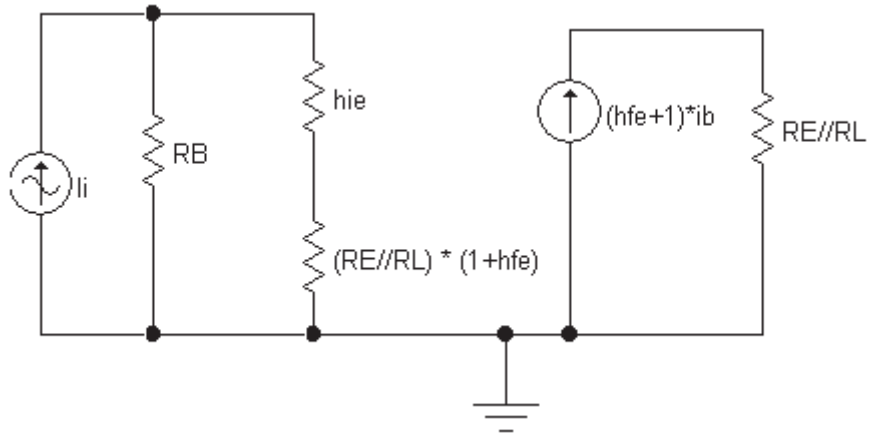
a) De acuerdo a los requerimientos, se propone el siguiente circuito:



b) Se dibuja el circuito en corriente alterna y se reemplaza al transistor por su modelo híbrido:



Reflejando impedancia desde el emisor hacia la base, el circuito queda:



$$\boldsymbol{Ai} = \frac{il}{ii} = \frac{il}{ie} * \frac{ie}{ib} * \frac{ib}{ii} = \frac{RE}{(RE + RL)} * (1 + hfe) * \frac{RB}{RB + [hie + (1 + hfe) * (RE \parallel RL)]} = 8.30$$

Para tener estabilidad del punto Q, se debe verificar que RB/β <<RE, entonces se calcula RB con la expresión:

$$RB = \frac{\beta * RE}{10} = \frac{100 * 1K\Omega}{10} = 10\ K\Omega$$

De la ecuación de la Ai=8.30 y reemplazando valores, se despeja hie:

$$Ai = 8.30 = \frac{1K\Omega}{(1K\Omega + 1K\Omega)} * (1 + 100) * \frac{10K\Omega}{(10K\Omega + \text{hie} + 50.5\ \text{K}\Omega)} \Rightarrow hie = 343\Omega$$

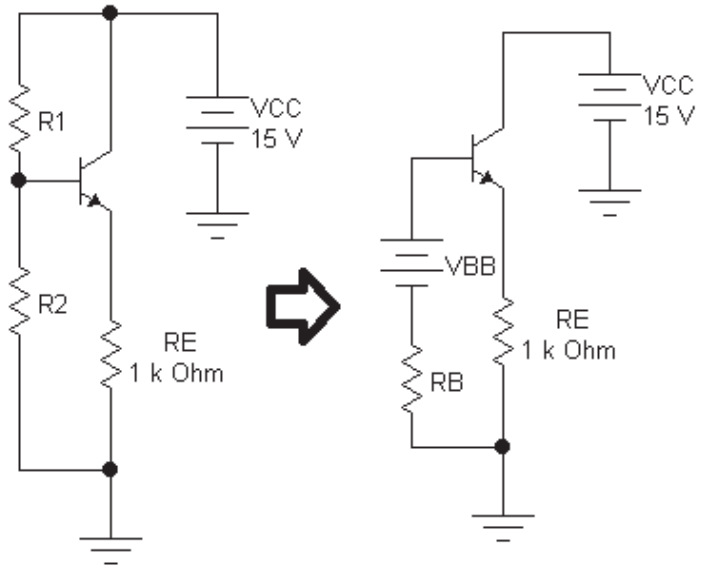
Siendo

$$hie = \frac{25\ mV * \beta}{ICQ} = 0.343K\Omega \Rightarrow \boldsymbol{ICQ = 7.28\ mA}$$

Planteando la ecuación de la malla de salida en corriente continua, se obtiene VCEQ:

$$\boldsymbol{VCEQ} = VCC - ICQ * RE = \boldsymbol{7.72\ V}$$

c) El circuito de polarización universal se lo resuelve, utilizando el equivalente Thevenin:



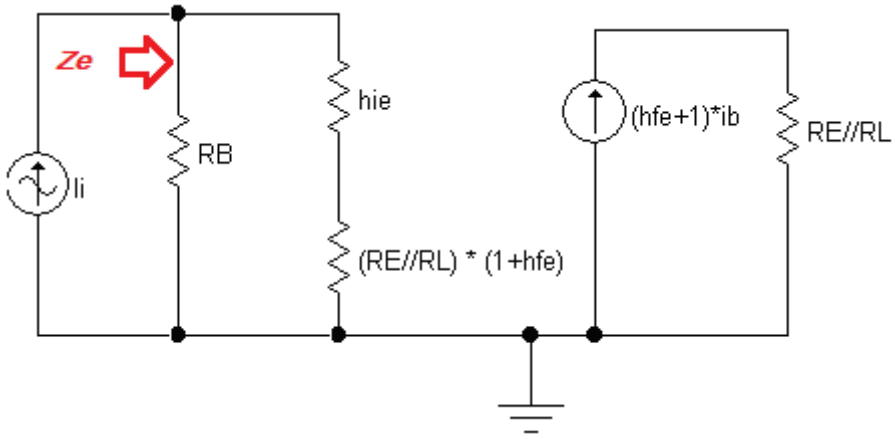
$$VTh = VBB = \frac{R2 * VCC}{(R1 + R2)} \quad y \quad RTh = RB = \left(\frac{R1 * R2}{R1 + R2}\right)$$

$$VBB = ICQ * \left(\frac{RB}{\beta} + RE\right) + VBEQ = 7.28\ mA * \left(\frac{10K\Omega}{100} + 1K\Omega\right) + 0.7\text{V} = 8.7\ \text{V}$$

Se calcula ahora las resistencias del divisor de tensión:

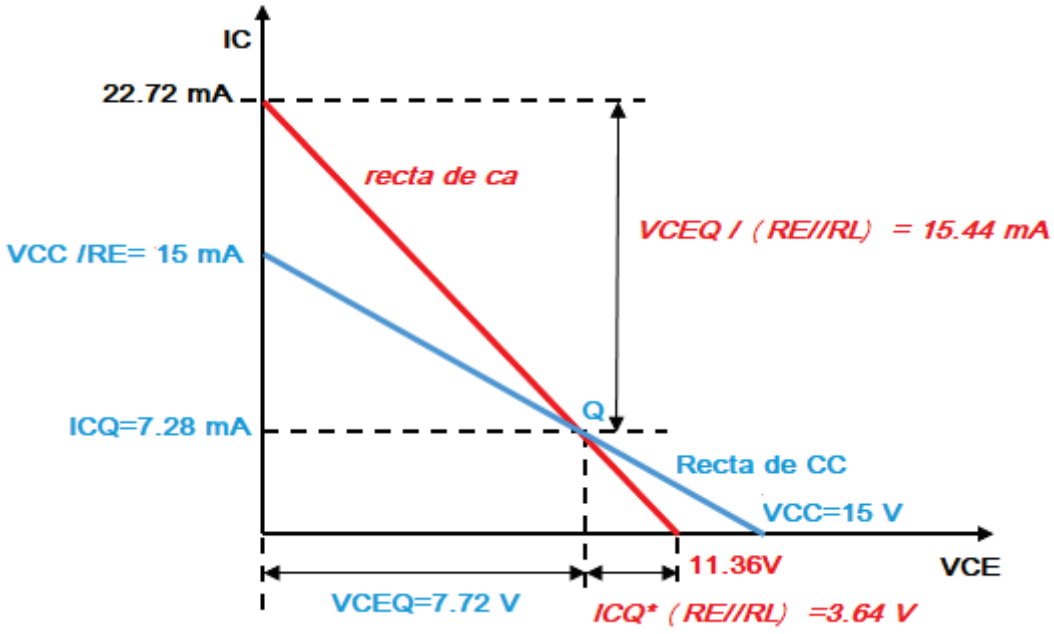
$$\boldsymbol{R1} = RB * \frac{VCC}{VBB} = \boldsymbol{17.22\ K\Omega}\ \ y\ \boldsymbol{R2} = \frac{RB}{\left(1 - \frac{VBB}{VCC}\right)} = \boldsymbol{23.83\ K\Omega}$$

d) Para halla la Ze, consideramos:

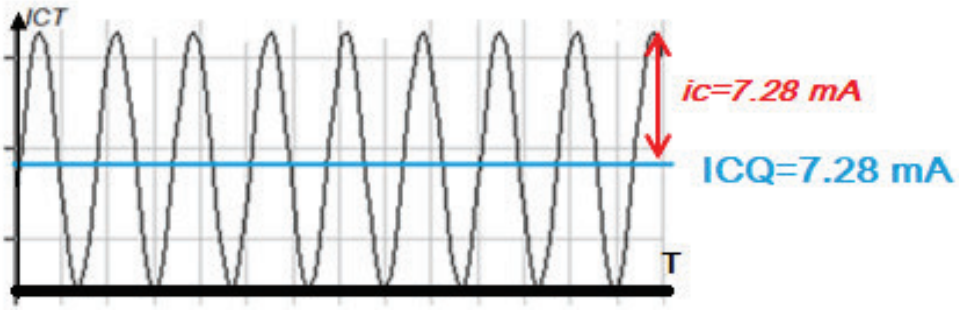


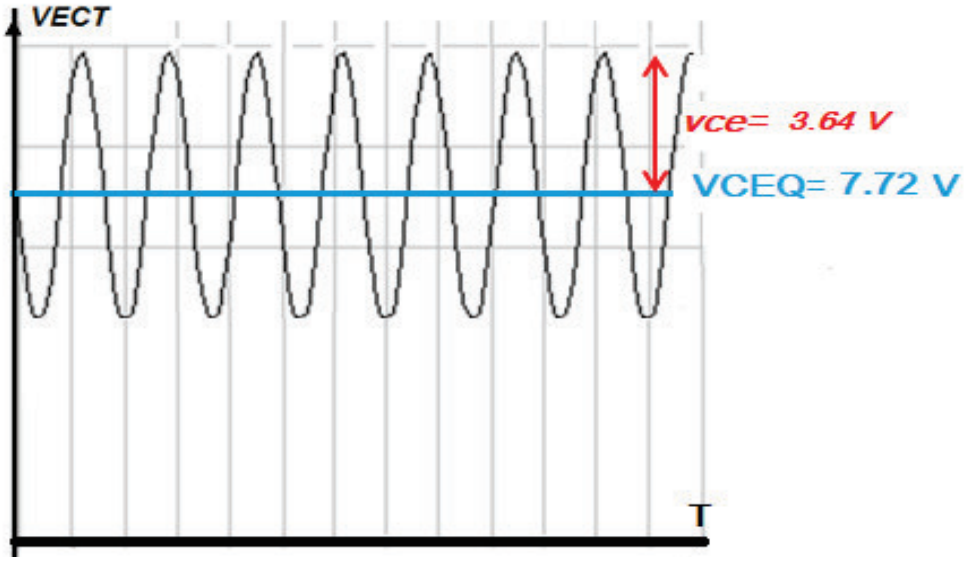
$$\boldsymbol{Ze} = RB \parallel [hie + (1 + hfe) * (RE \parallel RL)] = \mathbf{8.35\ K\Omega}$$

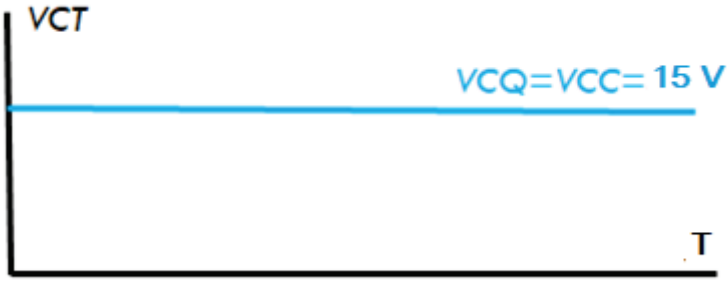
e) Dibujando las rectas de carga en corriente continua y alterna:

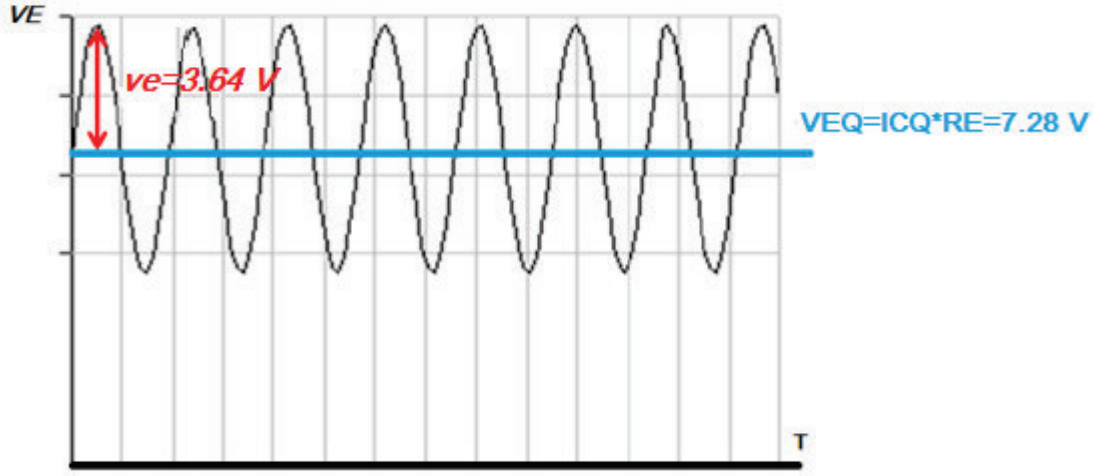


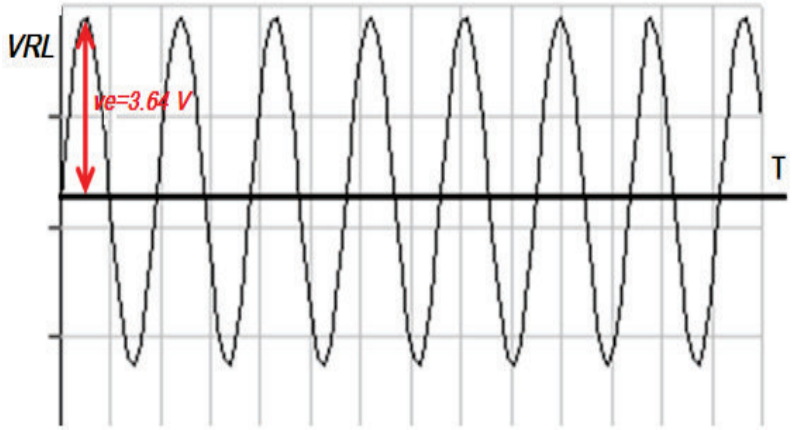
f) Graficando las formas de onda:




VECT
vce= 3.64 V
VCEQ= 7.72 V
T


VCT
VCQ=VCC= 15 V
T


VE
ve=3.64 V
VEQ=ICQ*RE=7.28 V
T


VRL
ve=3.64 V
T

Problema 6

Para la etapa amplificadora de la figura:

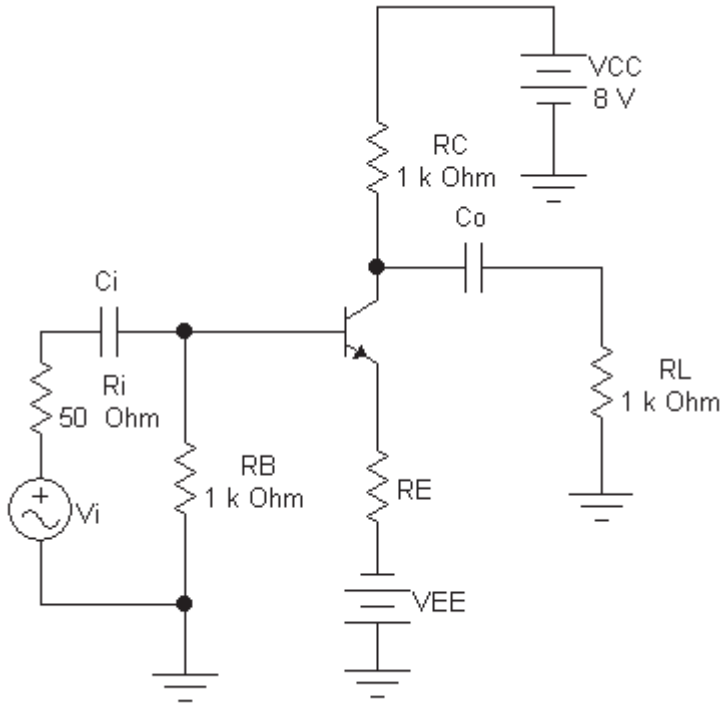
a) **Determinar el valor de R_E y de VEE (fuente de alimentación de CC), que permita obtener una excursión simétrica máxima pico a pico de 4V sobre R_L. Considerar para el diseño que el transistor disipa una potencia en CC < 17 mW**

b) **Dibujar las rectas de carga de corriente continua y alterna, y situar el punto de reposo.**

c) **Dibujar las formas de onda de tensión, especificando valores, de:**
- **Tensión de emisor.**
- **Tensión de colector.**
- **Tensión colector emisor.**
- **Corriente de colector**
- **Tensión de salida.**

d) **Calcular la impedancia de entrada, salida y el máximo valor de corriente de entrada.**

Datos:
Ci = CL $\rightarrow \infty$
β_{CC} = hFE = 100
Ri = 50Ω

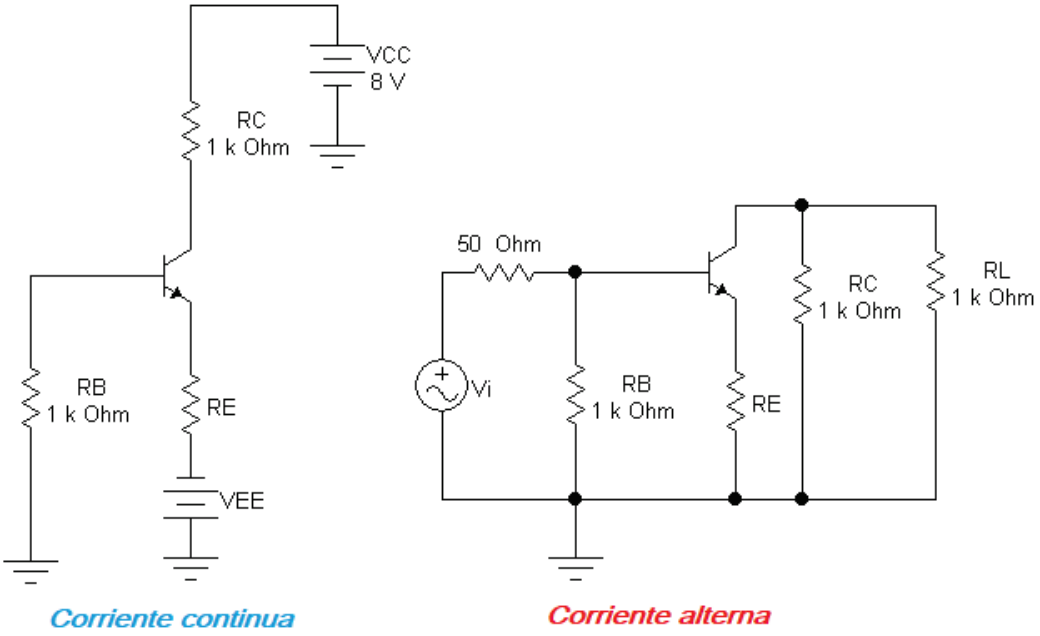


Solución:

a) A fin de otorgar estabilidad a la polarización, se diseña RE de modo que:

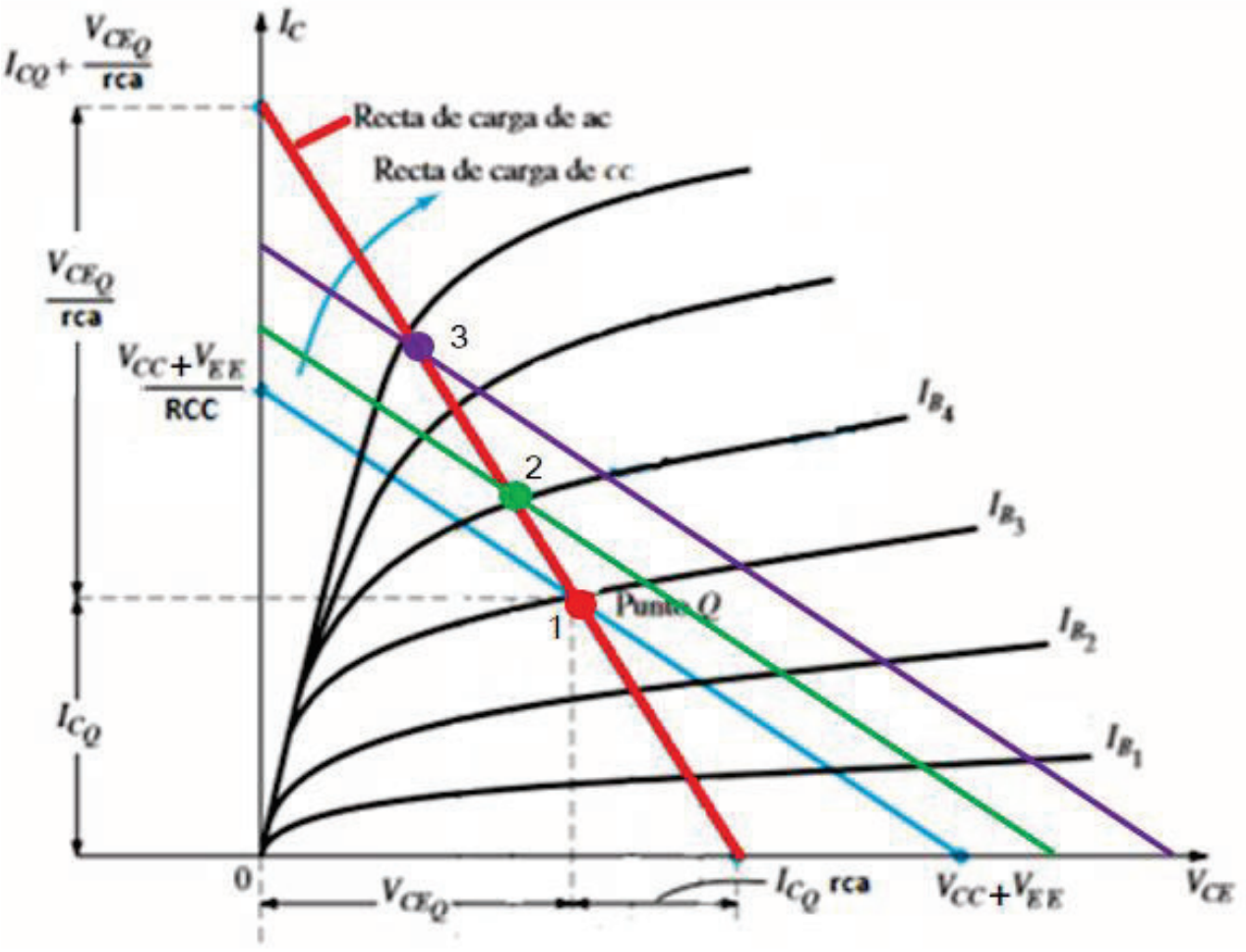
$$\frac{RB}{hFE} \ll RE \; . Adoptamos \; \boldsymbol{RE} = \frac{10 * RB}{hFE} = \mathbf{100\Omega}$$

A continuación, se dibuja el circuito en CC y en ca:



$$\widehat{VRL} = 2V = \hat{ic} * (RC \parallel RL) \Rightarrow \hat{ic} = 4mA$$

Se analiza las posibles ubicaciones del punto de reposo:



Ubicación 1 (por debajo del punto medio)

$$\widehat{ic} = 4mA \equiv ICQ$$

Planteando la ecuación en la mala de entrada, resulta:

$$VEE = ICQ * \left(\frac{RB}{hFE} + RE\right) + VBEQ = 4mA * \left(\frac{1K\Omega}{100} + 0.1K\Omega\right) + 0.7V = 1.14\,V$$

Se obtiene VCEQ, despejando de la ecuación de salida en corriente continua:

$$VCC + VEE = ICQ * (RC + RE) + VCEQ \Rightarrow VCEQ = VCC + VEE - ICQ * (RC + RE)$$
$$= 8V + 1.14V - 4mA * 1.1\,K\Omega = 4.74\,\mathrm{V}$$

$$PT = ICQ * VCEQ = 4mA * 4.74\,V = 18.96\,mW > 15\,mW$$

Se descarta esta ubicación

Ubicación 2 (en el punto medio E.S.Max)

Reemplazando la ecuación de VEE en la ecuación de $ICQ_{E.S.Max}$, resulta:

$$ICQ_{ESM} = \frac{VCC + VEE}{rca + RCC} = \frac{VCC + ICQ_{ESM} * \left(\frac{RB}{\beta} + RE\right) + VBEQ}{[(RC \parallel RL) + RE] + (RC + RE)} \Rightarrow$$

$$ICQ_{ESM} = \frac{VCC + VBEQ}{rca + RCC - \frac{RB}{hFE} - RE} = \frac{VCC + VBEQ}{(RC \parallel RL) + RE + RC + RE - \frac{RB}{hFE} - RE} = 5.47\,mA > 4mA$$

Esta ubicación también se descarta.

Ubicación 3 (por encima del punto medio)

$$\widehat{ic} = 4mA \equiv \frac{VCEQ}{rca} \Rightarrow VCEQ = \widehat{ic} * [(RC \parallel RL) + RE] = 4mA * 0.6\,K\Omega = 2.4\,V$$

$$VCC + VEE = VCC + ICQ * \left(\frac{RB}{\beta} + RE\right) + VBEQ = VCEQ + ICQ * (RC + RE) \Rightarrow ICQ$$

$$ICQ = \frac{VCC + VBEQ - VCEQ}{RC - \frac{RB}{hFE}} = \frac{(8V + 0.7\,V - 2.4V)}{1K\Omega - \frac{1K\Omega}{100}} = 6.23\,mA$$

$$PT = ICQ * VCEQ = 6.23\,mA * 2.4\,V = 14.97\,mW < 17\,mW$$

Las coordenadas del punto Q, son:

$$\boldsymbol{ICQ = 6.23\,mA\ y\ VCEQ = 2.4\,V}$$

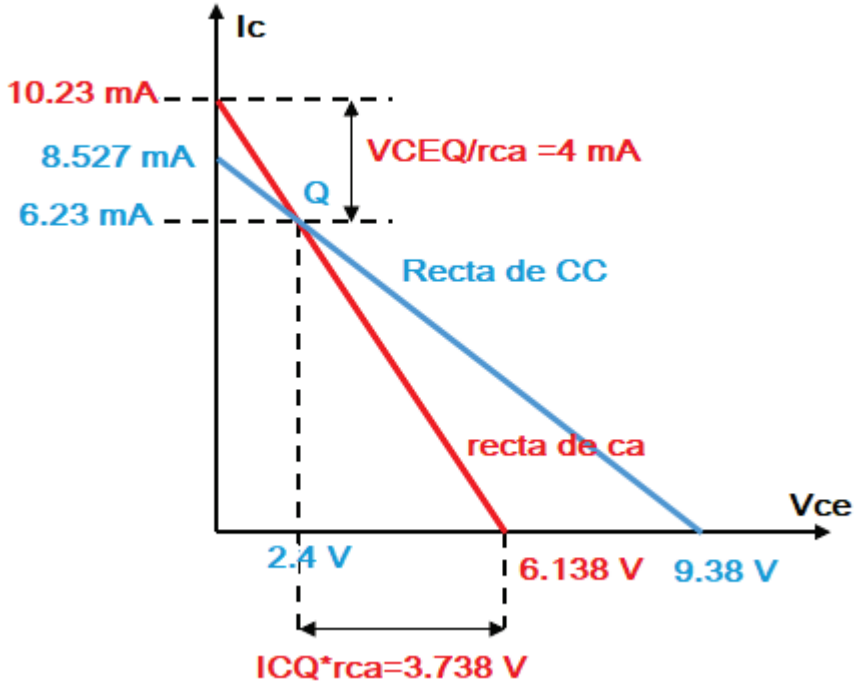
$$\boldsymbol{VEE} = ICQ * \left(\frac{RB}{hFE} + RE\right) + VBEQ = \boldsymbol{1.38\,V}$$

b) Se grafican las Rectas de cargas de corriente continua y alterna, siendo:

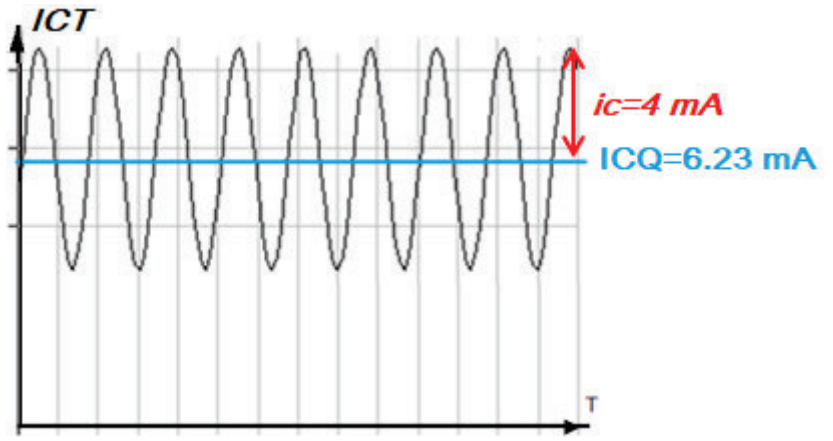
Pendiente de la Recta de CC: -1/RCC=-1/ (RC+RE)=-1/1.1 KΩ
Pendiente de la Recta de ca: =-1/rca=-1/ [RE +(RC//RL)]=-1/0.6 KΩ

Puntos extremos de la Recta de Corriente Continua:
(VCC+VEE)/(RC+RE)= 8.527mA
VCC+VEE=9.38 V

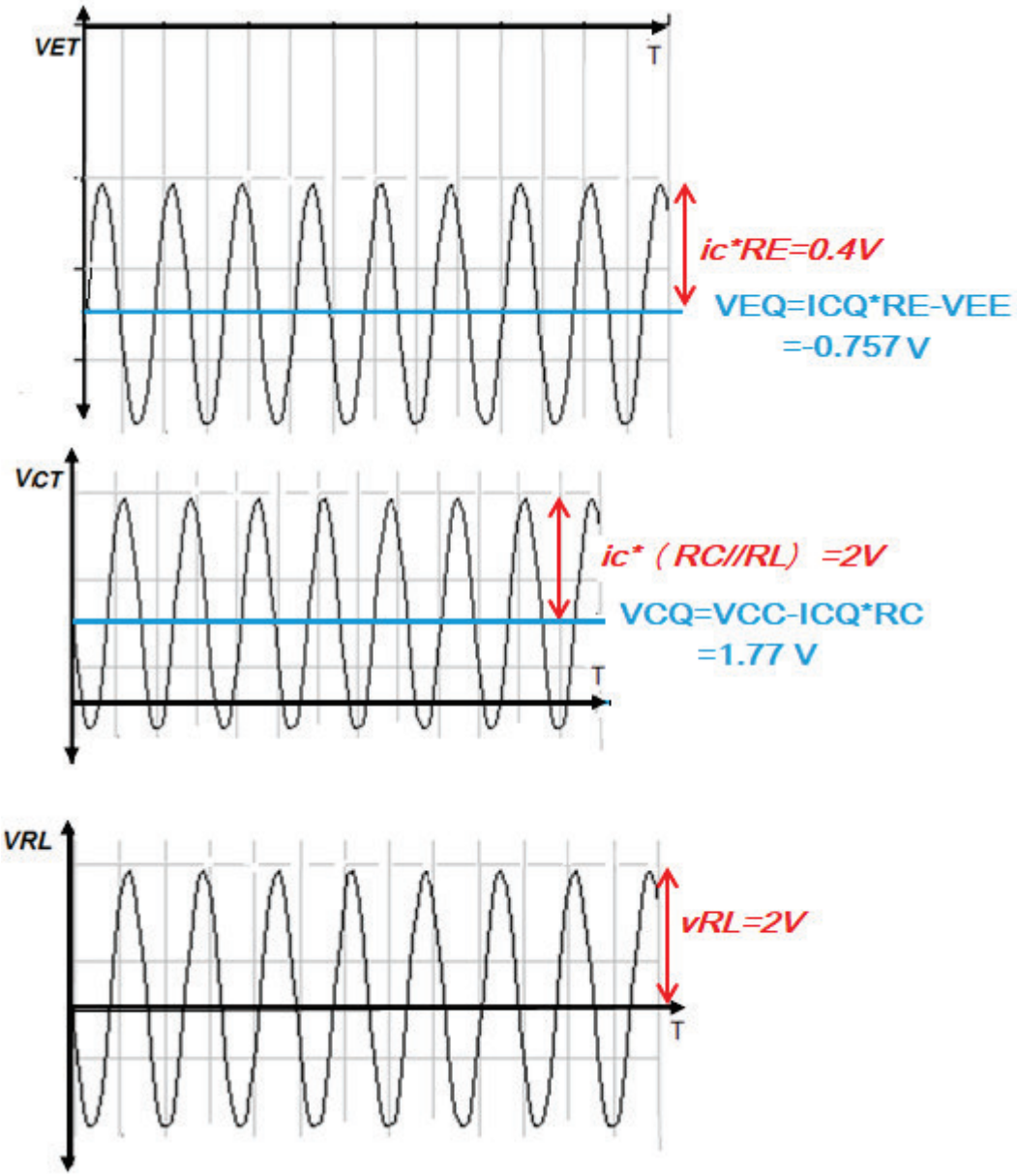
Puntos extremos de la recta de corriente alterna:
ICQ+(VCEQ/rca) = 10.23 mA
VCEQ+ICQ*rca= 6.138 V



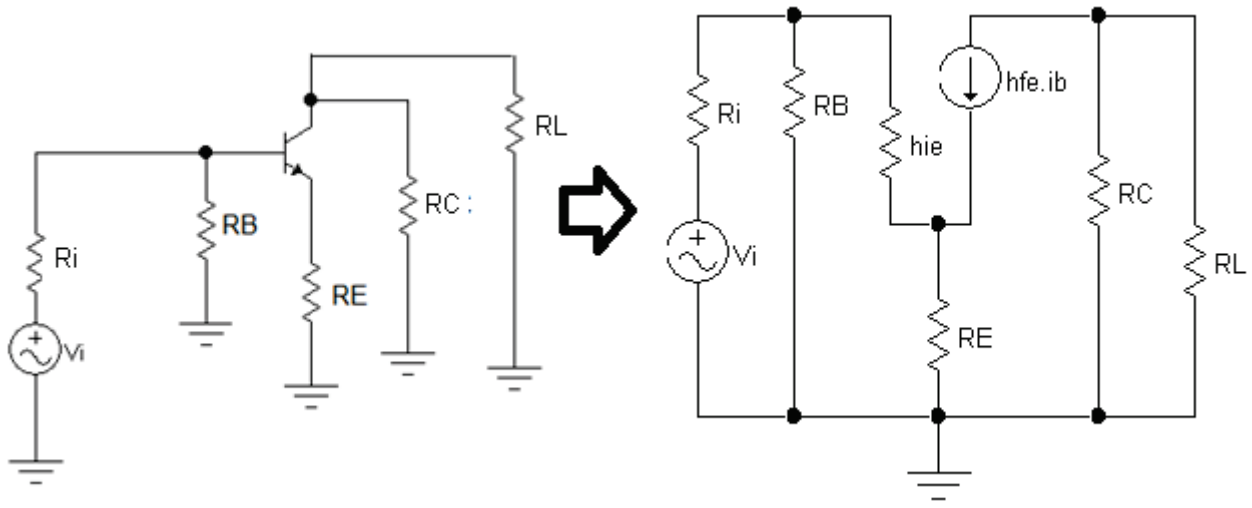
c) Graficando las formas de onda:



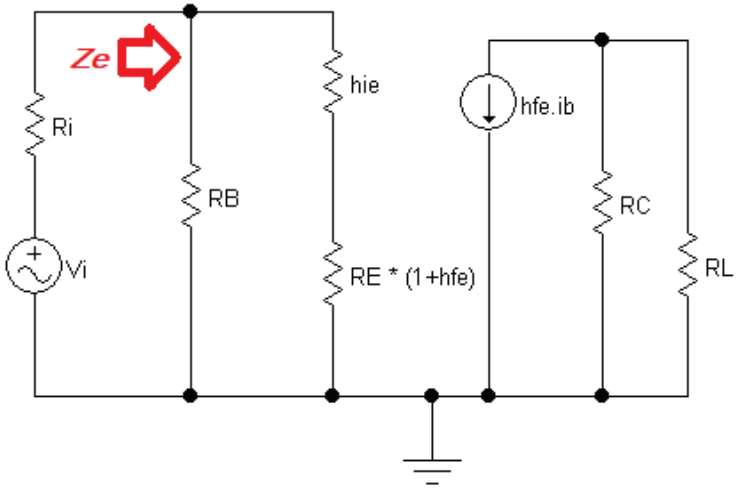




d) Se dibuja el circuito en corriente alterna, y se reemplaza al transistor por su equivalente híbrido:



Y haciendo reflexión de impedancia desde el emisor hacia la base queda:



Siendo hie = (25 mV*β_{CC})/ICQ=401.28Ω

$$\boldsymbol{Ze} = RB \parallel [hie + (1 + hfe) * RE] = \mathbf{913.15\ \Omega}$$

Siendo $\widehat{Vs} = -\widehat{ic} * (RC \parallel RL) = -4\ mA * 0.5\ K\Omega = -2\text{V}$, luego:

$$\frac{Vs}{Vb} = -\frac{ib * hfe * (RC \parallel RL)}{ib * [hie + RE * (1 + hfe)]} = -\frac{2V}{Vb} \Rightarrow Vb = 0.42\ V$$

$$\widehat{\boldsymbol{Ii}} = \frac{\widehat{Vb}}{Ze} \cong \mathbf{460\ \mu A}$$

Problema 7

Para el circuito amplificador de la figura:

a) Determinar el valor de RC trabajando en excursión simétrica máxima, para una tensión pico a pico de 4V sobre RL2.

b) Determinar el valor de RB y VBB requeridos para la polarización, que permita obtener una impedancia de entrada de 10 KΩ. Calcular el rango de variación del punto de reposo, considerando que βcc puede variar entre 50 y 150.

c) Dibujar las formas de onda de tensión, especificando valores, de:

- **Corriente de colector**
- **Tensión colector emisor.**
- **Tensión de colector.**
- **Tensión de emisor.**
- **Tensión de salida.**

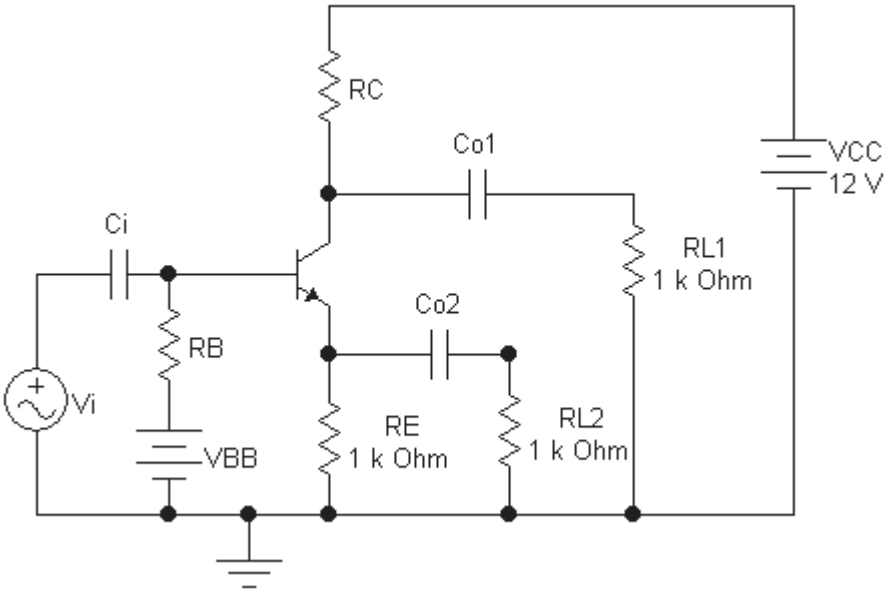
d) Calcular la Av para las salidas sobre las cargas RL1 y RL2.

Ci = Co1=Co2 → ∞

β_{CC} = hFE = 100

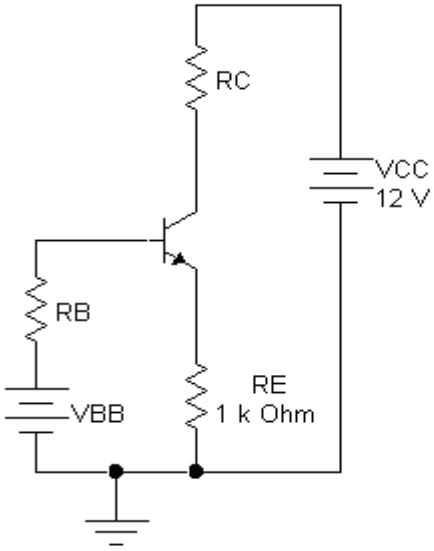
β_{CA} = hfe = 250

VCC= 12V

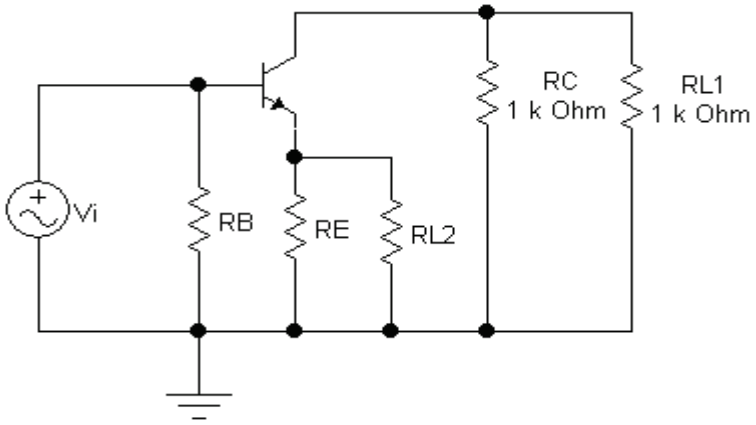


Solución:

a) Dibujando el circuito en corriente continua y alterna:



Circuito en CC



Circuito en ca

Trabajando el circuito en E.S.Máx, se verifica:

$$\widehat{VRL2} = 2V = \hat{ic} * (RE \parallel RL2) = ICQ * 0.5\ K\Omega \Rightarrow ICQ = 4\ mA$$

$$ICQ_{ESM} = \frac{VCC}{rca + RCC} = \frac{VCC}{[(RC \parallel RL1) + (RE \parallel RL2)] + (RC + RE)}$$

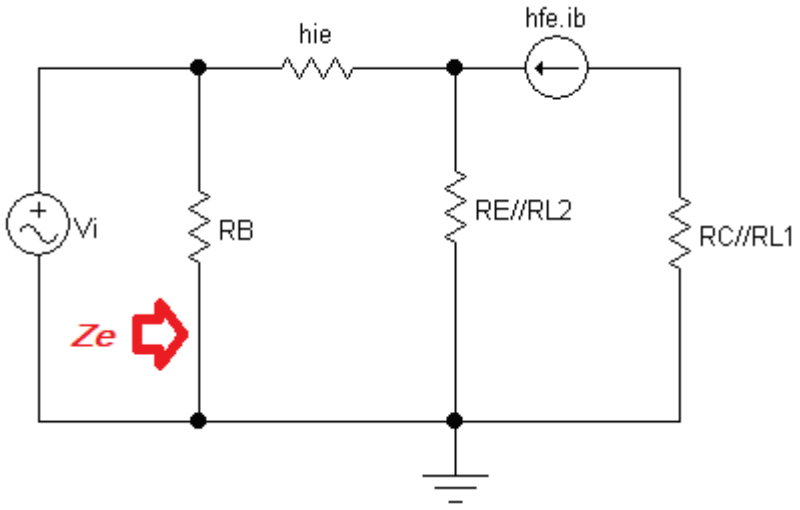
$$= \frac{12V}{(RC \parallel 1K\Omega) + 0.5K\Omega + \mathrm{RC} + 1\mathrm{K\Omega}} = 4\ mA$$

Resolviendo, se llega a la siguiente ecuación cuadrática:

$$RC^2 + 0.5K\Omega * RC - 1.5\ K\Omega^2 = 0 \Rightarrow RC = 1K\Omega \text{ y } (-1.5\ \mathrm{K\Omega})$$

El valor negativo de RC se descarta, quedando como válido el valor de $\boldsymbol{RC = 1K\Omega}$.

b) Trabajando sobre el circuito en ca, y reemplazando el transistor por su modelo híbrido:



Siendo:

$$hie = \frac{25\ mV * hFE}{ICQ} = \frac{25\ mV * 100}{4\ mA} = 625\Omega$$

Reflejando impedancia desde el emisor hacia la base, se obtiene Ze:

$$Ze = 10\ K\Omega = RB \parallel [hie + (1 + hfe) * (RE \parallel RL2)] \Rightarrow \boldsymbol{RB = 10.86\ K\Omega}$$

$$\boldsymbol{VBB = ICQ * \left(\frac{RB}{hFE} + RE\right) + 0.7V = 5.13\ V}$$

De esta última ecuación se despeja ICQ, a fin de analizar su rango de variación frente a las variaciones de $\boldsymbol{hFE}$:

$$ICQ = \frac{VBB - 0.7V}{\left(\frac{RB}{hFE} + RE\right)} = \begin{cases} 3.99\ mA \ \ con\ hFE{=}50 \\ 4.13\ mA \ \ con\ hFE{=}150 \end{cases}$$

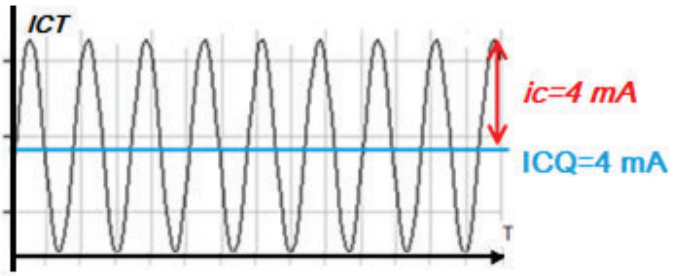
$$\boldsymbol{3.99\ A < ICQ < 4.13\ mA}$$

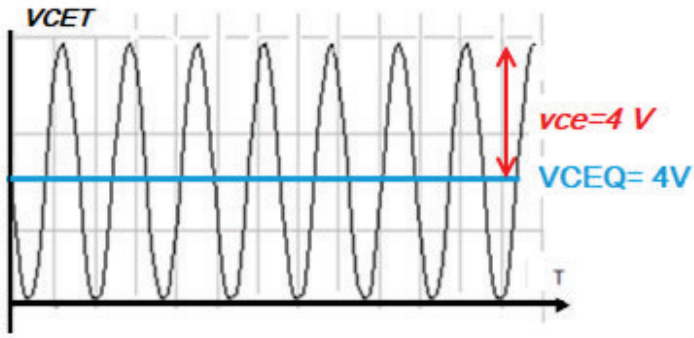
Dado el requerimiento de ZE, no se puede calcular RB como $RB = \frac{\beta * RE}{10}$.

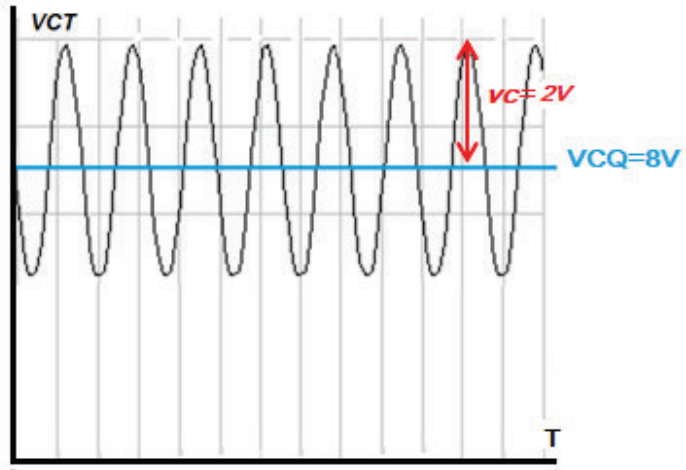
c)

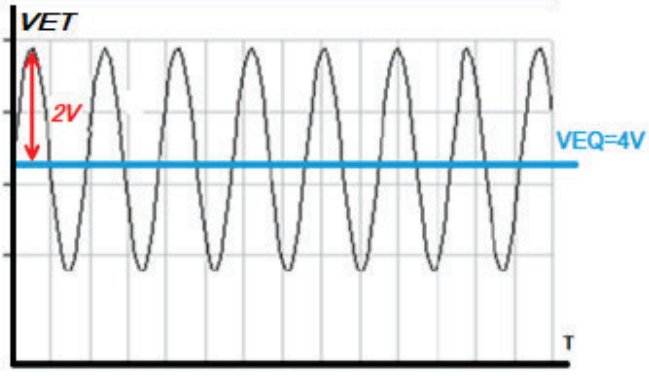
Con el valor de ICQ= 4 mA, se calcula VCEQ, VCQ y VEQ:

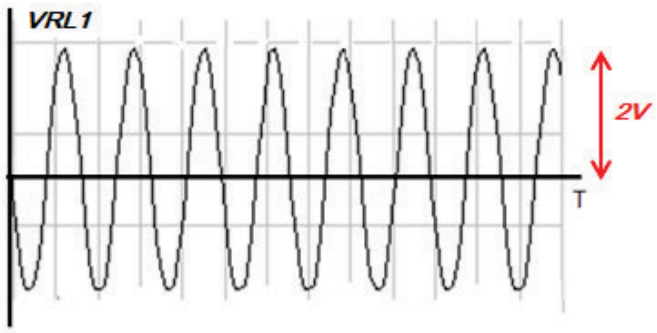
$$VCEQ = VCC - ICQ * (RC + RE) = 12V - 4mA * 2K\Omega = 4V$$
$$VCQ = VCC - ICQ * RC = 12V - 4mA * 1K\Omega = 8V$$
$$VEQ = ICQ * RE = 4mA * 1K\Omega = 4V$$

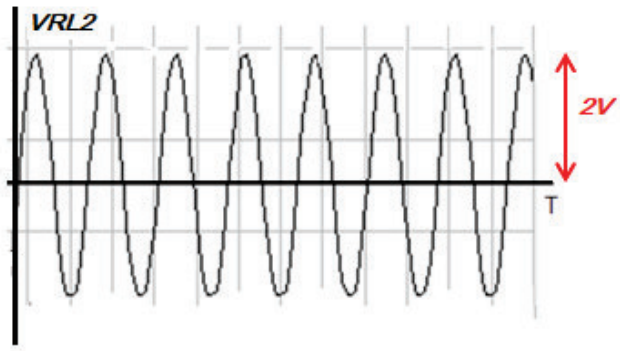

ICT
ic=4 mA
ICQ=4 mA
T


VCET
vce=4 V
VCEQ= 4V
T


VCT
vc= 2V
VCQ=8V
T


VET
2V
VEQ=4V
T


VRL1
2V
T


VRL2
2V
T

d)

$$\boldsymbol{AV = \frac{VRL1}{Vb} = -\frac{ib * hfe * (RC \parallel RL)}{ib * [(hie + (1 + hfe) * (RE \parallel RL2)} \cong -1}$$

$$\boldsymbol{AV = \frac{VRL2}{Vb} = -\frac{ib * (hfe + 1) * (RE \parallel RL2)}{ib * [(hie + (1 + hfe) * (RE \parallel RL2)} \cong 1}$$

Problema 8

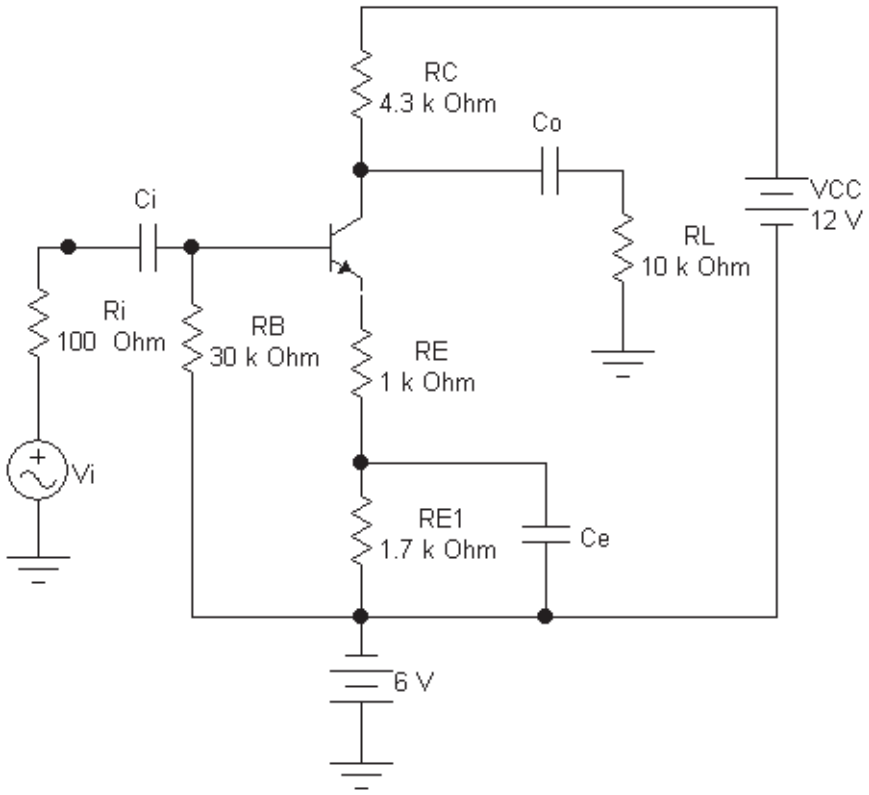
En un amplificador EC, la fuente de señal de entrada V_i y la carga están acopladas capacitivamente. La resistencia de emisor está formada por dos resistencias en serie R_E y R_{E1}, estando la R_{E1} desacoplada capacitivamente. La R_B se encuentra conectada a masa.

a) **Indicar las coordenadas del punto de reposo del circuito.**
b) **Dibujar el modelo para ca y reemplazar el transistor por su equivalente híbrido reducido.**
c) **Dibujar las rectas de carga de CC y ca.**
d) **Dibujar, especificando valores, las siguientes formas de ondas, correspondiente a la E.S. Max:**
   - **Tensión de emisor.**
   - **Tensión de colector.**
   - **Tensión colector emisor.**
   - **Corriente de colector**
   - **Tensión de salida**
e) **Calcular ∆e de toda la etapa amplificadora.**
f) **Calcular ∆i.**
g) **Si la señal de entrada vale: Vi (t) = 1+2sen ωt (V). ¿Qué valor de corriente iL circulará por la carga?**
h) **Calcular la Zi que ve la fuente.**
i) **Calcular la Zo que ve la carga.**
j) **Si el transistor es reemplazado por otro, ¿es suficientemente estable la polarización? Justificar la respuesta.**

Datos:
R_i = 100 Ω
R_B = 30 KΩ
R_C = 4.3 KΩ
R_E = 1 KΩ
R_{E1} = 1.7 KΩ
R_L = 10 KΩ
V_{CC} = 12 V
V_{EE} = -6 V
Transistor NPN : V_{BE} = 0.7 V, *hfe* = 200

Solución:

a) De acuerdo a los requerimientos, el circuito que corresponde es el siguiente:



Planteando la ecuación de Kirchhoff de tensión en la malla de entrada en corriente continua, resulta:

$$\boldsymbol{VEE = 6V = ICQ * \left(\frac{RB}{hFE} + RE1 + RE\right) + 0.7V \Rightarrow ICQ = \frac{6V - 0.7V}{\left(\frac{30K\Omega}{200} + 1.7\,K\Omega + 1K\Omega\right)}}$$

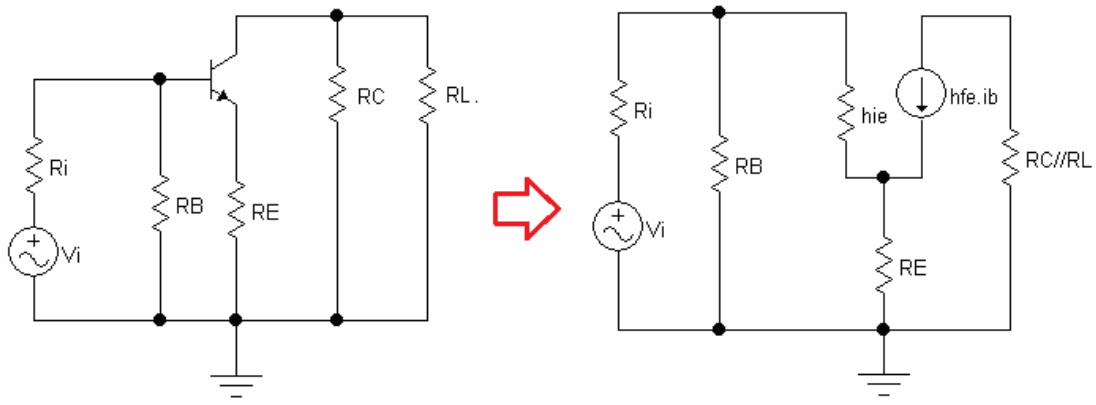
$$\boldsymbol{= 1.896\,mA}$$

Y en la malla de salida:

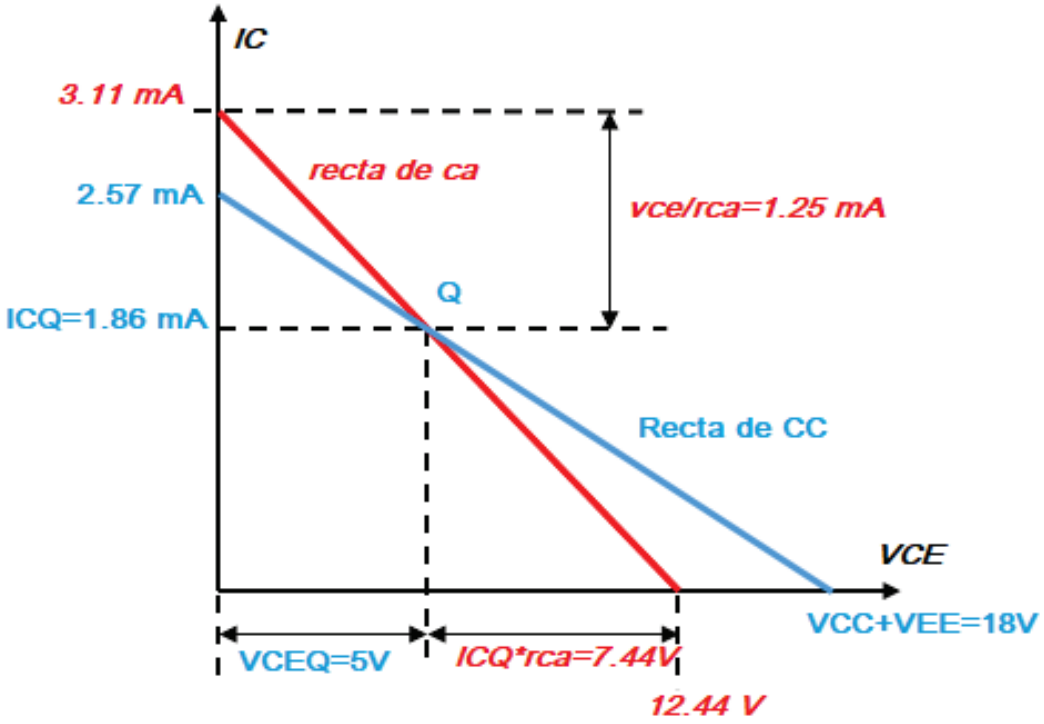
$$VCC = VCEQ + ICQ * (RC + RE + RE1) \Rightarrow VCEQ = 12V - 1.896mA * (4.3\boldsymbol{K\Omega} + 1\boldsymbol{K\Omega} + 1.7\boldsymbol{K\Omega})$$

$$\boldsymbol{VCEQ = 4.98\,V \cong 5V}$$

b)

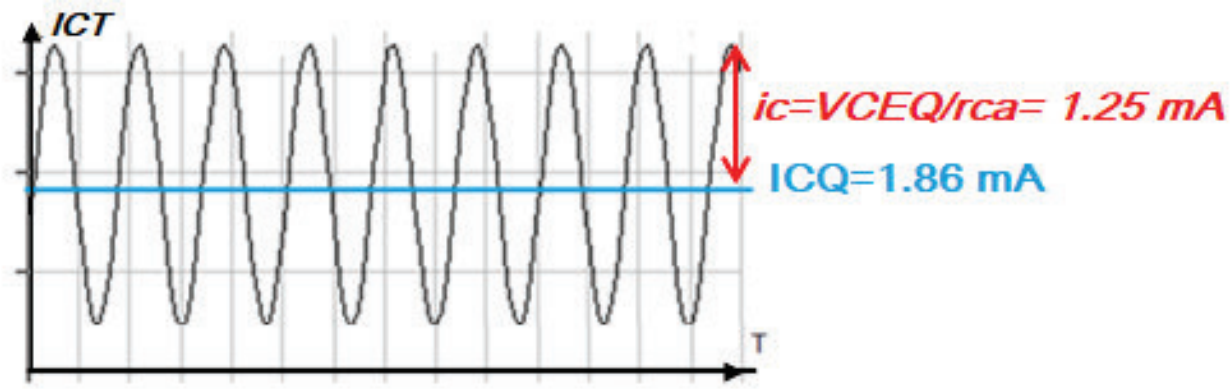


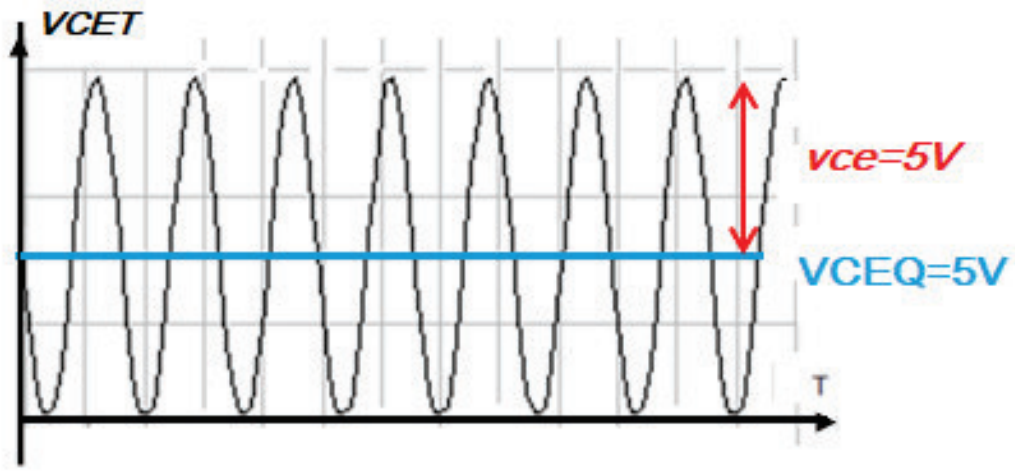
c)

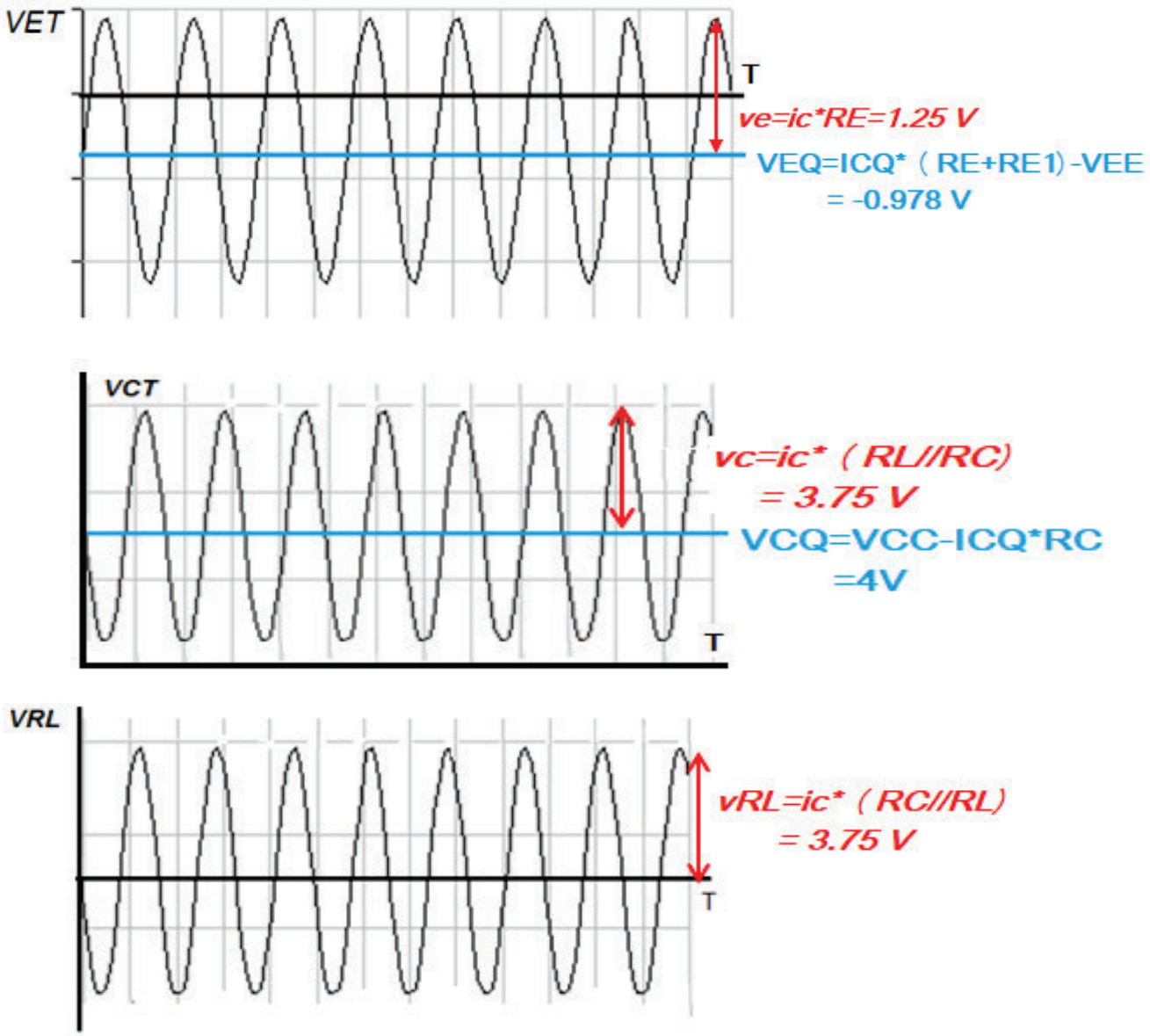


Siendo: $rca = RE + (RL \parallel RC) = 4K\Omega$

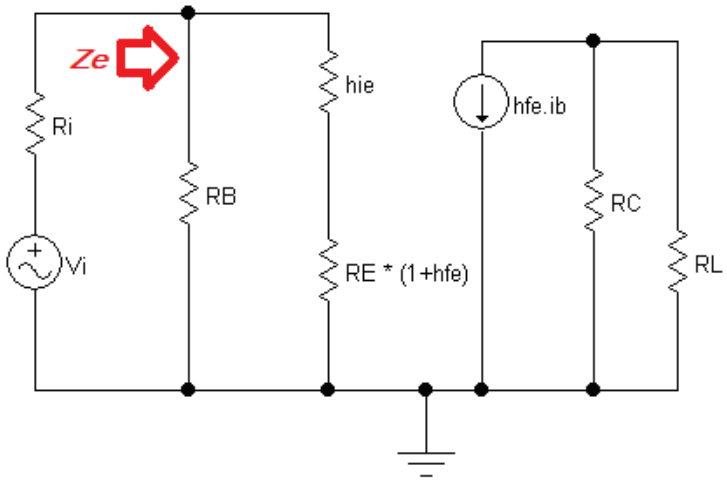
d) Graficando las formas de onda:







e) Trabajando con el circuito de corriente alterna y reflejando impedancia desde el emisor hacia la base, queda:



Siendo:

$$hie = \frac{25\,mV * hFE}{ICQ} = \frac{25\,mV * 200}{1.86\,mA} = 2688\Omega$$

$$\boldsymbol{AV} = \frac{VRL}{Vi} = \frac{VRL}{Vb} * \frac{Vb}{Vi} = -\frac{ib * hfe * (RC \parallel RL)}{ib * [hie + RE * (1 + hfe)]} * \frac{RB \parallel [hie + RE * (1 + hfe)]}{[hie + RE * (1 + hfe)] + Ri} = \mathbf{-2.93}$$

f)

$$\boldsymbol{Ai} = \frac{il}{ii} = \frac{il}{ib} * \frac{ib}{ii} = \frac{-Rc}{(Rc + Rl)} * hfe * \frac{Rb}{RB + [hie + RE * (1 + hfe)]} = \mathbf{-7.7}$$

g) Se calcula el máximo valor de Vi, de acuerdo a la excursión admisible en la salida y la AV:

$$Vimáx = \frac{Vsmáx}{Av} = \frac{-3.75\,V}{-2.93} = 1.27\,V$$

Dado que el valor de pico de la señal de entrada $\widehat{Vi} = 2V > 1.27V$, se producirá recorte en la tensión de salida, por lo cual ese valor de la señal de entrada es inaceptable, igualmente en la corriente por la carga.

h)

$$\boldsymbol{Ze} = RB \parallel [hie + (1 + hfe) * RE] = \mathbf{26.148\ K\Omega}$$

i)

$$\boldsymbol{Zs = RC = 4.3\ K\Omega}$$

j) Para que la polarización sea suficientemente estable, se debe verificar que:

$$RB < \frac{hFE * (RE + RE1)}{10} = 54\,K\Omega$$

y siendo RB=30KΩ < 54KΩ, se concluye que esta polarización es suficientemente estable.

Problema 9

Para una carga RL= 100 Ω que no admite componentes de CC, proponer una etapa amplificadora con transistor NPN (HFE= 100 y hfe=250) que otorgue:

- **Sólo ganancia de corriente, suficientemente elevada.**
- **Estabilidad en su polarización, con dos fuentes de tensión. Siendo una de ellas VCC=4V.**

a) Hallar las coordenadas del punto de reposo, de modo que la carga disipe una potencia de 6 mW. Diseñar el circuito de polarización. En caso de requerir alguna adopción, hágalo con la regla del 10%.

b) Dibujar las rectas de carga de corriente CC y ca, con sus valores extremos.

c) Dibujar las siguientes formas de onda, especificando valores, de:

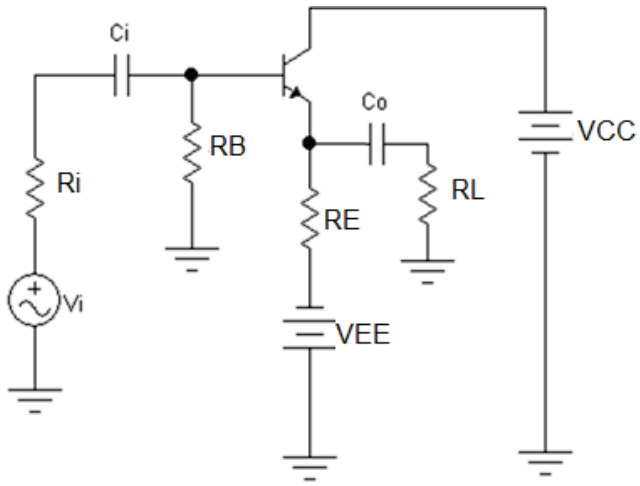
- **Corriente de colector**

- **Tensión colector emisor.**
- **Tensión de colector.**
- **Tensión de emisor.**
- **Tensión de salida.**

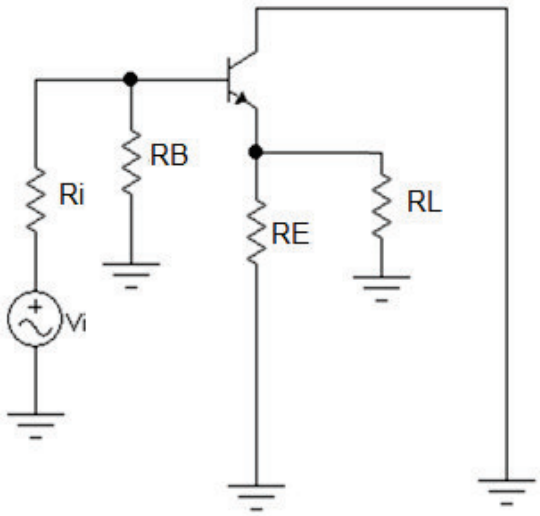
d) Calcular los valores de pico de la corriente de la señal de entrada, siendo su resistencia interna de 50Ω, Ze e Zs.

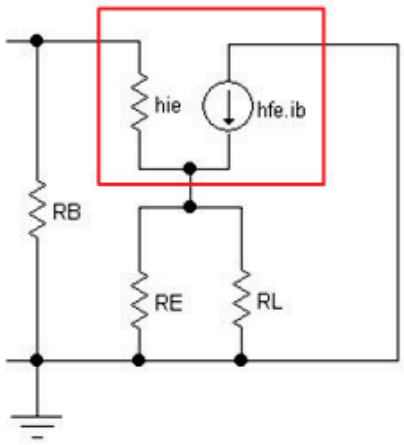
Solución:

a) Se propone la configuración colector común, conforme a los requerimientos:



Para el diseño se plantea la ecuación de Ai y se analiza la malla de salida en corriente alterna con su correspondiente equivalente híbrido:





El diseño se realiza teniendo en cuenta las especificaciones pedidas: elevada ganancia de corriente.

Calculo de Ai:

$$Ai = \frac{il}{ii} = \frac{il}{ie} * \frac{ie}{ib} * \frac{ib}{ii}$$

$$Ai = \frac{il}{ii} = \frac{RE}{(RE + Rl)} * (1 + hfe) * \frac{RB}{\{[hie + (1 + hfe)(RE \parallel RL)] + RB\}}$$

El diseño procura que los factores de atenuación sean lo más próximo a 1:

$$\rightarrow \quad RE > RL \quad y \quad RB > [hie + (1 + hfe) * (RE \parallel RL)]$$

El segundo factor de atenuación depende de Rb, y esta resistencia interviene en la estabilidad de la polarización y por consiguiente "no puede" aplicarse a este factor la adopción con la regla del 10%. En cambio, en el primer factor si se puede aplicar la regla del 10%, en consecuencia, se realiza la siguiente adopción:

$$\boldsymbol{RE} = 10 * RL = \boldsymbol{1K\Omega}$$

Para estabilizar el punto Q, se debe verificar:

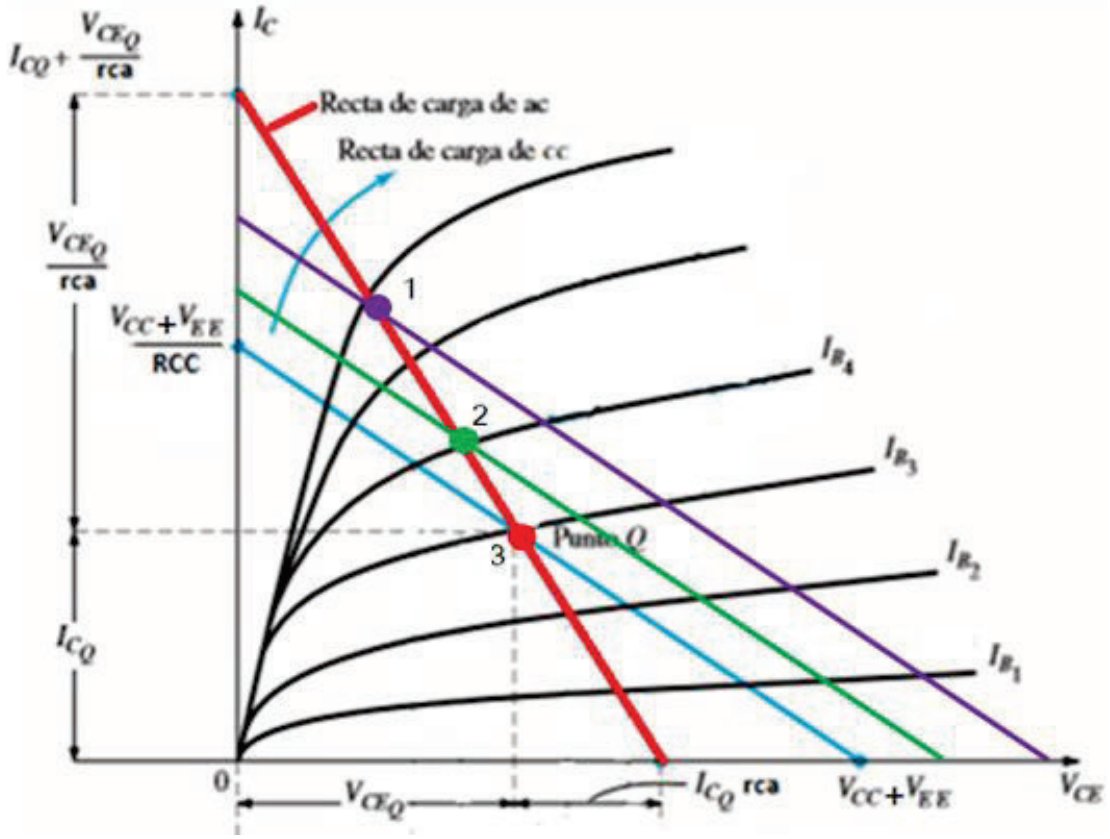
$$\frac{RB}{hFE} \ll RE \; . \; Se\ adopta\ \boldsymbol{RB} = \frac{RE * hFE}{10} = \mathbf{10K\Omega}$$

Utilizando el dato de la potencia en la carga, resulta:

$$PRL = 6\,mW = \frac{VRL\ rms^2}{RL} = \frac{(\widehat{vRL})^2}{2 * RL} \Rightarrow \widehat{vRL} = 1.095\,V = \widehat{ic} * (RE \parallel RL) \Rightarrow \widehat{ic}$$

$$\widehat{ic} = \frac{1.095\,V}{1K\Omega \parallel 1K\Omega} = \boldsymbol{12\ mA}$$

Se analiza ahora las posibles ubicaciones del punto, en la recta de carga de corriente alterna:



$$Siendo\ RCC = RE \quad y \quad rca = RE \parallel RL$$

Ubicación 1, por encima del punto medio de la recta de carga de corriente alterna:

$$\widehat{ic} = 12mA = \frac{VCEQ}{rca} \Rightarrow VCEQ = 12mA.[(RE \parallel RL)]$$

$$VCEQ = 1{,}09\,V$$

$$VCEQ = VCC + VEE - ICQ.RCC$$

$$VCEQ = VCC + ICQ.\left(\frac{RB}{\beta cc} + RE\right) + 0{,}7V - ICQRCC = 1{,}09\,V$$

$$\Longrightarrow ICQ = \frac{(VCEQ - 0{,}7V - VCC) * HFE}{RB} = -36.1\,mA \text{ inadmisible!}$$

Esta ubicación se descarta.

Ubicación 2, punto medio, donde se obtiene excursión simétrica máxima:

$$ICQ_{ESM} = \frac{VCC + VEE}{rca + RCC} = \frac{VCC + ICQ_{ESM} * \left(\frac{RB}{\beta} + RE\right) + 0{,}7V}{rca + RCC}$$

$$ICQ_{ESM} = \frac{VCC + 0{,}7V}{(RE \parallel RL) + (\frac{RB}{\beta})} = 24.62\,mA > 12mA = \widehat{ic}$$

Esta ubicación también se descarta pues la excusión resulta mayor que el dato dado de la salida.

Considerando la ubicación 3, por debajo del punto medio, se debe cumplir:

$$\widehat{ic} = 12mA = ICQ$$

$$VEE = ICQ.\left(\frac{RB}{\beta cc} + RE\right) + 0{,}7V = 13.9\,V$$

$$VCEQ = VCC + VEE - ICQ.RE = 5{,}9V$$

Esta ubicación es la correcta, pues cumple el requerimiento de potencia y los valores de ICQ y VCEQ son admisibles.

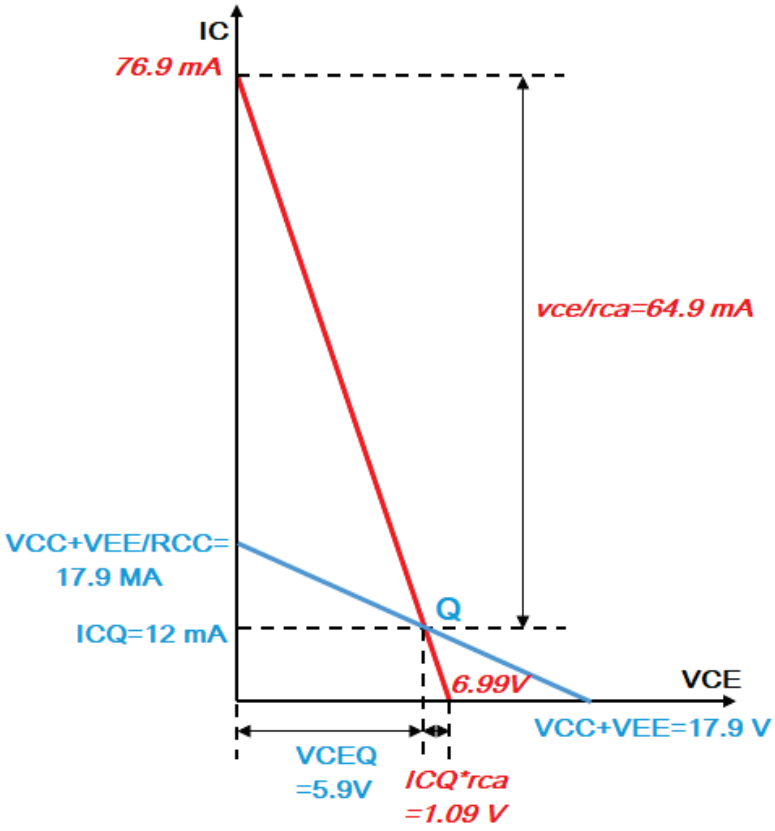
$$\boldsymbol{ICQ = 12\,mA} \quad y \quad \boldsymbol{VCEQ = 5.9\,V}$$

b) Se procede ahora a dibujar las rectas de carga de corriente continua y alterna:

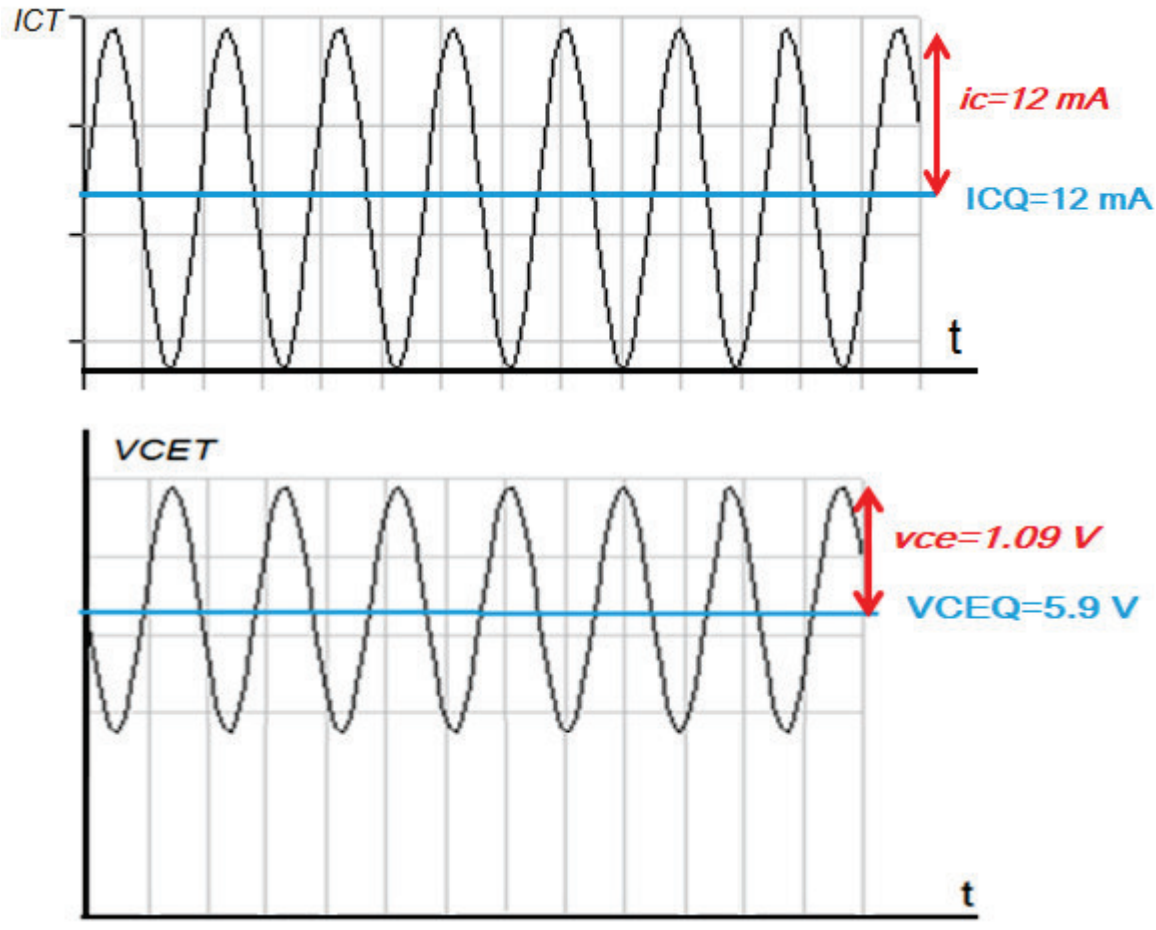
Pendiente de la Recta de CC: -1/RCC=-1/ RE=-1/(1 KΩ)
Pendiente de la Recta de ca: =-1/rca=-1/ (RE//RL)=-1/(0.09 KΩ)

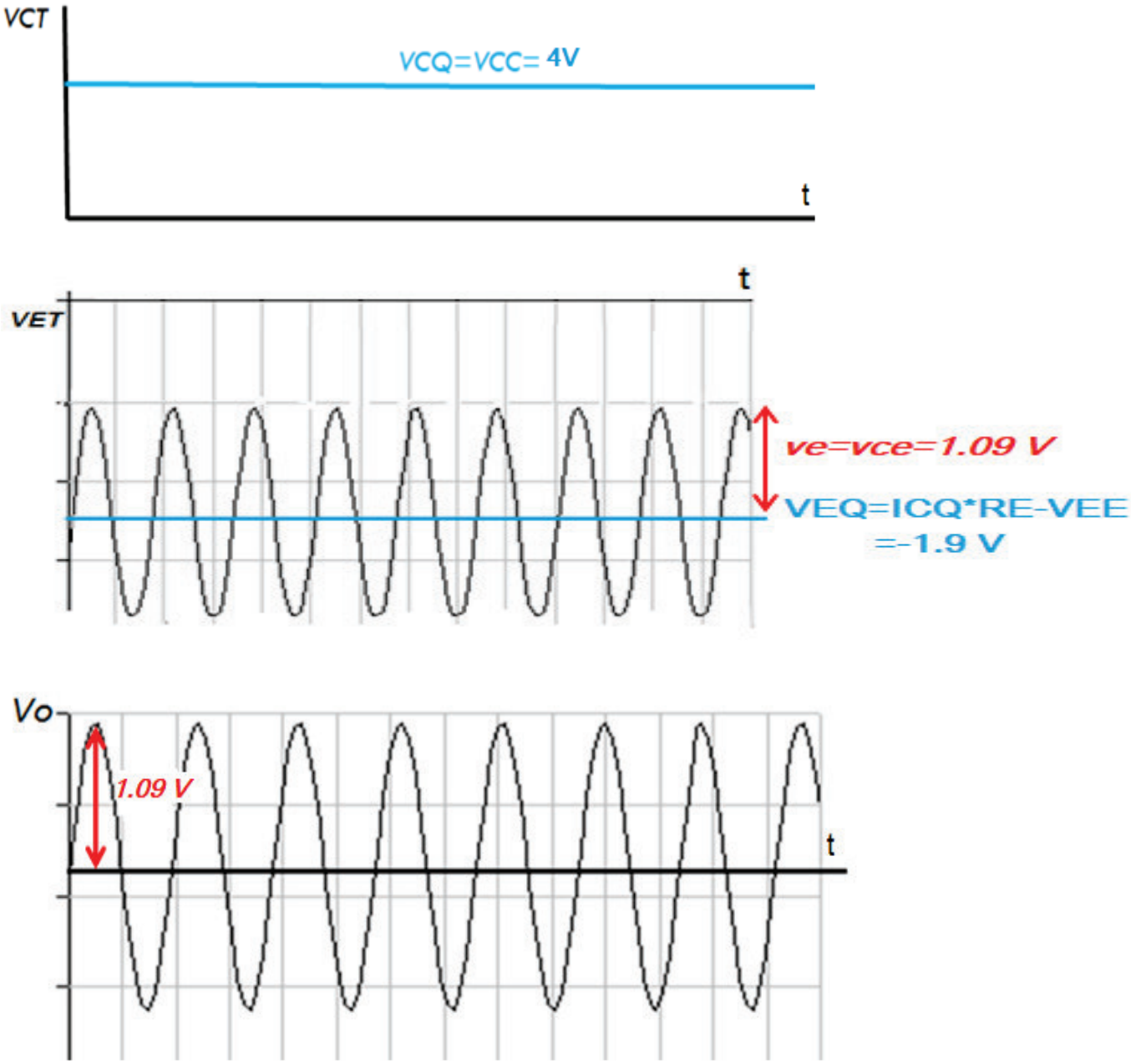
Puntos extremos de la Recta de Corriente Continua:
(VCC+VEE)/(RE)= 17.9 mA
VCC+VEE=17.9 V

Puntos extremos de la recta de corriente alterna:
ICQ+(VCEQ/rca) =76.9 mA
VCEQ+ICQ*rca=6.9 V


IC
76.9 mA
vce/rca=64.9 mA
VCC+VEE/RCC=
17.9 MA
Q
ICQ=12 mA
6.99V
VCE
VCC+VEE=17.9 V
VCEQ
=5.9V
ICQ*rca
=1.09 V

c)


ICT
ic=12 mA
ICQ=12 mA
t
VCET
vce=1.09 V
VCEQ=5.9 V
t



d) Siendo:

$$hie = \frac{25\,mV * hFE}{ICQ} = \frac{25\,mV * 250}{12\,mA} = 208.33\Omega$$

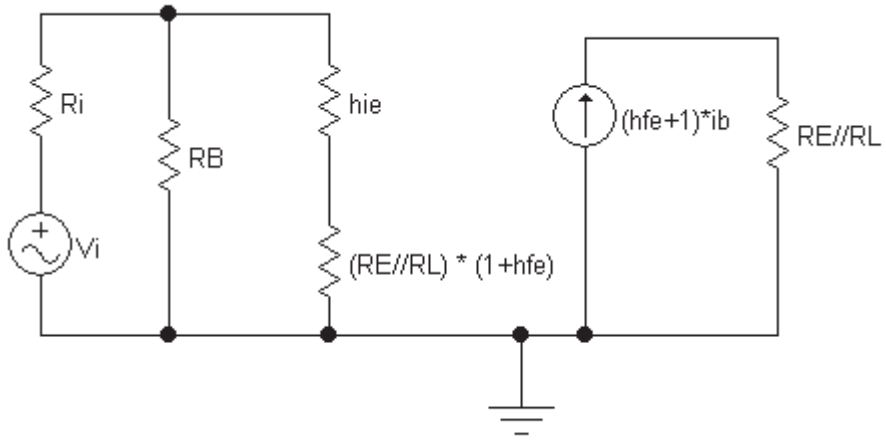
$$Ai = \frac{il}{ii} = \frac{il}{ie} * \frac{ie}{ib} * \frac{ib}{ii}$$

$$Ai = \frac{il}{ii} = \frac{RE}{(RE + Rl)} * (1 + hfe) * \frac{RB}{\{[hie + (1 + hfe)(RE \parallel RL)] + RB\}} =$$

$$\boldsymbol{Ai} = 0.9 * 251 * 0.3 = \mathbf{68.4}$$

$$\boldsymbol{\hat{ii}} = \frac{\hat{iL}}{Ai} = \frac{(\frac{\hat{Vo}}{RL})}{Ai} = \frac{\frac{1.09V}{0.1\,K\Omega}}{68.4} = \mathbf{159.35\ \mu A}$$

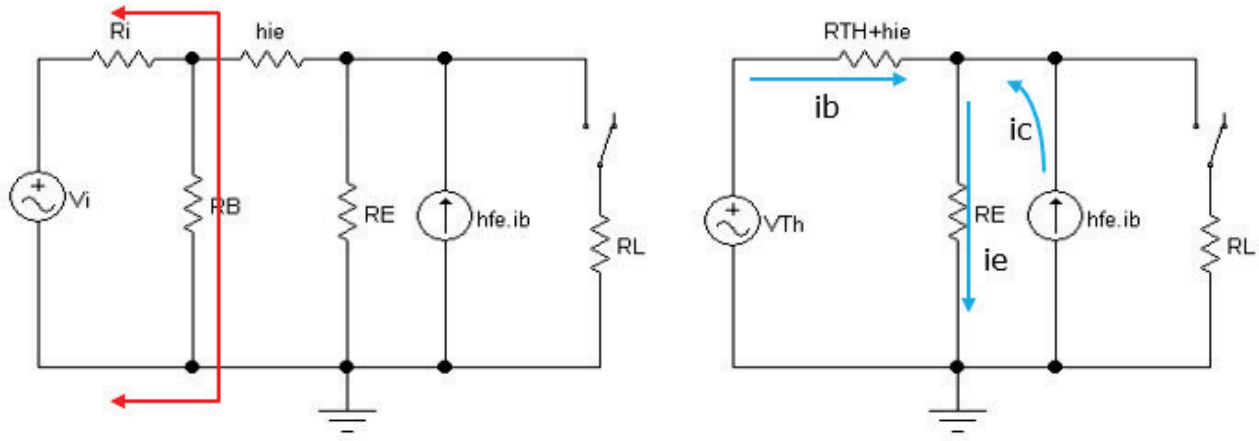
Para calcular la impedancia de entrada, se hace la reflexión de impedancia desde el emisor hacia la base:



$$\boldsymbol{Ze} = RB \parallel [hie + (1 + hfe) * (RE \parallel RL)] = \mathbf{6.97\ K\Omega}$$

Cálculo de la impedancia de salida Zo:

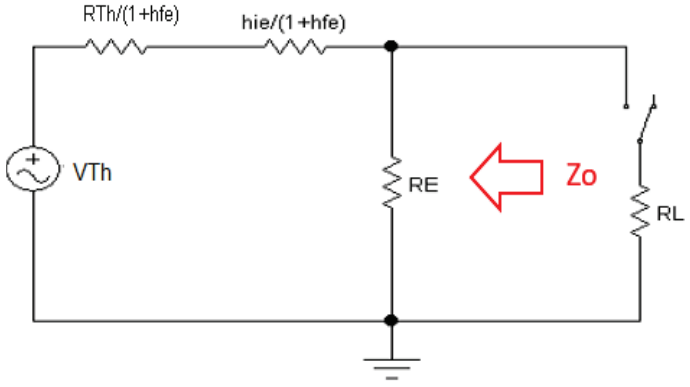
Aplicando el teorema de Thevenin, resulta:



Siendo VTh y RTh:

$$\boldsymbol{VTh} = \frac{\boldsymbol{RB} * \boldsymbol{Vi}}{(\boldsymbol{Ri} + \boldsymbol{RB})} \quad \boldsymbol{y} \quad \boldsymbol{RTh} = \left(\frac{\boldsymbol{Ri} * \boldsymbol{RB}}{\boldsymbol{Ri} + \boldsymbol{RB}}\right)$$

Aplicando la Ley de las mallas de Kirchhoff, resulta:



$$VTh = ib.(RTh + hie) + ie * RE$$
$$= \frac{(RTh + hie)}{(1 + hfe)} * ie + ie * RE$$

$$\boldsymbol{Zo} = RE \parallel \left[\frac{RTh}{(1 + hfe)} + \frac{hie}{(1 + hfe)}\right] = RE \parallel \left[\frac{RTh}{(1 + hfe)} + hib\right] = \boldsymbol{1.027\Omega}$$

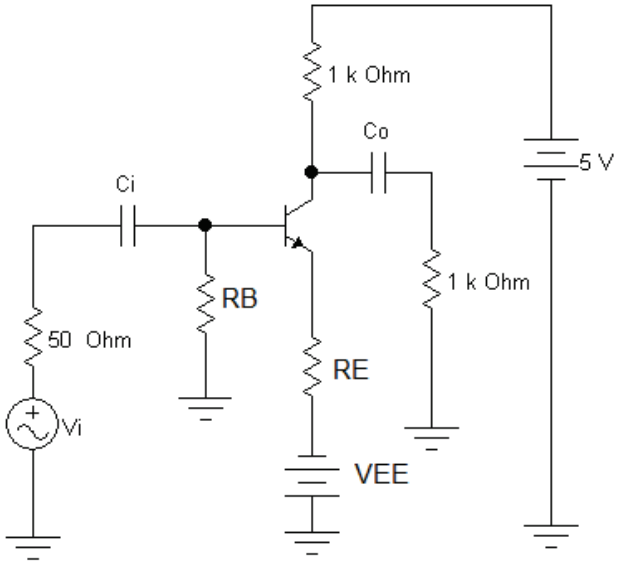
Problema 10

Dado el siguiente circuito:

a) Determinar el punto de reposo, considerando que la potencia de disipación del transistor PT< 7mW y la máxima excusión simétrica en la carga es de 1V de pico.

b) Dibujar las formas de onda especificando valores, de:

- **Corriente de colector**
- **Tensión colector emisor.**
- **Tensión de emisor.**
- **Tensión de colector.**
- **Tensión de salida.**

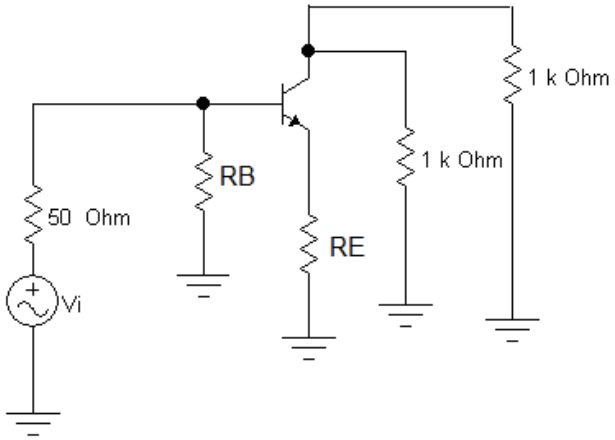


Solución

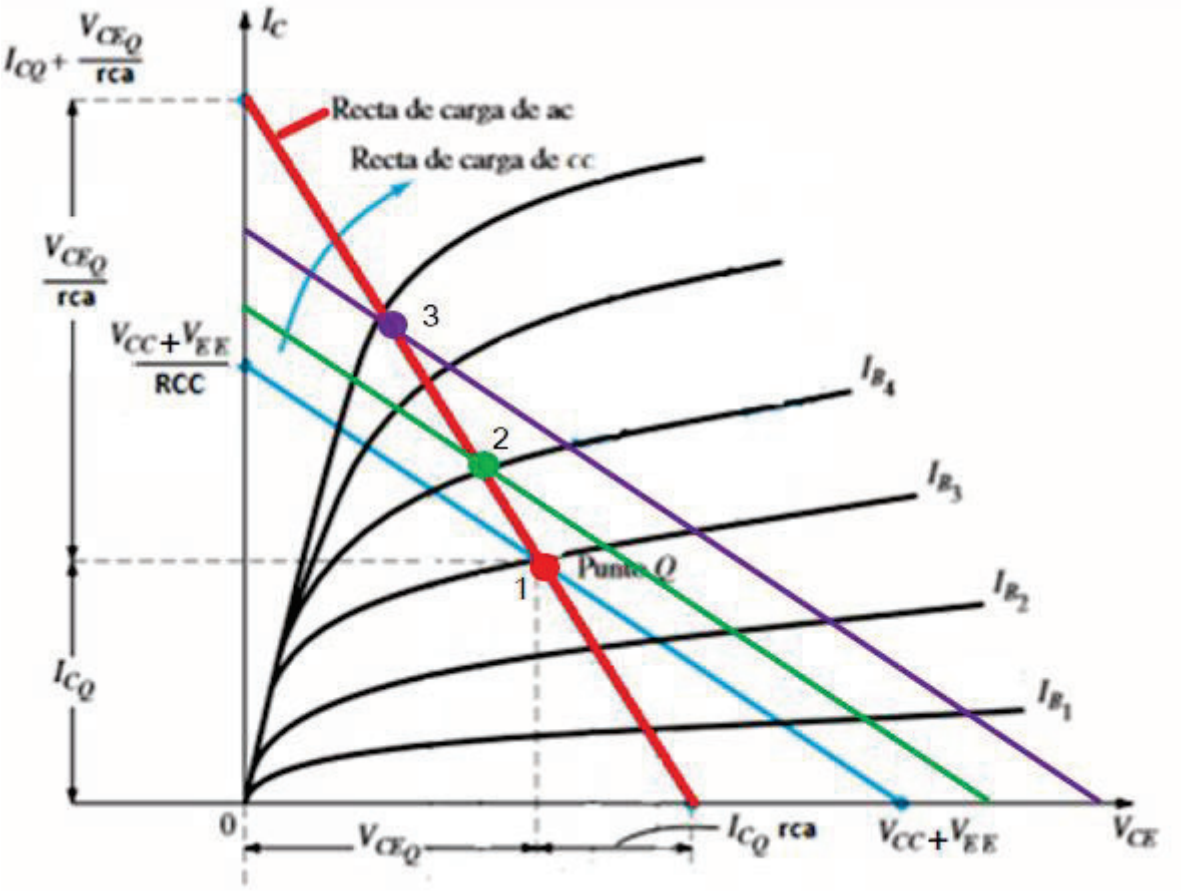
a) Con el dato de la PT< 7 mW y VRL_p= 1V, se procede a determinar el punto de reposo.

El circuito equivalente en señal es el siguiente, siendo:

$$\widehat{Vs} = \widehat{ic} * (RC \parallel RL) = 1V \Rightarrow \widehat{ic} = \frac{1V}{0{,}5K\Omega} = 2mA$$



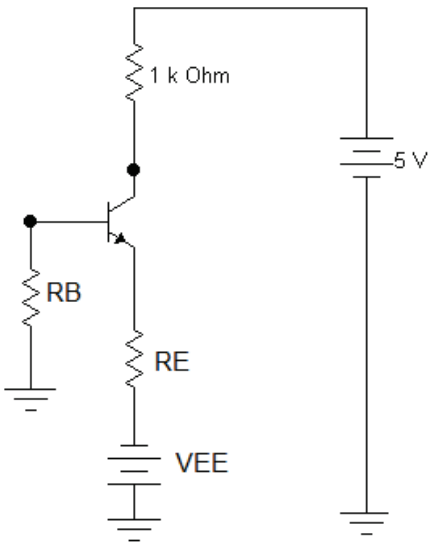
Se procede a analizar las posibles ubicaciones del punto Q en las rectas de carga de corriente alterna y continua, tal como se muestra en la siguiente gráfica:



Se realiza la siguiente adopción: RE= 0,1* RC=100Ω, y se plantea las ecuaciones de malla en corriente contínua:

Considerando la *ubicación 1*, por debajo del punto medio, se debe cumplir:

$$\hat{ic} = 2mA = ICQ$$



$$VEE = ICQ.\left(\frac{RB}{\beta cc} + RE\right) + 0{,}7V = 1{,}1V$$

Siendo RCC= RC+RE

$$VCEQ = VCC + VEE - ICQ.RCC = 3{,}9V$$

$$PT = ICQ.VCEQ = 7{,}8mW > 7mW$$

Se descarta esta ubicación por no cumplir el requerimiento de potencia del transistor.

Ubicación 2, punto medio, donde se obtiene excursión simétrica máxima:

$$ICQ_{ESM} = \frac{VCC + VEE}{rca + RCC} = \frac{VCC + ICQ_{ESM} * \left(\frac{RB}{\beta} + RE\right) + 0{,}7V}{rca + RCC}$$

$$ICQ = \frac{VCC + 0{,}7V}{(RC \parallel RL) + RE + RC - (\frac{RB}{\beta})} = 3{,}8\,mA > 2mA = \hat{ic}$$

Esta ubicación también se descarta pues la excusión resulta mayor que el dato dado de la salida.

Ubicación 3, por encima del punto medio:

$$\hat{ic} = 2mA = \frac{VCEQ}{rca} \Rightarrow VCEQ = 2mA.[(RC \parallel RL) + RE]$$

$$VCEQ = 1{,}2V$$

$$VCEQ = VCC + VEE - ICQ.RCC$$

$$VCEQ = VCC + ICQ.\left(\frac{RB}{\beta cc} + RE\right) + 0{,}7V - ICQRCC = 1{,}2V$$

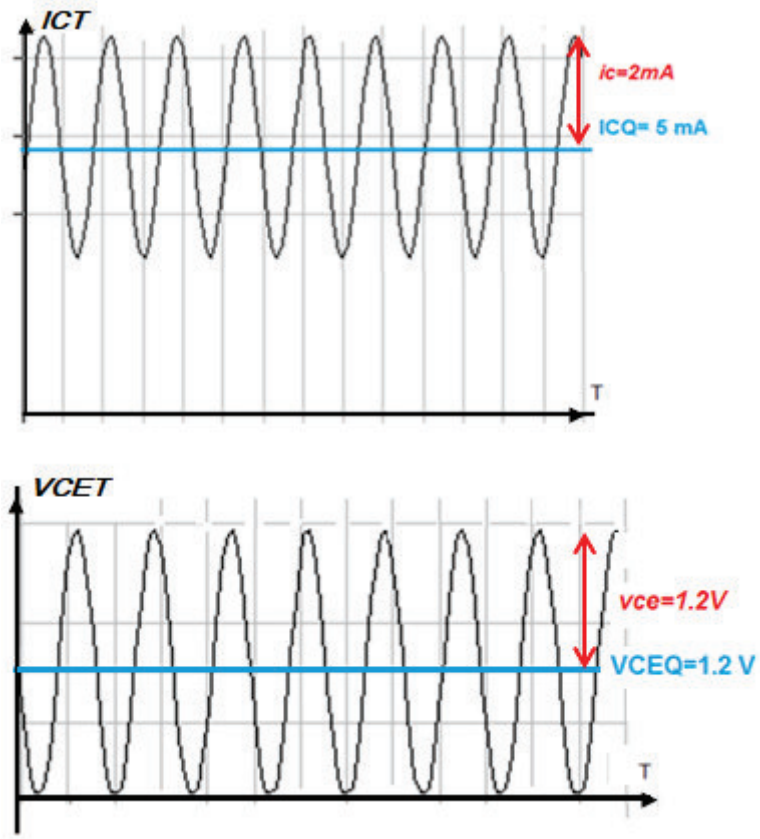
$$\Longrightarrow ICQ = \frac{VCC + 0{,}7V - VCEQ}{\left[RC - \left(\frac{RB}{\beta}\right)\right]} = 5\,mA$$

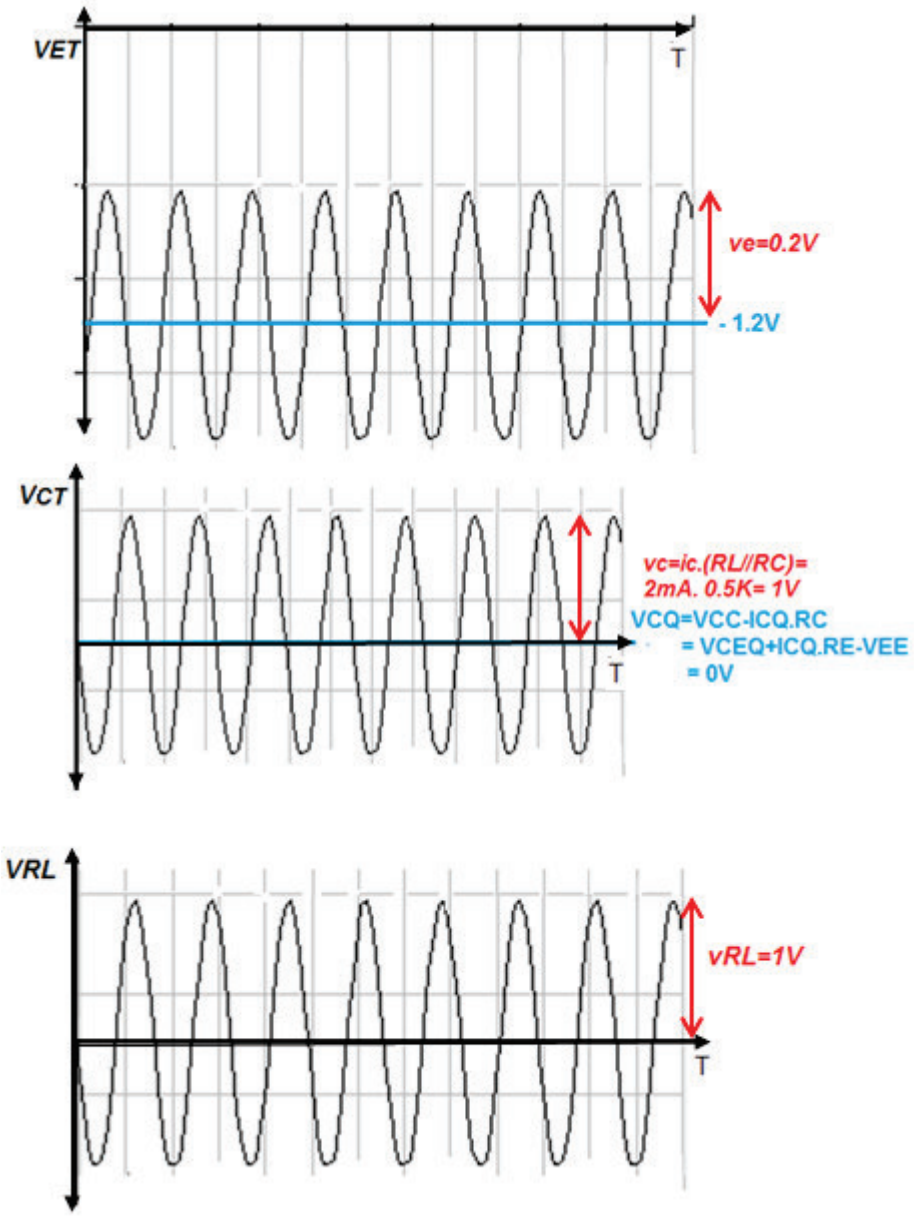
$$PT = ICQ.VCEQ = 6mW < 7mW$$

$$VEE = ICQ.\left(\frac{RB}{\beta} + RE\right) + 0{,}7V = 1{,}7V$$

Esta ubicación es la correcta porque satisface los requerimientos.

b)





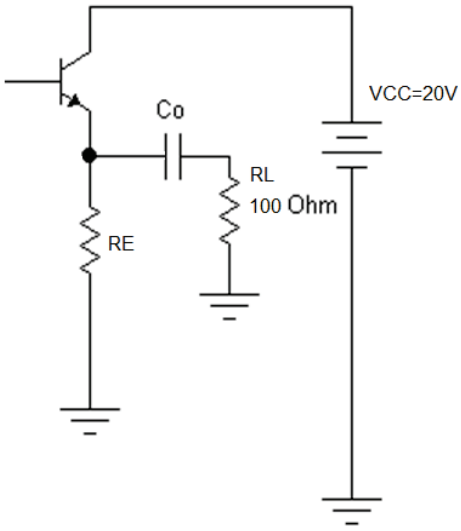
Problema 11

a) **Proponer una etapa amplificadora que permita sólo amplificar corriente.**
b) **Diseñarla en forma completa de modo que proporcione una alta ganancia de corriente e impedancia de entrada. Utilizar la regla del 10% para todas las adopciones.**
c) **Dibujar las rectas de carga de corriente continua y alterna.**
d) **Calcular Ai, Ze e Zs.**

Datos:
Se dispone de una única fuente de CC de 20V.
RL = 100Ω y no admite componentes de CC.
Transistor NPN con β = 100

Solución:

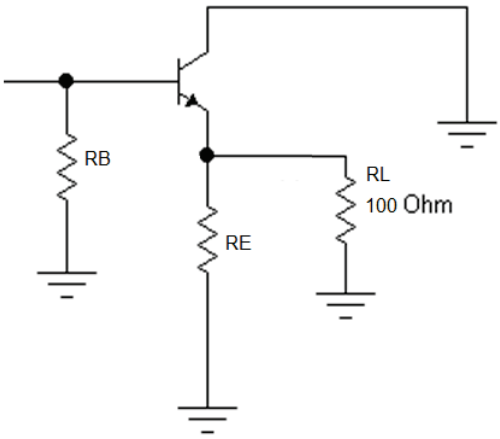
a) Se propone la configuración de colector común, cuya malla de salida es la indicada:

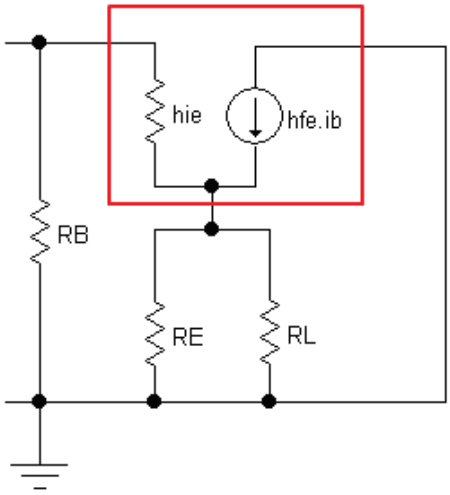


Esta configuración sólo proporciona ganancia de corriente.

b)

Para el diseño se analiza la malla de salida en ca, con su correspondiente equivalente híbrido:





El diseño se realiza teniendo en cuenta las especificaciones pedidas: elevada ganancia de corriente e impedancia de entrada.

Calculo de Ai:

$$Ai = \frac{il}{ii} = \frac{il}{ie} * \frac{ie}{ib} * \frac{ib}{ii}$$

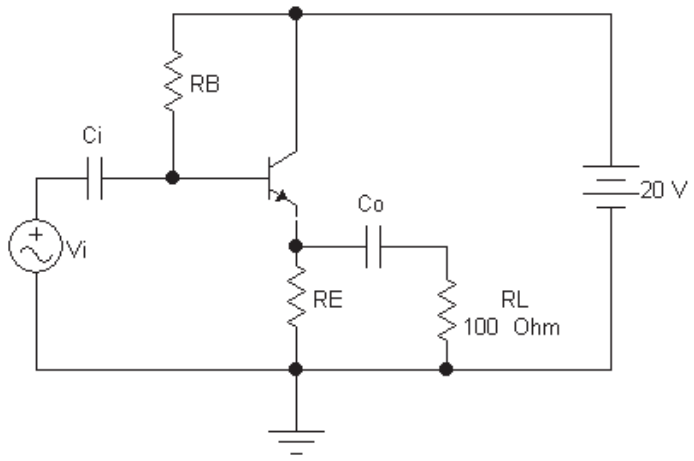
$$Ai = \frac{il}{ii} = \frac{RE}{(RE + Rl)} * (1 + hfe) * \frac{RB}{\{[hie + (1 + hfe)(RE \parallel RL)] + RB\}}$$

El diseño procura que los factores de atenuación sean lo más próximo a 1:

$\rightarrow \ RE > RL \ y \ RB > [hie + (1 + hfe) * (RE \parallel RL)]$
Se usará la regla del 10%, tal como lo indica el enunciado. De esto se realiza las siguientes adopciones:

RE= 10*RL= 1KΩ y RB=10* $[hie + (1 + hfe) * (RE \parallel RL)]$

Se elige el circuito de polarización con realimentación por emisor, pues otorga el mayor valor de RB.



$$RB = \frac{(VCC - 0{,}7 - ICQ * RE) * \beta}{ICQ} = 10 * [hie + (1 + hfe) * (RE \parallel RL)]$$

Siendo hie= 25mV* βcc/ICQ se reemplaza en la ecuación de RB y se despeja el valor de ICQ, resultando ICQ = 9,93mA. Luego se calcula RB= 94,347KΩ.

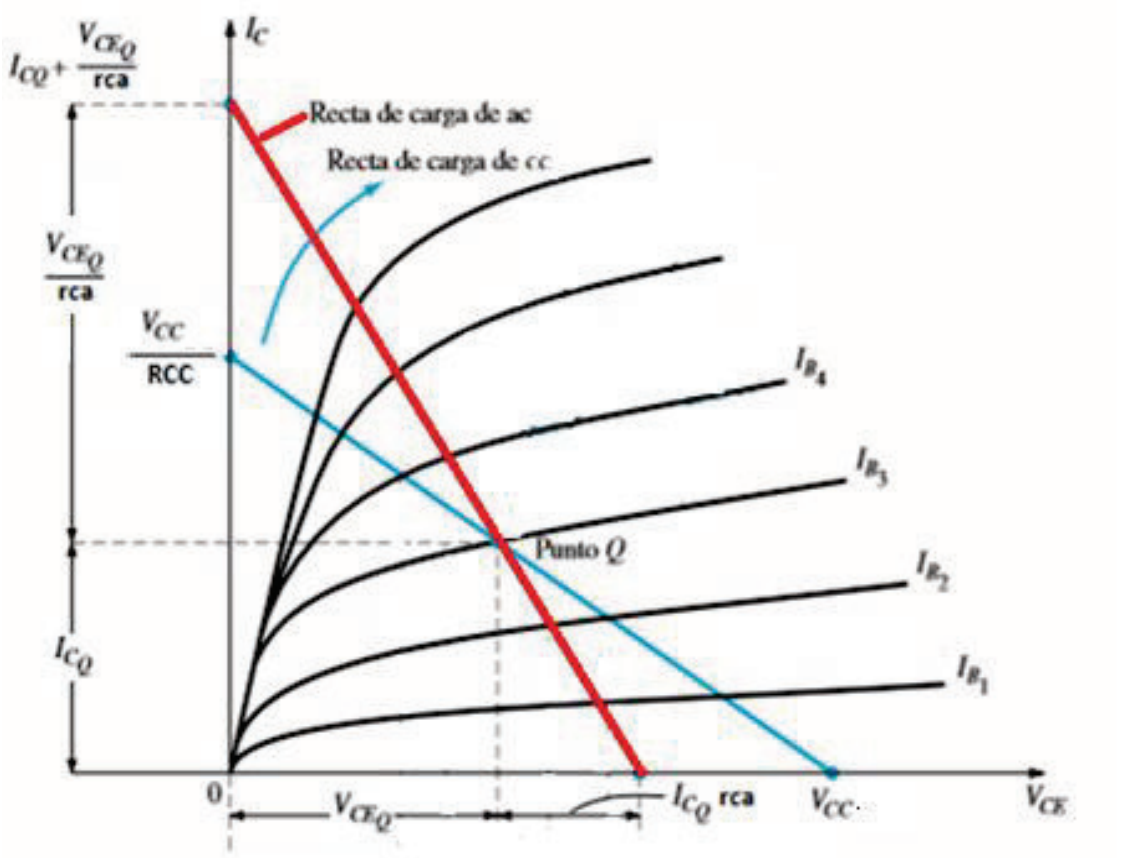
c) Se grafican las Rectas de cargas de corriente continua y alterna, siendo:

ICQ= 9,93 mA
VCEQ= VCC- ICQ. RE= 10V

Pendiente de la Recta de CC: -1/RCC=-1/ RE
Pendiente de la Recta de ca: =-1/rca=-1/ **(**RE//RL)

Puntos extremos de la Recta de Corriente Continua:
VCC/RE= 20mA
VCC=20V

Puntos extremos de la recta de corriente alterna:
ICQ+(VCEQ/rca) = 119,93 mA
VCEQ+ICQ*rca= 10,9V

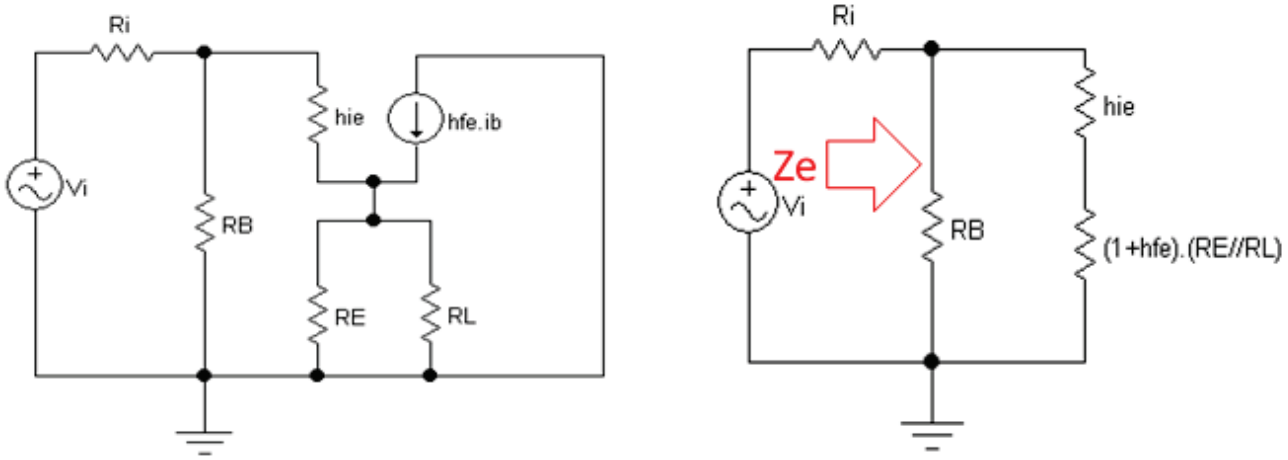


d)

$$Ai = \frac{il}{ii} = \frac{RE}{(RE + Rl)} * (1 + hfe) * \frac{RB}{\{[hie + (1 + hfe) * (RE \parallel RL)] + RB\}}$$

$$\boldsymbol{Ai} = 0.9 * (1 + hfe) * 0.9 = \mathbf{82.63}$$

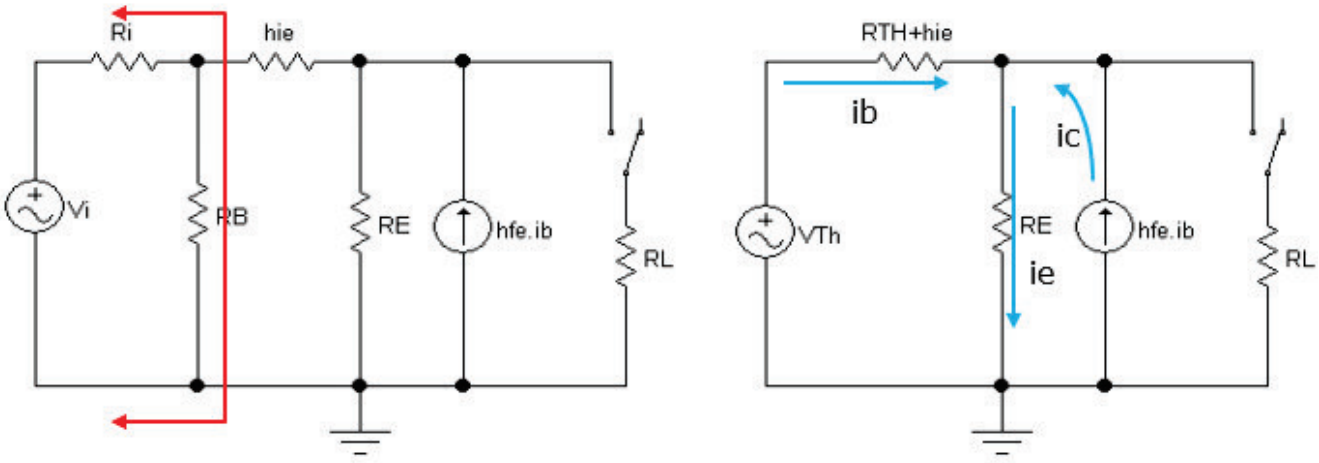
Haciendo reflexión de impedancia desde el emisor hacia la base, resulta:



$$\boldsymbol{Ze} = RB//[hie + (1 + hfe) * (RE//RL)] = \boldsymbol{8.57\Omega}$$

Cálculo de la impedancia de salida Zo:

Aplicando el teorema de Thevenin, resulta:

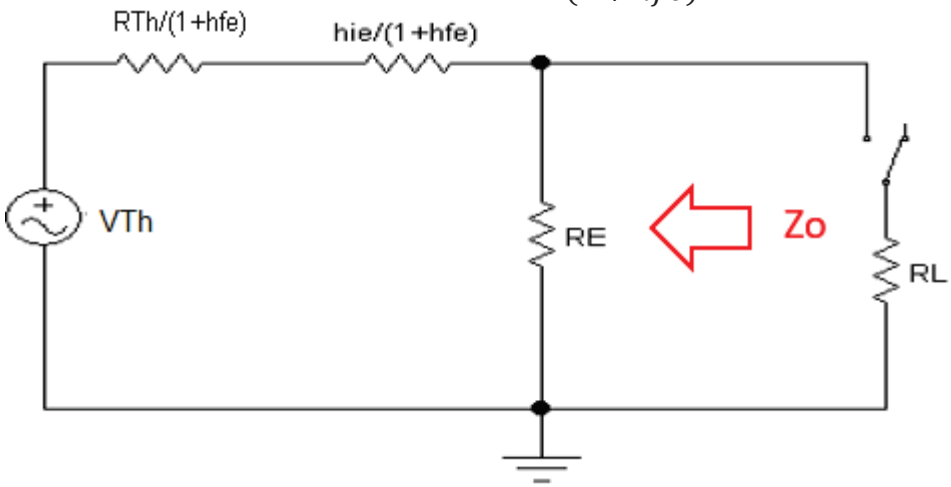


Siendo VTh y RTh:

$$\boldsymbol{VTh = \frac{RB * Vi}{(Ri + RB)}} \quad \boldsymbol{y} \quad \boldsymbol{RTh = \left(\frac{Ri * RB}{Ri + RB}\right)}$$

Aplicando la Ley de las mallas de Kirchhoff, resulta:

$$VTh = ib.(RTh + hie) + ie * RE = \frac{(RTh + hie)}{(1 + hfe)} * ie + ie * RE$$



$$\boldsymbol{Zo} = RE \parallel \left[\frac{RTh}{(1 + hfe)} + \frac{hie}{(1 + hfe)}\right] = RE \parallel \left[\frac{RTh}{(1 + hfe)} + hib\right] = \boldsymbol{2{,}48\Omega}$$

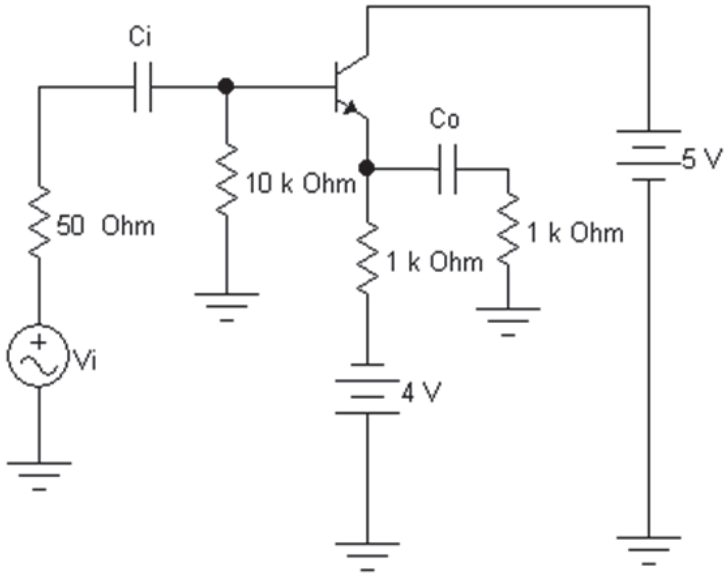
Problema 12

Dado el siguiente circuito dibujar las formas de onda especificando valores, de:

- **Corriente de colector**
- **Tensión colector emisor.**
- **Tensión de emisor.**

- **Tensión de colector.**
- **Tensión de salida**

Ci = Co → ∞
hFE = 100
hFE = 250



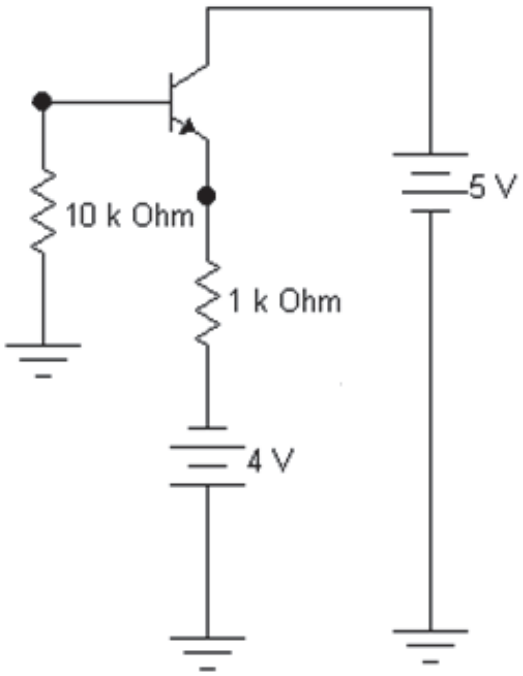
Solución

Análisis en CC

$VEE = 4V = ICQ * [(RB/HFE) + RE] + 0{,}7V \rightarrow ICQ = 3mA$

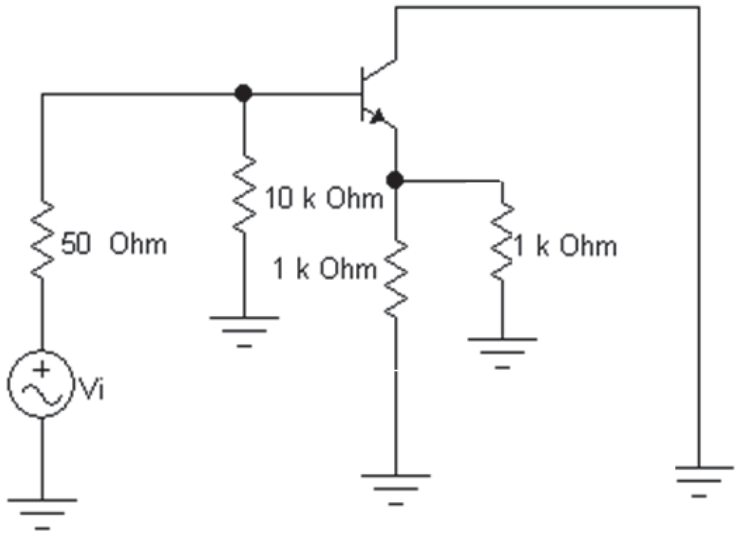
$VCEQ = VCC + VEE - ICQ * RE = 6V$

$RCC = RE = 1K$ Resistencia de la malla de salida en CC.



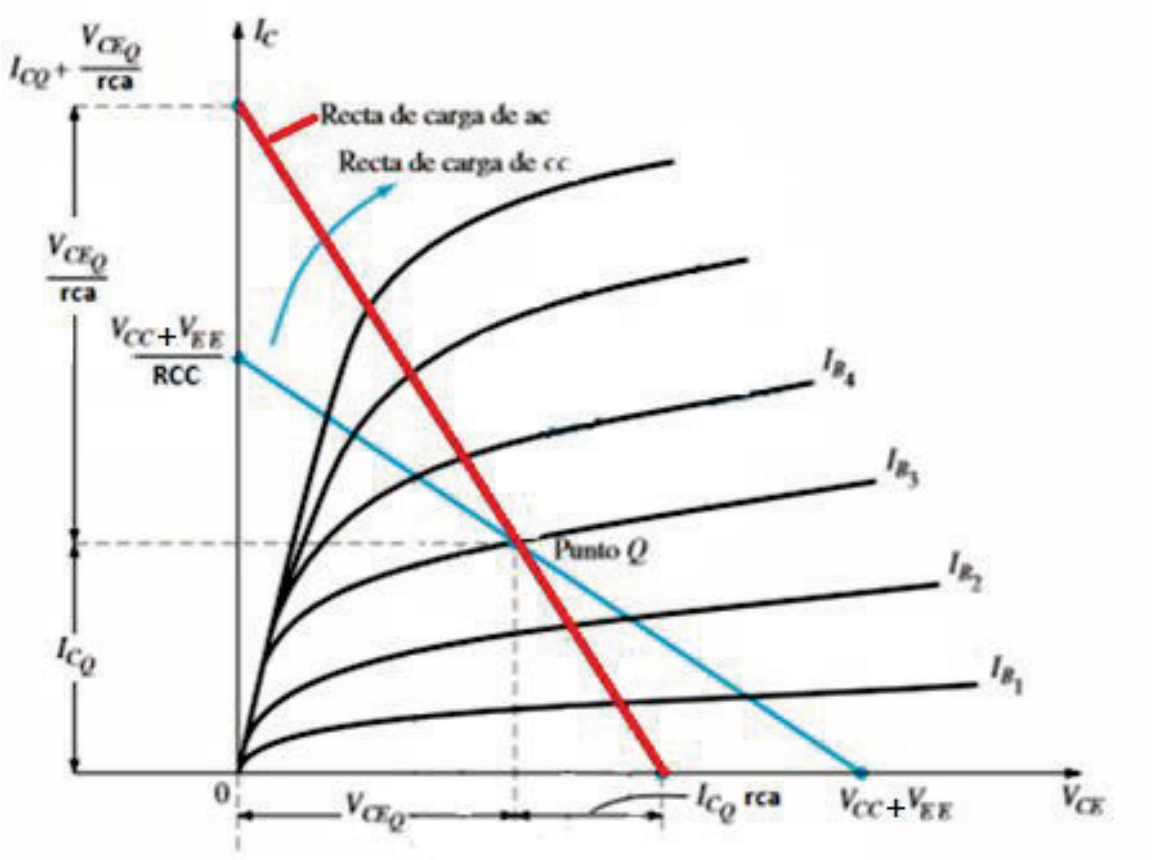
Análisis en ca

$rca = RE//RL = 0{,}5K\Omega$ Resistencia de la malla de salida en ca.

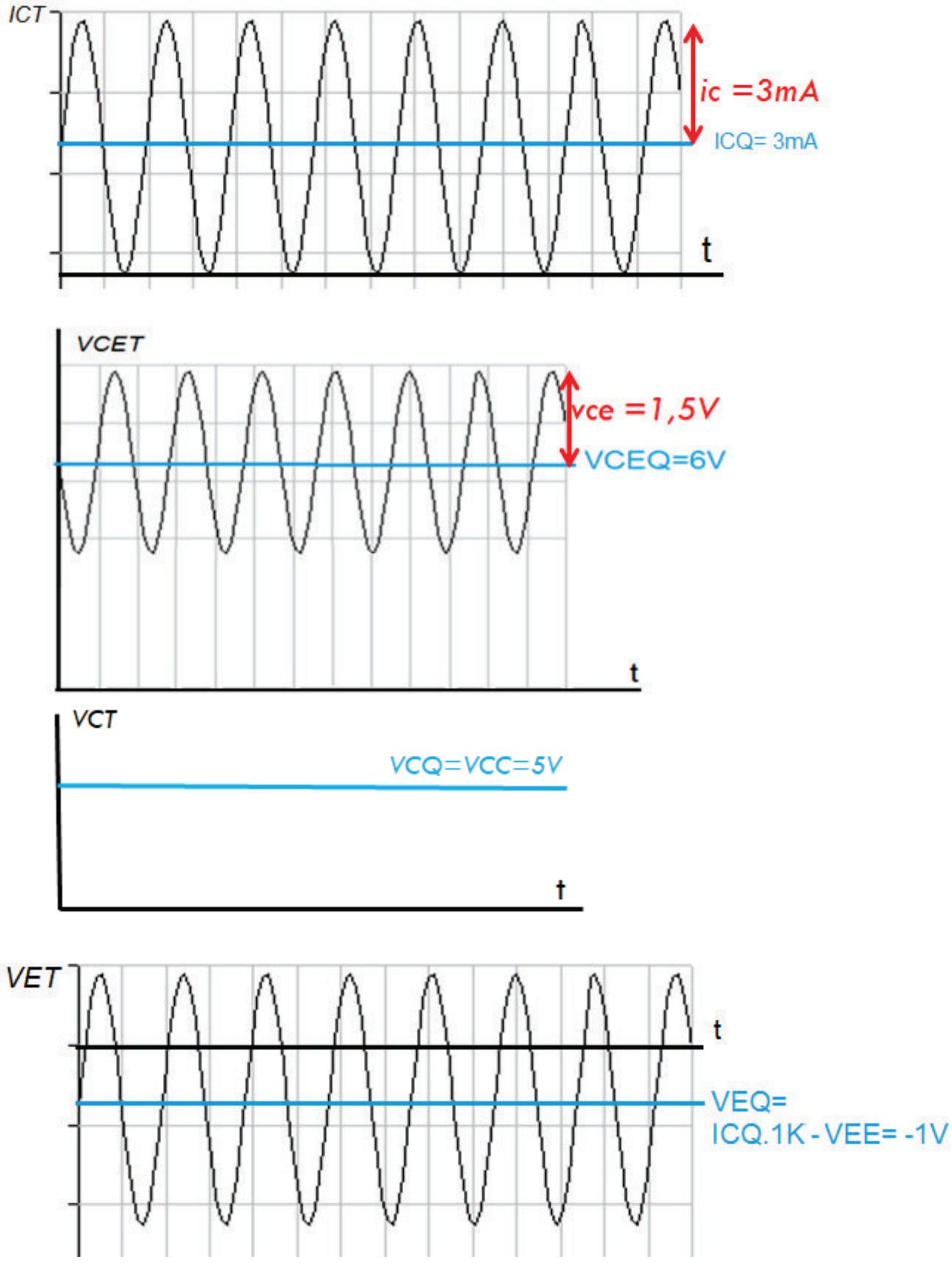


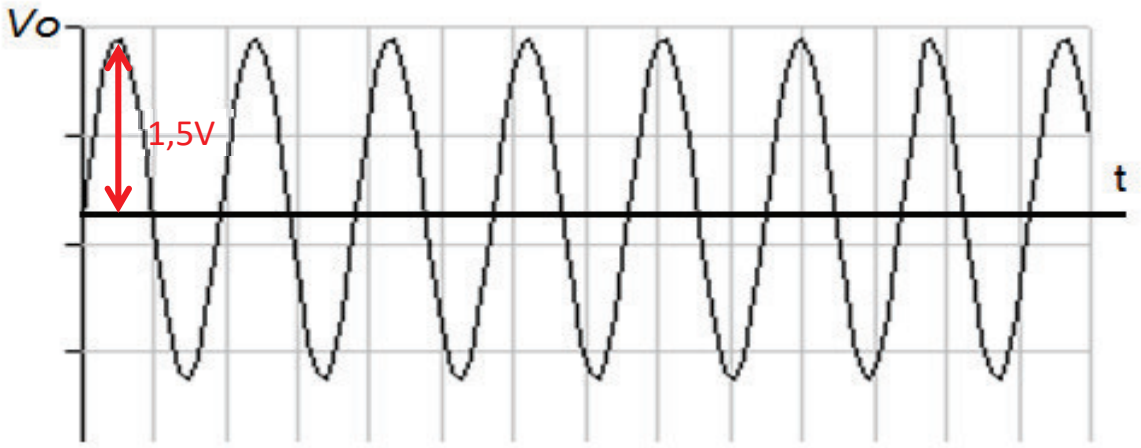
ICQ= 3 mA y VCEQ=6V
VCEQ/rca= 6V/0,5KΩ= 12mA > ICQ=3mA

ó también VCEQ=6V > ICQ*rca=1,5V → El punto Q, se ubica por debajo del punto medio.



Graficando las formas de onda:





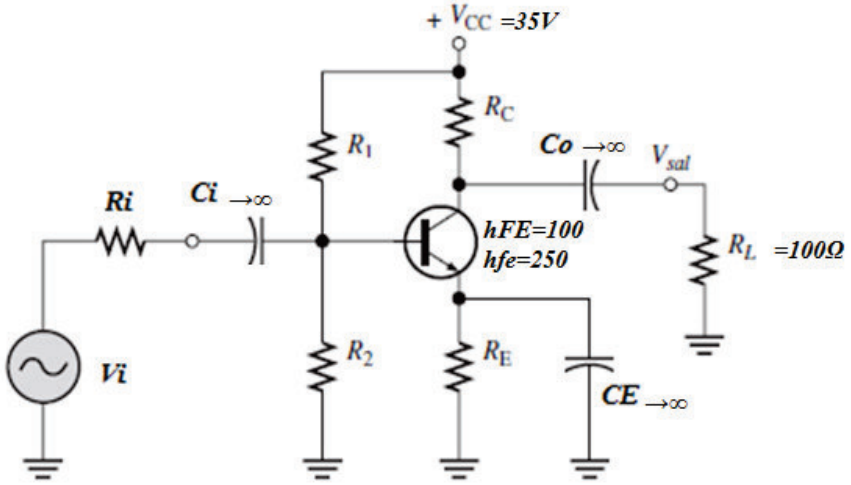
Problema 13

a) **Proponer una etapa amplificadora que otorgue Av con inversión de fase y Ai. Su polarización deberá ser suficientemente estable y para mejorar su rendimiento la disipación de potencia de alterna en el emisor debe ser nula.**
b) **Diseñarla en forma completa, de modo que proporcione una alta Ai. Utilizar la regla del 10% para todas las adopciones.**
c) **Dibujar las rectas de carga de corriente continua y alterna.**
d) **Calcular Ai, Av e Zs.**

Datos:
Se dispone de una única fuente de CC de 35V.
RL = 100Ω y no admite componentes de CC.
Transistor NPN con hFE = 100 y hFE = 250

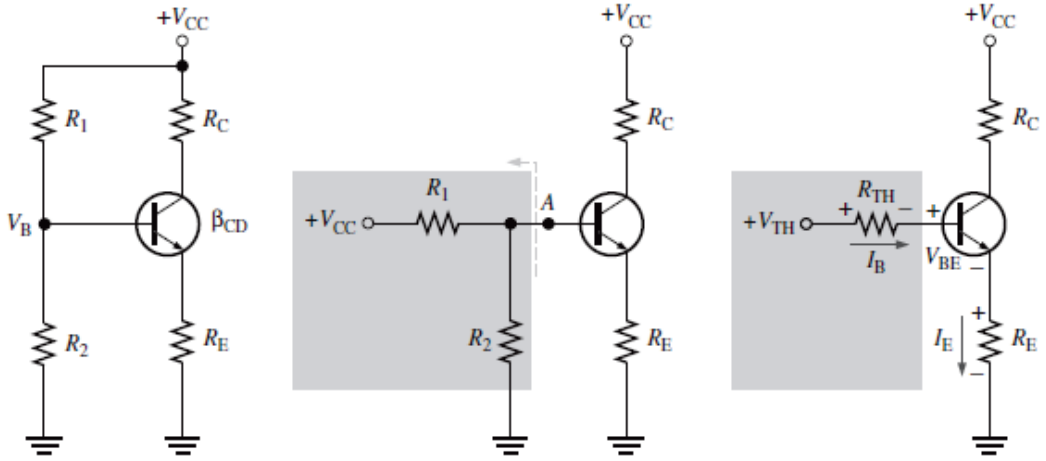
Solución

a) Se propone la conf. EC, con polarización universal porque es la que otorga mayor estabilidad del pto. Q, con RE desacolplada para ca para elevar su rendimiento.



b)

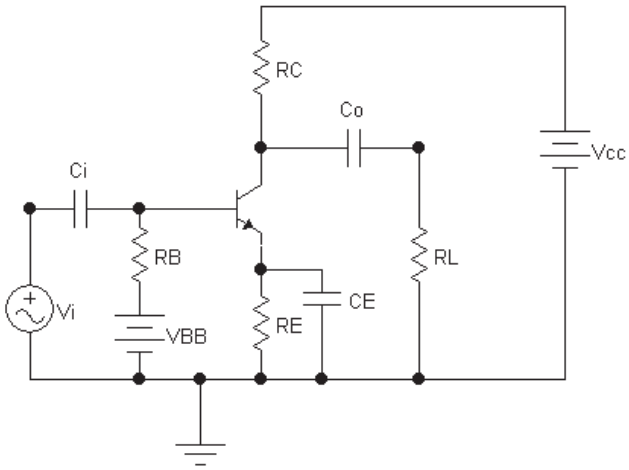
En corriente continua y reemplazando el divisor de tensión por su equivalente Thevenin:



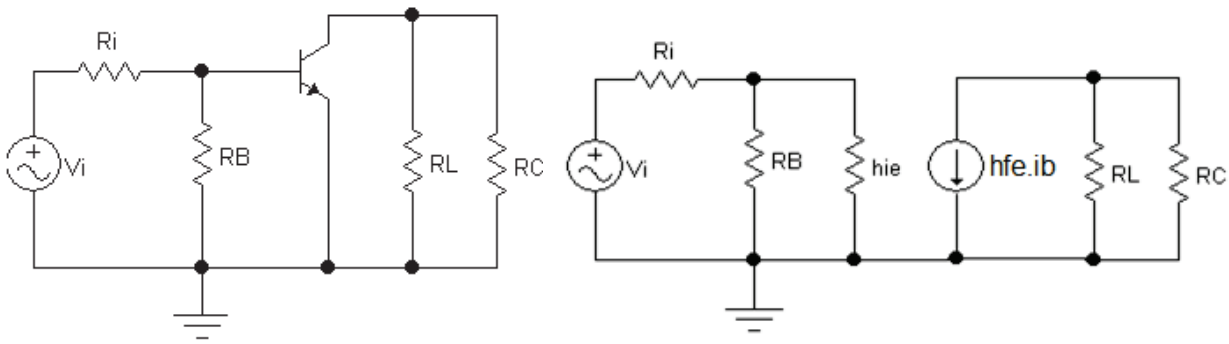
Siendo VTh y RTh:

$$VTh = VBB = VCC * \frac{R2}{(R1 + R2)} \quad y \quad RTh = RB = \frac{R1 * R2}{(R1 + R2)}$$

El circuito queda:



Se realizará el diseño de modo que otorgue una elevada Ai, para lo cual se inicia con el análisis de corriente alterna con el equivalente híbrido del transistor:



$$Ai = \frac{il}{ii} = \frac{il}{ib} * \frac{ib}{ii} = \frac{-Rc}{(Rc + Rl)} * hfe * \frac{Rb}{(Rb + hie)}$$

Factores de Atenuación

El diseño procura que los factores de atenuación sean lo más próximo a 1, luego: RC > RL y RB> hie

Se usará la regla del 10% en las adopciones:
RC= 10*RL= 1KΩ y RB=10*hie
Se adopta RE=0,1* RC =100Ω
Para garantizar la estabilidad de la polarización, el valor de RB, será:
RB= β*RE/10 = 100*100Ω/10= 1KΩ

De la adopción de hie= RB/10=100Ω, y siendo hie= 25mV. β/ICQ → ICQ= 25mA

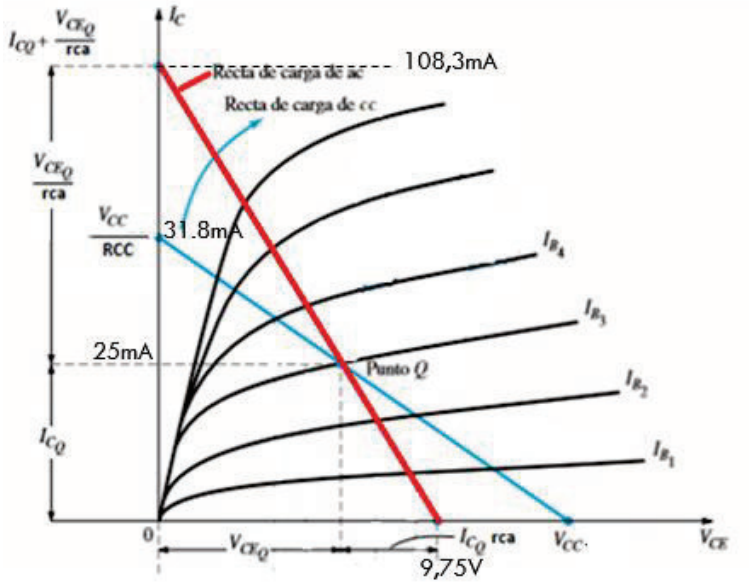
VBB= ICQ*[(RB/ β)+RE]+0,7V=3,45V
R1=RB.VCC/VBB= 10,14KΩ y R2= RB/[1-(VBB/VCC)]≈ 1,11K Ω

c)

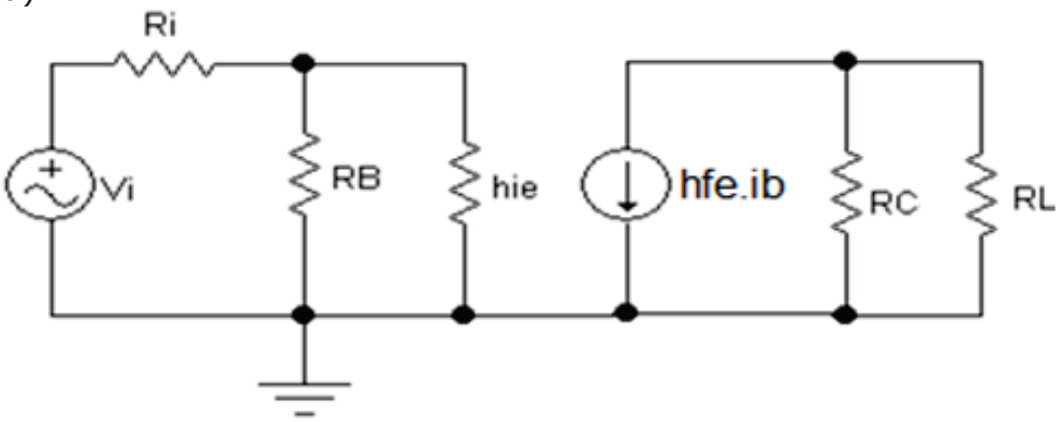
Se grafican las Rectas de cargas de corriente continua y alterna, siendo:

$$ICQ = 25mA$$
$$VCEQ = VCC - ICQ * RCC = VCC - ICQ.(RC + RL) = 35V - 25mA * (1K\Omega + 0.1K\Omega) = 7.5V$$

Pendiente de la Recta de CC: -1/RCC=-1/ (RE+RC)=-1/(1.1KΩ)
Pendiente de la Recta de ca: =-1/rca=-1/ (RC//RL)=-1/(0.09KΩ)
Puntos extremos de la Recta de Corriente Continua:
VCC/(RE+RC)= 31.8 mA
VCC=35V
Puntos extremos de la recta de corriente alterna:
ICQ+(VCEQ/rca) =25mA+[7,5V/(RC//RL)]=25mA+83.3mA=108.3 mA
VCEQ+ICQ*rca= 7.5V+2.25V=9.75V



d)



$$Ai = \frac{il}{ii} = \frac{il}{ib} * \frac{ib}{ii} = \frac{-Rc}{(Rc + Rl)} * hfe * \frac{Rb}{(Rb + hie)}$$
$$Ai = -0.9 * hfe * 0.9 = -202.5$$
$$AV = \frac{Vs}{Vi} = \frac{Vs}{Vb} = \frac{-ib * hfe * (Rc \parallel RL)}{ib * hie}$$
$$AV = -hfe * 0.9 = -225$$
$$Zs = RC = 1K\Omega$$

Problema 14

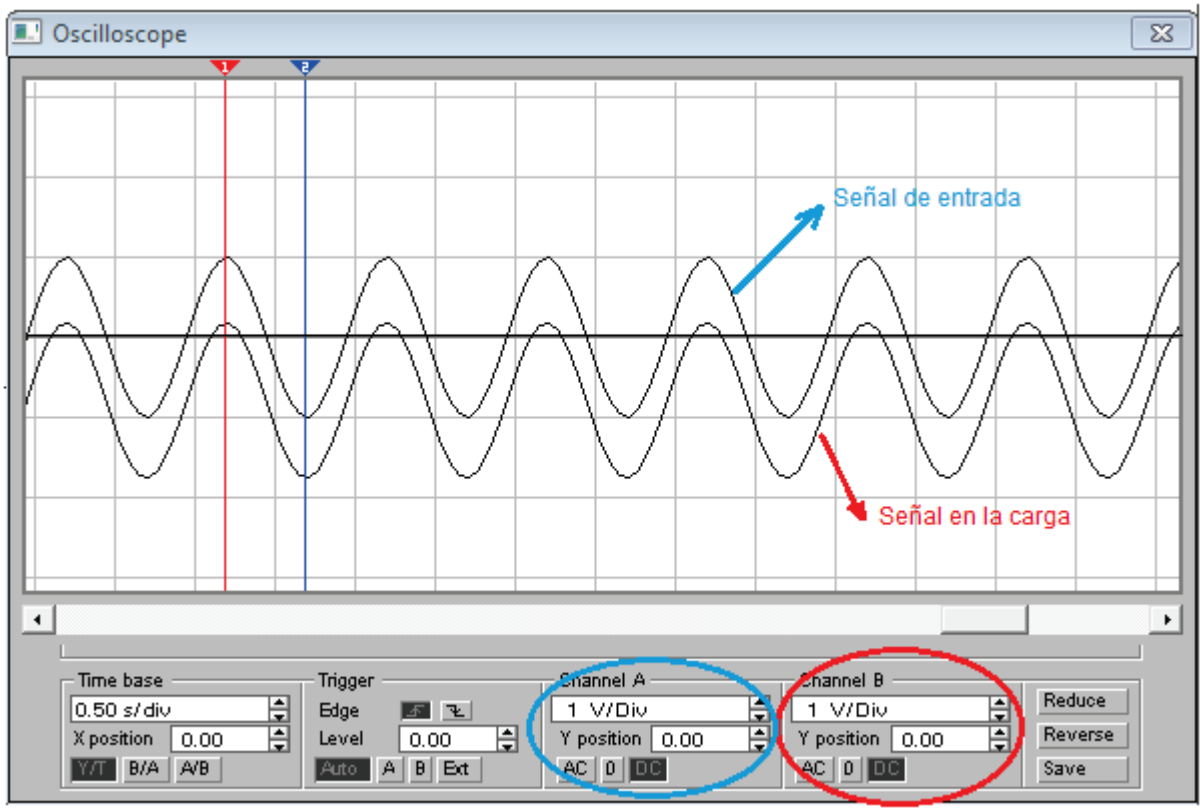
En una etapa amplificadora con la carga acoplada en CA, se observa en el osciloscopio las siguientes formas de onda de tensión de entrada y salida en los bornes de la carga. Determinar:

a) Si el circuito está funcionando correctamente. Si su respuesta es negativa, indicar la falla justificando la respuesta.
b) El punto de reposo y la máxima excursión de la tensión de salida.
c) En el modo de funcionamiento que se observa en el osciloscopio, dibujar las rectas de carga de corriente CC y CA, con sus valores extremos.
d) Dibujar las siguientes formas de onda, especificando valores, de:
- **Tensión de emisor.**
- **Tensión de colector.**
- **Tensión colector emisor.**
- **Corriente de colector**
- **Tensión de salida.**

e) Calcular las potencias puestas en juego en CC y ca, de toda la malla de salida.
f) Calcular el máximo valor de tensión y corriente de la señal de entrada que no produce recorte a la salida, siendo la resistencia interna de la señal de entrada de 1KΩ.

Datos:
Polarización suficientemente estable con dos fuentes, siendo V_{CC}= 5 V,

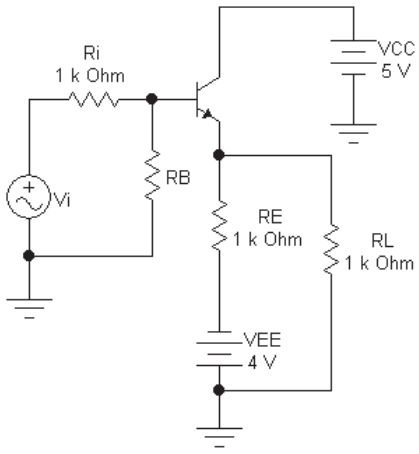
V_{EE} = 4V, RE= RL= 1KΩ.
Transistor NPN con hFE= 100



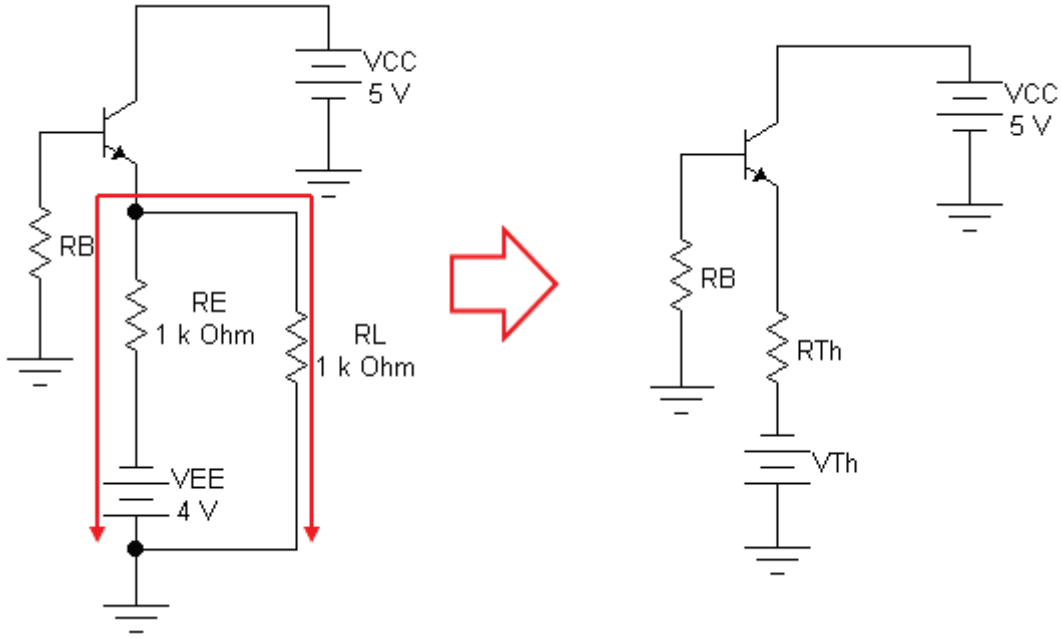
Solución

a) El circuito no se halla funcionando de manera correcta, porque en el oscilograma se observa que la señal de salida posee una componente de corriente continua, y sin embargo fue diseñado con la carga acoplada en corriente alterna. Esto indica que el condensador de salida está en cortocircuito.

b) En el osciloscopio se observa que la señal de entrada y salida están en fase y en la misma escala (1V/Div); aparentando que no hay amplificación de tensión a la salida. De acuerdo a esto se concluye que la configuración es la de Colector Común.
Teniendo en cuenta que se dispone de dos fuentes de alimentación y se requiere que el circuito de polarización sea suficientemente estable, se propone el siguiente circuito:



Analizando el circuito en corriente continua y aplicando el teorema de Thevenin:



Siendo VTh y RTh:

$$VTh = VEE * \frac{RL}{(RL + RE)} = 4V * \frac{1K\Omega}{(1K\Omega + 1K\Omega} = 2V \quad y \quad RTh = \frac{RL * RE}{(RL + RE)} = 0.5K\Omega$$

Considerando que se requiere un circuito de polarización suficientemente estable, entonces el valor de RB será:

$$RB = \frac{\beta CC * RE}{10} = \frac{100 * 1K\Omega}{10} = 10K\Omega$$

Planteando la ecuación de malla, resulta:

$$VTh = 2V = ICQ * \left(\frac{RB}{\beta} + RTh\right) + VBE = ICQ * \left(\frac{10K\Omega}{100} + 0.5K\Omega\right) + 0.7V \Rightarrow ICQ = 2.166mA$$

$$VCEQ = VCC + VTh - ICQ * RTh = 5.916V$$

Siendo:

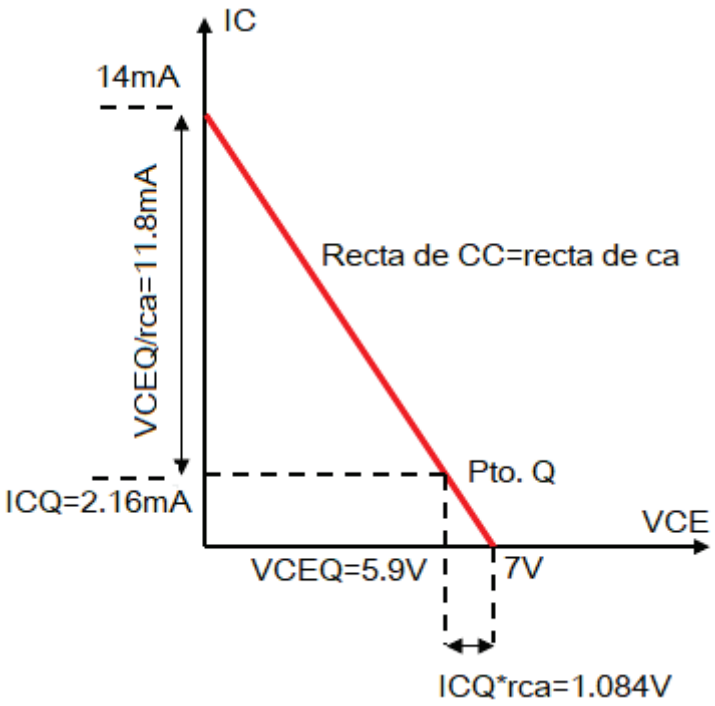
$$ICQ * rca = ICQ * RTh = 1.083V < VCEQ \Rightarrow Vs = \widehat{ICQ} * rca = 1.083V$$

El punto Q, se ubica por debajo del punto medio.

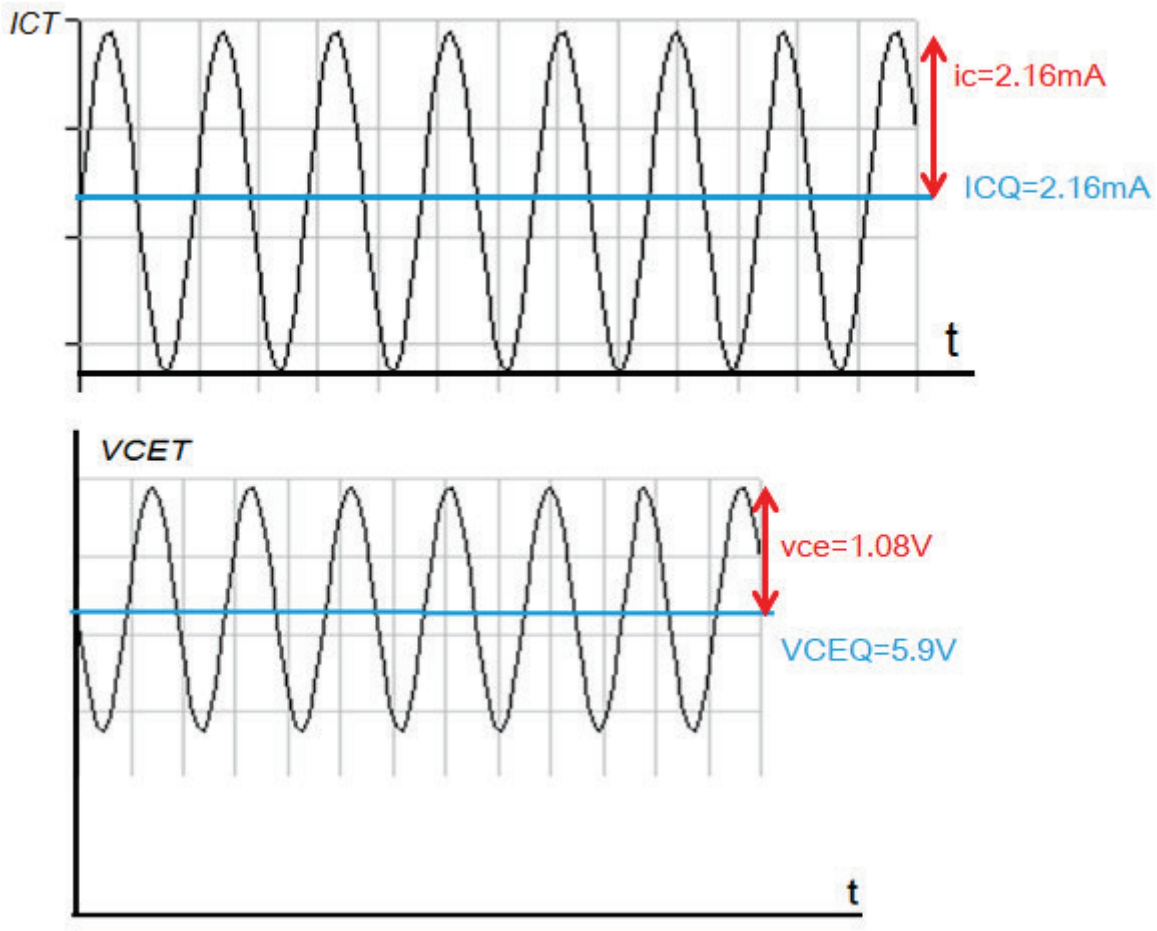
c)

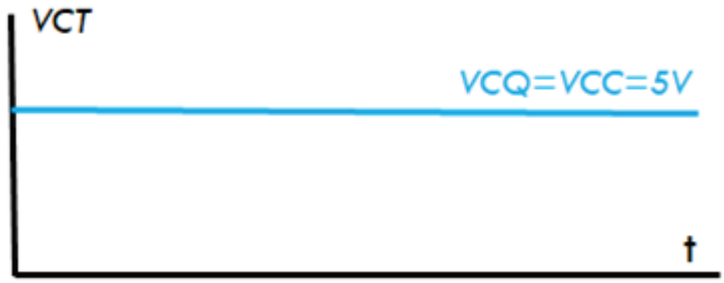
Con los valores calculados, se dibuja la Recta de CC en coincidencia con la recta de ca.

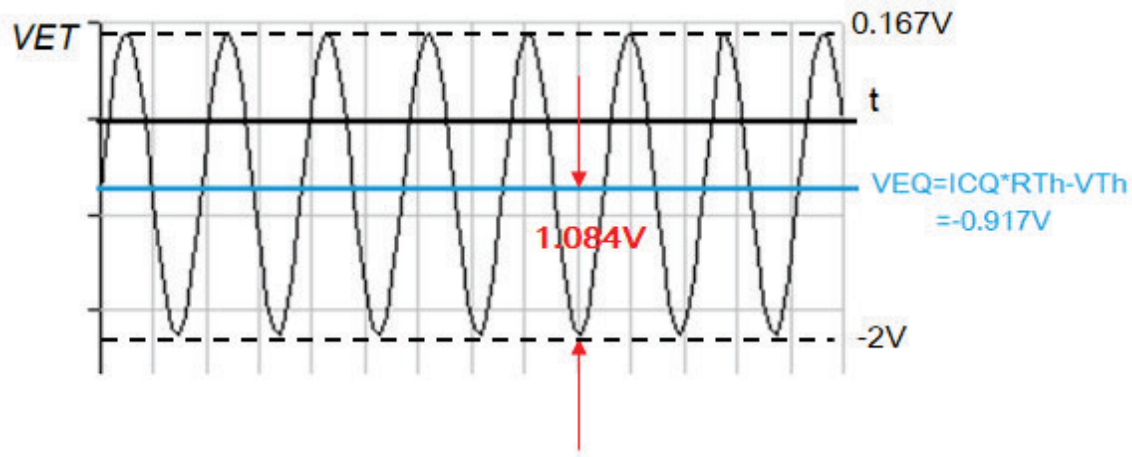
Pto Q: ICQ= 2.16 mA, VCEQ=5.9V



d) Graficando las formas de onda:







e)

$$PRE = PRE_{CC} + PRE_{ca} = \frac{1}{RE} * \left(VRE_{CC}{}^2 + \frac{\widehat{ve}^2}{2} \right) = \frac{1}{RE} * \left[(VEE - (VCC - VCEQ))^2 + \frac{\widehat{ve}^2}{2} \right] =$$

$$\boldsymbol{PRE} = \frac{1}{1K\Omega} * \left[\left(4V - (5V - 5.9V)\right)^2 + \frac{(1.084V)^2}{2} \right] = \boldsymbol{24.59mW}$$

$$PRL = PRL_{CC} + PRL_{ca} = \frac{VE^2}{RL} + PRE_{ca} = \frac{1}{RL} * \left[(VCC - VCEQ)^2 + \frac{\widehat{ve}^2}{2} \right] =$$

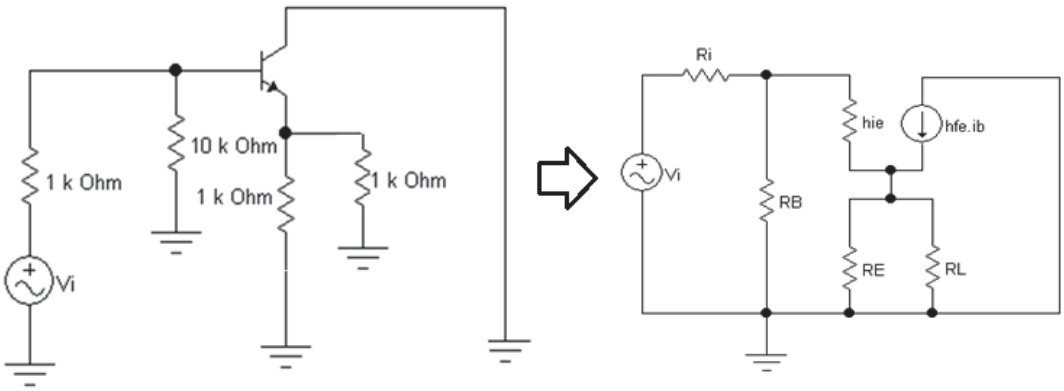
$$\boldsymbol{PRL} = \frac{1}{1K\Omega} * \left[(5V - 5.9)^2 + \frac{(1.084V)^2}{2} \right] = \boldsymbol{1.397mW}$$

$$\boldsymbol{PT} = ICQ * VCEQ = 2.16mA * 5.9V = \boldsymbol{12.817mW}$$

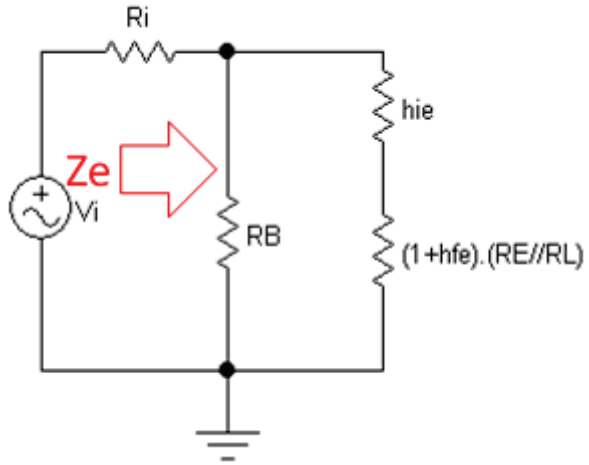
$$\boldsymbol{PVCC} = ICQ * VCC = \boldsymbol{10.83mW}$$

$$\boldsymbol{PVEE} = \left(\frac{VRE}{RE}\right) * VEE = \boldsymbol{19.6mW}$$

f) Analizando el circuito en corriente alterna, con su equivalente híbrido del transistor:



Y aplicando la reflexión de impedancia:



Siendo:

$$hie = \frac{25mV * \beta cc}{ICQ} = 1.15K\Omega$$

$$\boldsymbol{Ze} = RB//[hie + (1 + hfe) * (RE//RL)] = \boldsymbol{8.37\,K\Omega}$$

Luego se calcula AV:

$$AV = \frac{Vs}{Vi} = \frac{Vs}{Vb} * \frac{Vb}{Vi} = \frac{ib * (1 + hfe) * (RE \parallel RL)}{ib * [hie + (1 + hfe) * (RE \parallel RL)]} * \frac{Ze}{(Ze + Ri)} = 0.873$$

$$Av = 0.873 = \frac{\widehat{Vs}}{\widehat{Vi}} = \frac{1.084V}{\widehat{Vi}} \Rightarrow \boldsymbol{\widehat{Vi} = 1.24V}$$

$$(\boldsymbol{\widehat{ii}}) = \frac{(\widehat{Vi})}{(Ri + Ze)} = \boldsymbol{132.33\mu A}$$

Problema 15

Dado el siguiente circuito, dibuje:

a) Las rectas de carga de corriente continua y alterna, consignando sus valores extremos.

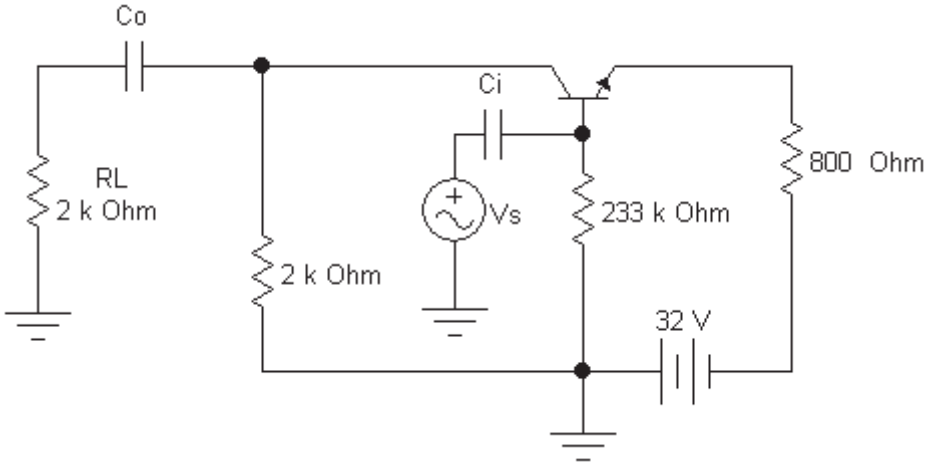
b) Las formas de onda indicadas, especificando sus valores:

- **Corriente de colector**
- **Tensión colector emisor.**
- **Tensión de emisor.**
- **Tensión de colector.**
- **Tensión de salida.**

Datos:

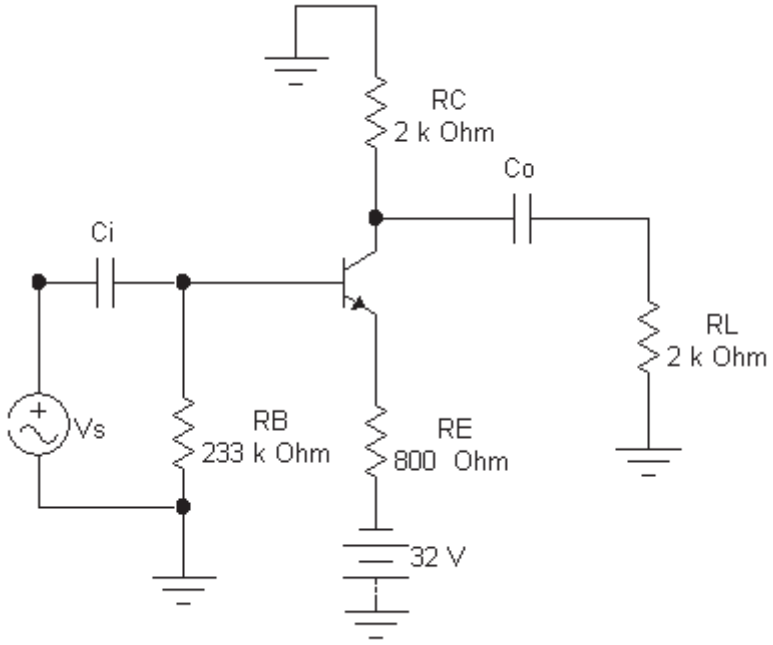
HFE = 100

hFE = 250



Solución

a) Se re dibuja el circuito y se plantea la ecuación de tensión en la malla de salida, en corriente continua:



$$VCC = 32V = ICQ * \left[\left(\frac{RB}{\beta CC}\right) + RE\right] + VBEQ \Rightarrow ICQ = \frac{(32V - 0.7V)}{\left[\left(\frac{233K\Omega}{100}\right) + 0.8K\Omega\right]} = 10mA$$

Si el punto Q está en el punto medio (Excursión Simétrica Máxima), entonces:

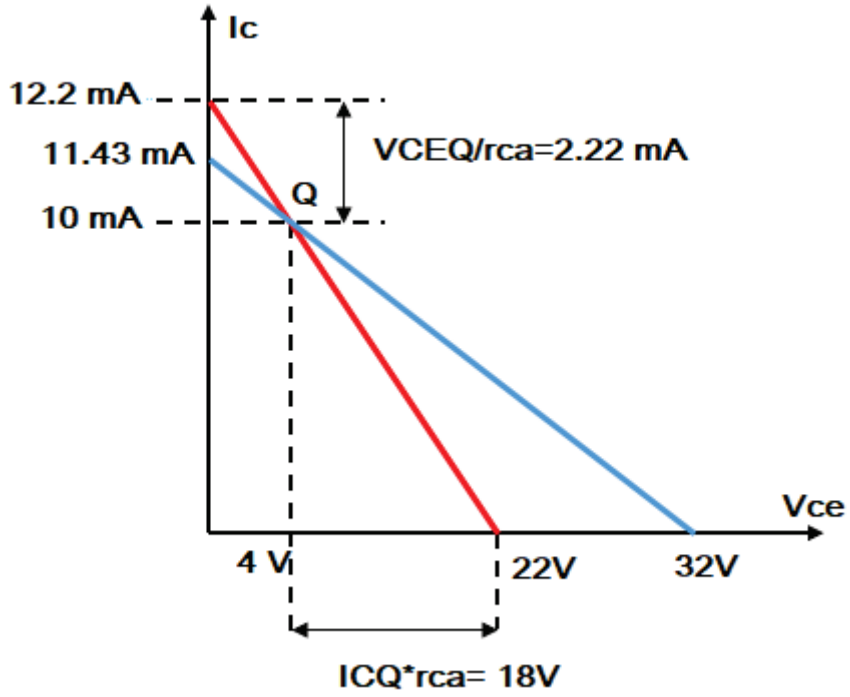
$$ICQ_{ESM} = \frac{VCC}{RCC + rca} = \frac{VCC}{(RC + RE) + [RE + (RL \parallel RC)]} = \frac{32V}{2.8K\Omega + 1.8\text{K}\Omega} = 6.95mA$$

Dado que $ICQ > ICQ_{ESM} \Rightarrow El\ punto\ Q, se\ ubica\ por\ encima\ del\ punto\ medio.$

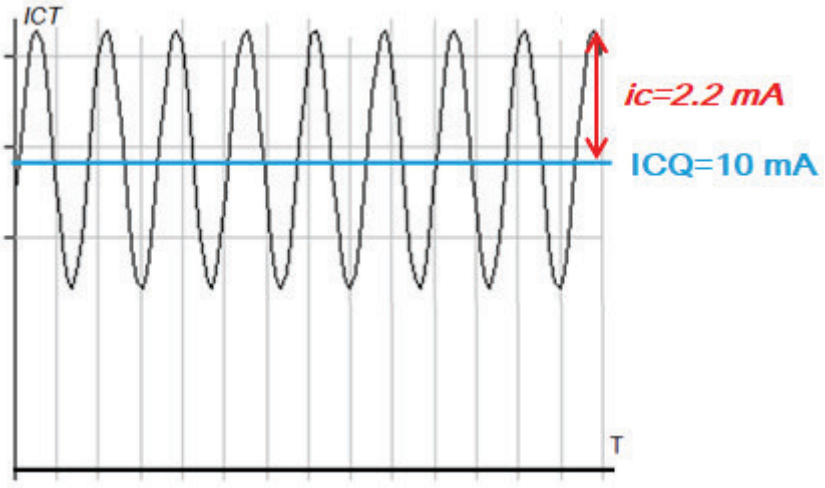
Se calcula VCEQ, planteando la ecuación de la malla de salida en corriente continua:

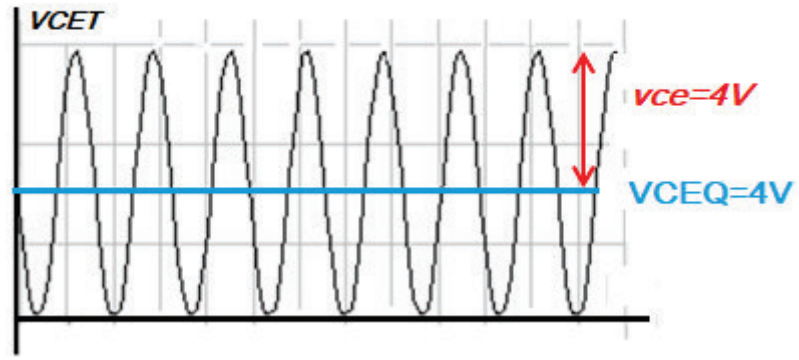
$$VCEQ = VCC - ICQ * (RC + RE) = 32V - 10mA * 2.8K\Omega = 4\text{V}$$

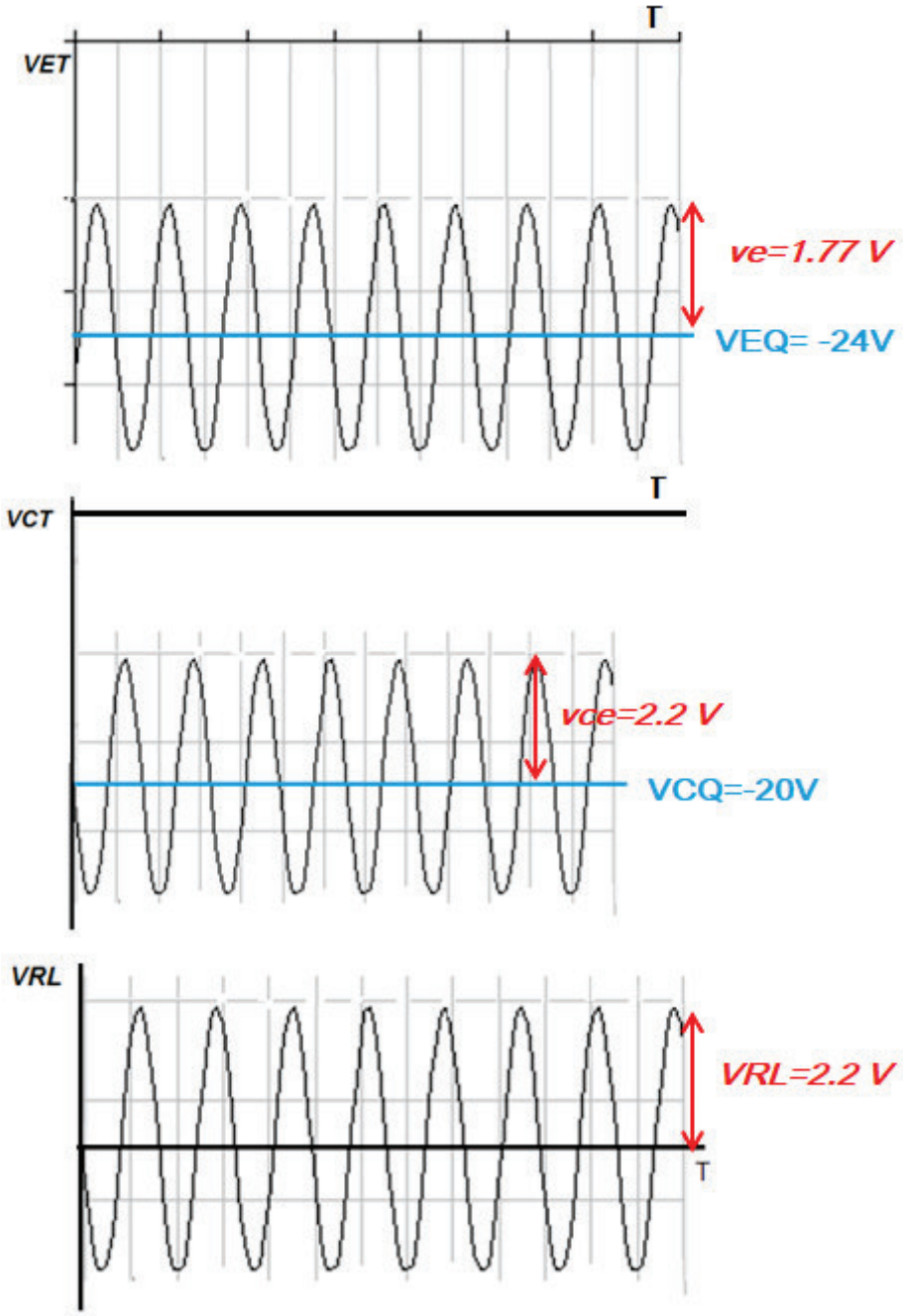
Se dibujan las rectas de carga de corriente continua y alterna, con sus siguientes puntos extremos:



b) Dibujando las formas de onda:







Problema 16

Para una etapa amplificadora que gana sólo en corriente sin inversión de fase, con RL acoplada en ca:

a) **Determinar el mínimo valor de RE que permita asegurar una Ai elevada, con una Ze ≥ 3KΩ. Trabaje con aproximaciones válidas (debidamente justificadas), sin realizar adopciones ni aplicar la regla del 10%.**

b) **Adoptando un valor de RE=1.5KΩ, verifique si cumple con el mínimo calculado en a), caso contrario recalcule. Calcule el valor de ICQ, a fin de disipar mínima potencia en CC en RE que permita una excursión simétrica máxima en la salida de 1.9 V de pico.**

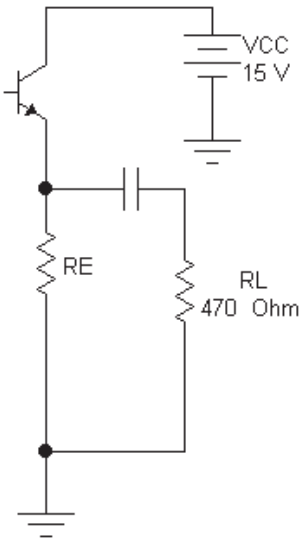
c) Halle el mínimo valor de RB, que garantice el requerimiento de Ze.
d) Proponga y diseñe el circuito de polarización acorde al cálculo realizado en el ítem c). Justifique la elección del circuito.
e) Dibuje las siguientes formas de onda, especificando valores, de:
- **Corriente de colector**
- **Tensión colector emisor.**
- **Tensión de colector.**
- **Tensión de emisor.**
- **Tensión de salida.**

f) Calcule la disipación de potencia en la malla de salida.

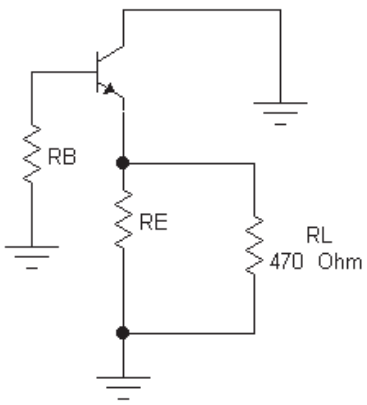
Datos:
V_{CC}= 15 V, RL= 470Ω.
Transistor NPN con hFEmin= 50

Solución

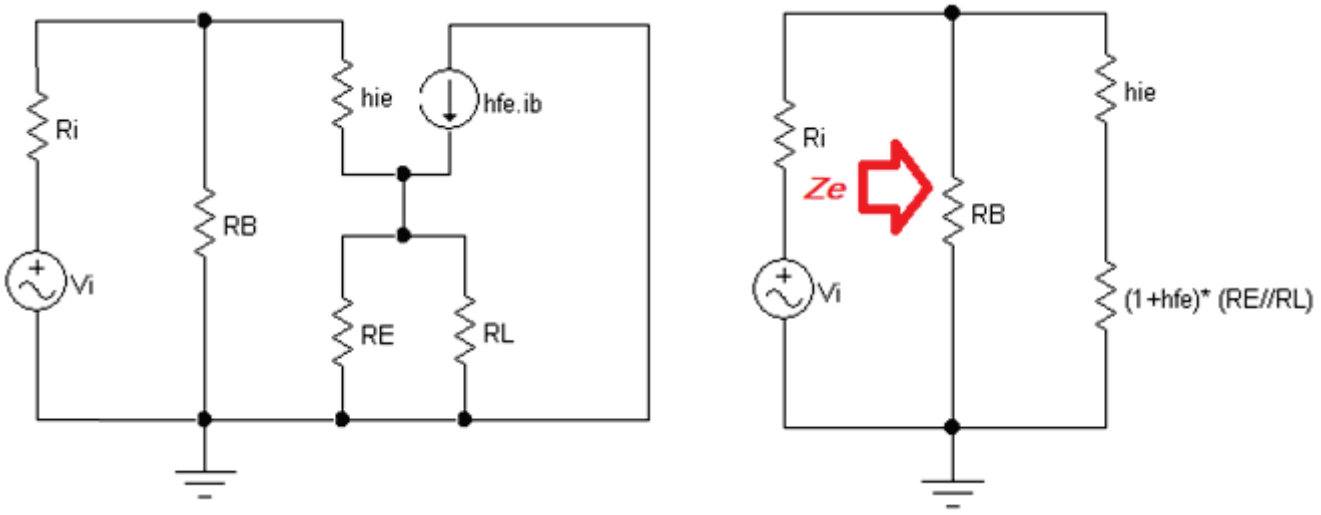
a) La configuración que cumple los requerimientos pedidos, es la de colector común con RL acoplada en corriente alterna.



Dado que las especificaciones están dadas para su funcionamiento en corriente alterna, se inicia el diseño analizando el circuito en alterna:



Reemplazando el transistor por su equivalente híbrido, y haciendo la reflexión de impedancia desde el emisor hacia la base, queda:



$$\boldsymbol{Ze} = RB \parallel [hie + (1 + hfe) * (RE \parallel RL)]$$

$$Ai = \frac{il}{ii} = \frac{il}{ie} * \frac{ie}{ib} * \frac{ib}{ii} = \frac{RE}{(RE + Rl)} * (1 + hfe) * \frac{RB}{\{[hie + (1 + hfe) * (RE \parallel RL)] + RB\}}$$

Factores de atenuación

Como puede observarse en la ecuación de Ai, la resistencia RE está incluida en los dos factores de atenuación, y el segundo factor está vinculado con Ze, siendo éste una especificación de diseño.

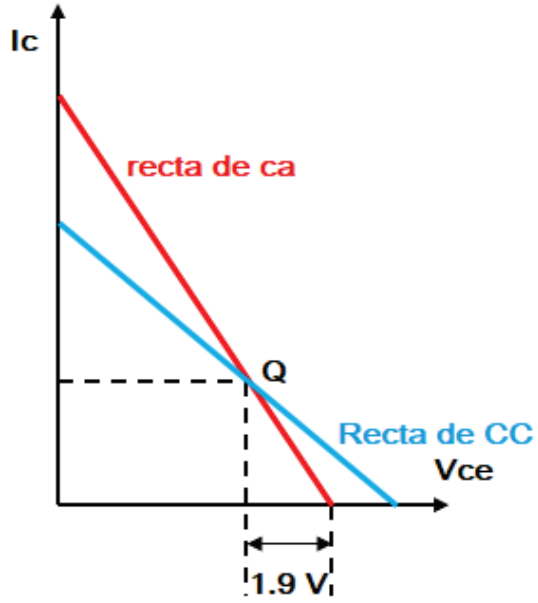
Para que Ai sea elevada se procura que el segundo factor sea cercano a la unidad, para lo cual debe cumplirse que: $RB \gg [hie + (1 + hfe) * (RE \parallel RL)]$, luego como la Ze resulta el paralelo de RB con $[hie + (1 + hfe) * (RE \parallel RL)]$, y aplicando otra aproximación $hie \ll (1 + hfe) * (RE \parallel RL)$; entonces la Ze puede aproximarse a:

$$\boldsymbol{Ze} \cong (1 + hfe) * (RE \parallel RL) \geq 3K\Omega \Rightarrow \boldsymbol{RE \geq 67.23\Omega}$$

b)

Si se adopta el valor de RE=1.5KΩ se cumple con el cálculo realizado en el ítem a).

El punto Q debe ubicarse por debajo del punto medio, a fin de disipar la mínima potencia en corriente continua en RE. De este modo se dibuja la recta de carga de corriente alterna aplicando el dato de la excursión de la salida $\widehat{Vs} = 1.9V$.
A continuación, se dibujan las rectas de corriente continua y alterna para su mejor comprensión.



$$\widehat{Vs} = 1.9V = \widehat{vce} = ICQ * rca = ICQ * (RE \parallel RL) = ICQ * \left(\frac{RE * RL}{RE + RL}\right) = ICQ * 0.35\ K\Omega \Rightarrow ICQ$$

$$\boldsymbol{ICQ = 5.31\ mA}$$

c) Con el valor calculado de ICQ, se calcula hie:

$$hie = \frac{25mV * \beta cc}{ICQ} = 235.4\ \Omega$$

y siendo:

$$Ze = RB \parallel [hie + (1 + hfe) * (RE \parallel RL)] \geq 3K\Omega \Rightarrow \boldsymbol{RBmin = 3.58\ K\Omega}$$

d)

En cuanto al tipo de polarización, se descartan:

- Polarización fija, porque el circuito requiere RE.
- Polarización con dos fuentes, porque sólo se dispone de una única fuente.
- Polarización con divisor de tensión, dado que el valor de RB para mayor estabilidad del punto de reposo resulta:

  $$RB = \frac{\beta min * RE}{10} = 7.5K\Omega > 3.58\text{K}\Omega\ (\text{Requisito de la Ze} \geq 3\text{K}\Omega)$$

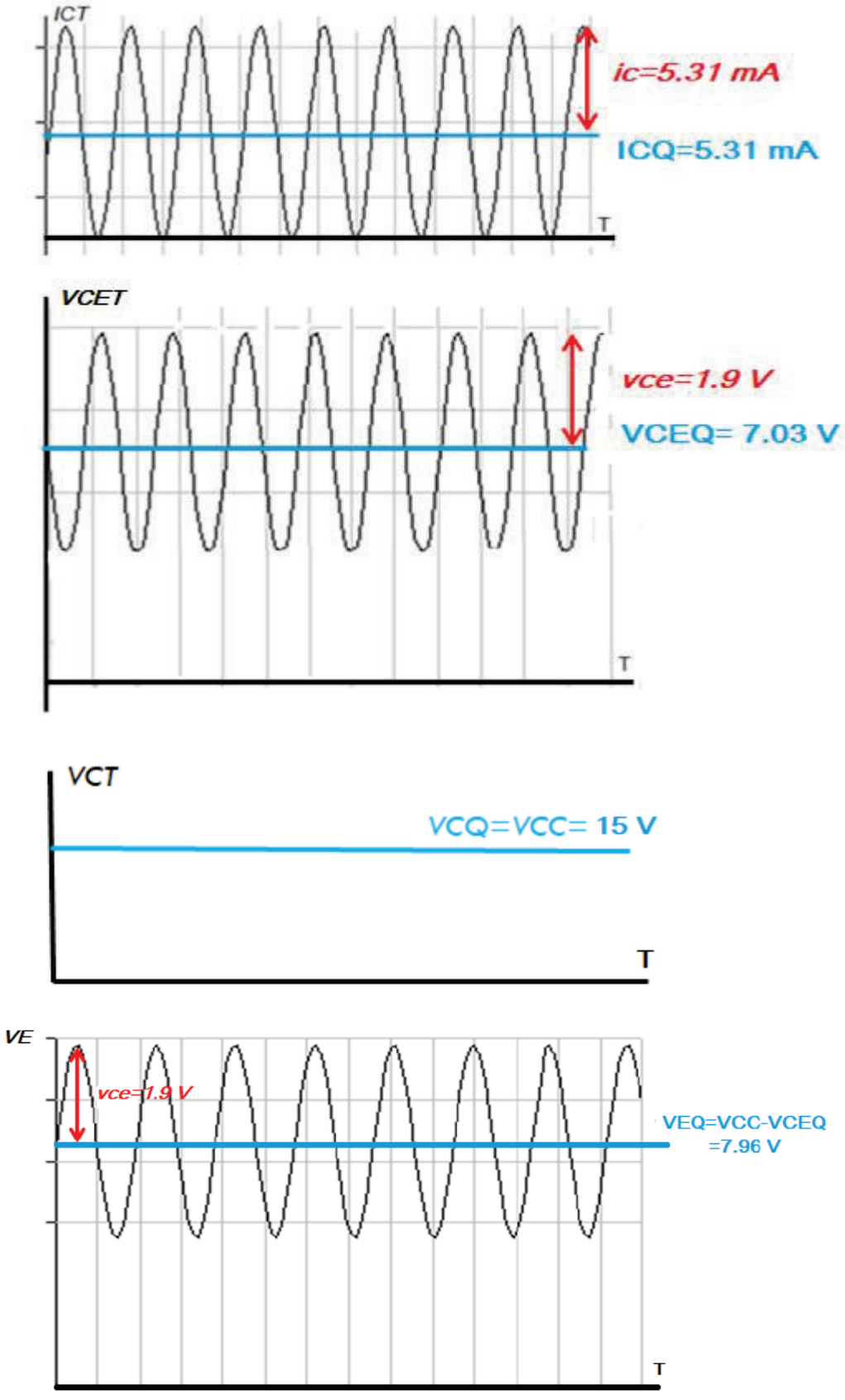
  Si bien cumple el requisito de la Ze, este tipo de polarización se descarta pues no cumple la relación:
  $RB \gg [hie + (1 + hfe) * (RE \parallel RL)] = 18{,}48K\Omega$; requerimiento para obtener una elevada Ai.

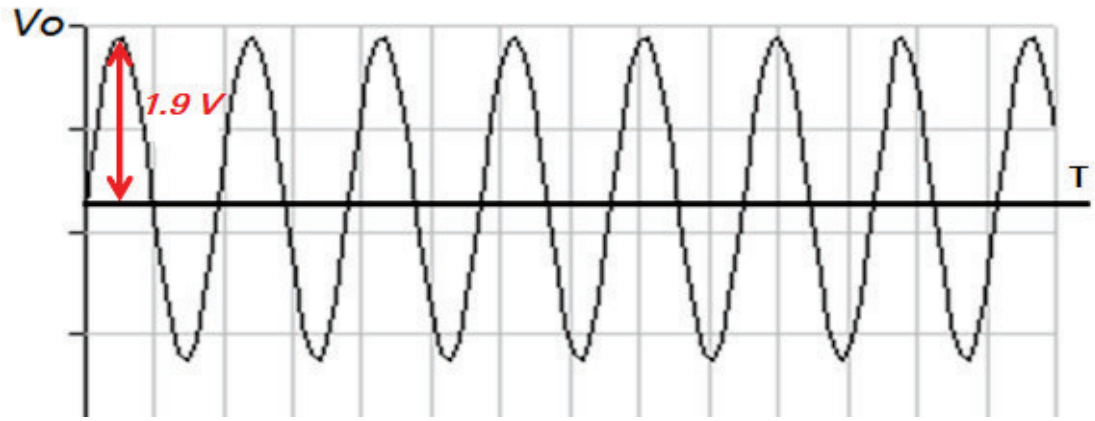
La polarización con realimentación por emisor, es la indicada con el siguiente valor de RB:

$$RB = \frac{(VCC - 0.7V - ICQ * RE) * \beta CC}{ICQ} = 59.65\ K\Omega$$

Con este valor de RB, se cumplen los dos requisitos solicitados: Ze ≥3KΩ y elevada Ai.

e)


ICT
ic=5.31 mA
ICQ=5.31 mA
T
VCET
vce=1.9 V
VCEQ= 7.03 V
T
VCT
VCQ=VCC= 15 V
T
VE
vce=1.9 V
VEQ=VCC-VCEQ
=7.96 V
T



f)

$$\boldsymbol{PRE} = PRE_{CC} + PRE_{ca} = ICQ^2 * RE + \frac{\widehat{ie}^2}{2} * RE = ICQ^2 * RE * \left\{1 + \left[\frac{RL}{RE + RL}\right]^2 * \frac{1}{2}\right\}$$

$$= \mathbf{43.497\ mW}$$

$$\boldsymbol{PRL} = PRL_{ca} = \frac{\widehat{vs}^2}{2 * RL} = \mathbf{3.84\ mW}$$

$$\boldsymbol{PT} = ICQ * VCEQ = \mathbf{37.35\ mW}$$

$$\boldsymbol{PVCC} = ICQ * VCC = \mathbf{79.65\ mW}$$

Problema 17

Proponer y diseñar un circuito amplificador que permita con Av negativa, suministrar solo componentes de CA a una carga de 470Ω que garantice una Ai ≥ -60, siendo il/ic= ib/ii

Considerando que:

- **Se dispone de una fuente de alimentación de única de CC, de 25V.**
- **La polarización debe ser suficientemente estable.**
- **La disipación de potencia de CA en el emisor, debe ser nula.**
- **Para alcanzar la ganancia de corriente solicitada se debe cumplir que RB>hie (Adoptar RB=10hie)**
- **La señal de entrada proviene de una fuente de corriente cuya resistencia es de 700Ω.**

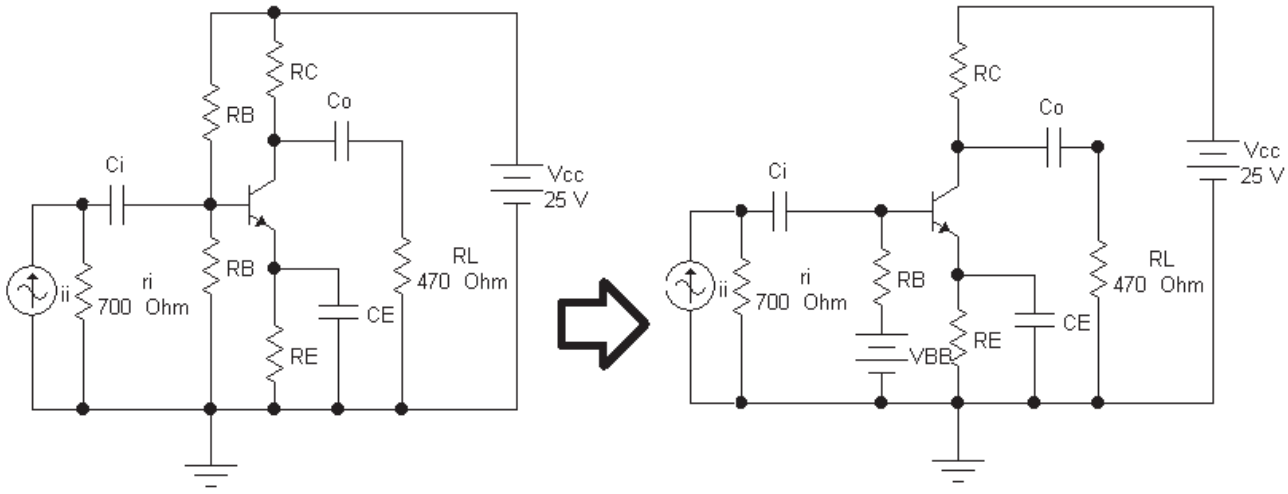
Calcular:

a) **El valor mínimo de la resistencia de colector, que garantiza el requerimiento de Ai.**
b) **Las coordenadas del punto de reposo.**
c) **El circuito de polarización.**
d) **La impedancia de entrada y el máximo valor de pico de la tensión de entrada, que no produce recorte a la salida.**
e) **En base a los considerandos, indicar de manera justificada, si el diseño obtenido es óptimo en relación al valor de las resistencias y el punto de polarización. Si la respuesta es negativa, proponer otro criterio de diseño.**

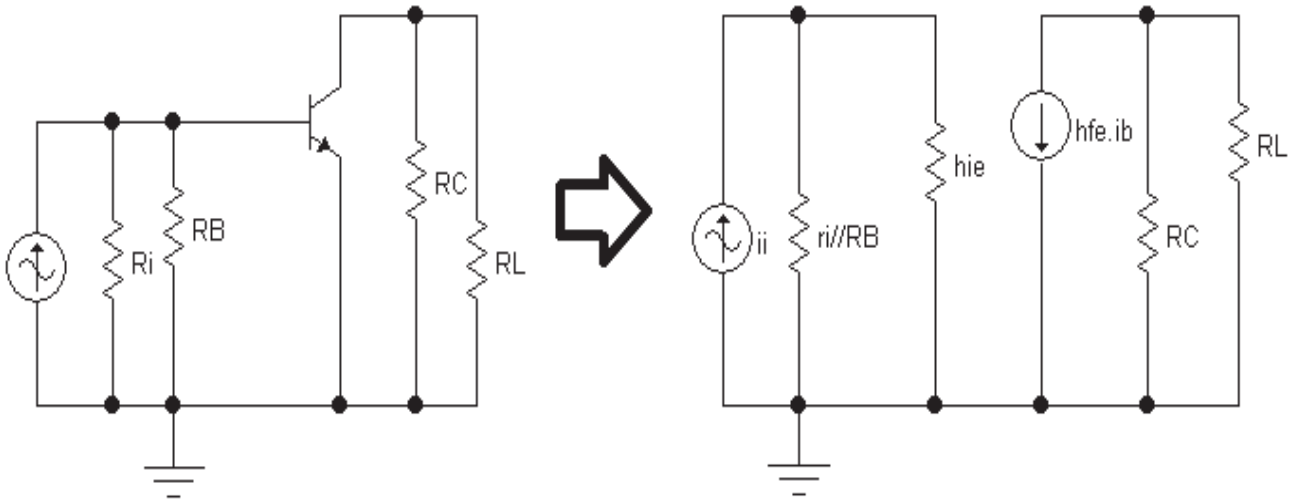
Datos del Transistor: Transistor NPN, con β= 120

Solución

a) El circuito que se requiere corresponde a la configuración emisor común, con polarización con divisor de tensión diseñado de modo de garantizar suficiente estabilidad del punto Q.
A continuación, se dibuja el circuito y el equivalente Thevenin del divisor de tensión:



Se inicia el diseño calculando la Ai. Para ello se muestra a continuación el circuito en corriente alterna, y con el reemplazo del transistor con su equivalente híbrido:



$$Ai = \frac{il}{ii} = \frac{il}{ic} * \frac{ic}{ib} * \frac{ib}{ii} = -\frac{RC}{(RC + Rl)} * hfe * \frac{(ri \parallel RB)}{[hie + (ri \parallel RB)]} \geq 60$$

Factores de atenuación

Igualando los factores de atenuación, conforme al requisito del enunciado; queda:

$$\frac{RC}{(RC+RL)} = \frac{(ri \parallel RB)}{[hie + (ri \parallel RB)]}$$

La expresión de la Ai, queda:

$$Ai = -\left[\frac{RC}{RC+RL}\right]^2 * hfe \geq -60 \Rightarrow \boldsymbol{RC} \geq \frac{RL}{\left(\sqrt{2}-1\right)} = \mathbf{1.13K\Omega}$$

b)

Trabajando matemáticamente los factores de atenuación y luego igualándolos, resulta:

$$\frac{(ri \parallel RB)}{[hie + (ri \parallel RB)]} = \frac{1}{1 + \frac{hie}{(ri \parallel RB)}}$$

$$\frac{RC}{(RC+RL)} = \frac{1}{(1+\frac{RL}{RC})}$$

$$\frac{1}{1+\frac{hie}{(ri \parallel RB)}} = \frac{1}{(1+\frac{RL}{RC})} \Rightarrow \frac{hie}{(ri \parallel RB)} = \frac{RL}{RC} \leq \left(\sqrt{2}-1\right), luego \quad hie \leq (ri \parallel RB) * \left(\sqrt{2}-1\right)$$

Reemplazando en la última ecuación, el dato de $RB = 10 * hie$:

$$hie \leq \frac{(ri * 10 * hie)}{(ri + 10 * hie)} * \left(\sqrt{2}-1\right) \Rightarrow \boldsymbol{hie} \leq \frac{ri * (4.142-1)}{10} \cong \mathbf{220\Omega}$$

Luego RB=10*hie=2.2 KΩ y siendo hie:

$$hie = \frac{25mV * \beta cc}{ICQ} = 220\ \Omega \Rightarrow \boldsymbol{ICQ} = \mathbf{13.63\ mA}$$

Con el requisito de suficiencia de estabilidad de polarización:

$$RB = \frac{\beta min * RE}{10} = 2.2K\Omega \Rightarrow \boldsymbol{RE} = \mathbf{183.3\Omega}$$

Planteando la ecuación de la malla de salida en corriente continua, queda:

$$VCC = ICQ * (RC + RE) - VCEQ \Rightarrow \boldsymbol{VCEQ} = \mathbf{7.1V}$$

c)

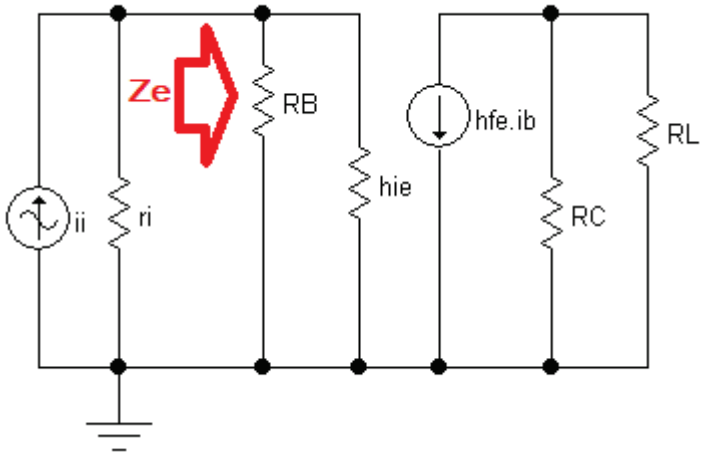
Planteando la ecuación de la malla de entrada en corriente continua, queda:

$$VBB = ICQ * \left(\frac{RB}{\beta} + RE\right) + 0.7V \cong 3.45\ V$$

Se calcula finalmente las resistencias del divisor de tensión:

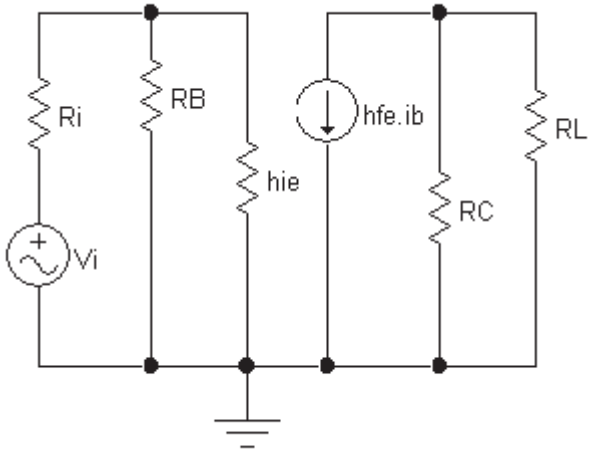
$$\boldsymbol{R1} = RB * \frac{VCC}{VBB} \cong \mathbf{16K\Omega}\ y\ \boldsymbol{R2} = \frac{RB}{\left(1 - \frac{VBB}{VCC}\right)} = \mathbf{2.55K\Omega}$$

d)



$$\boldsymbol{Ze} = RB \parallel ri = \frac{RB * ri}{(RB + ri)} = \boldsymbol{200\Omega}$$

Convirtiendo de Thevenin a Norton la fuente de corriente de entrada, se obtiene la Av:



$$AV = \frac{Vs}{Vi} = -\frac{Vs}{Vb} * \frac{Vb}{Vi} = -\frac{ib * hfe * (RC \parallel RL)}{ib * hie} * \frac{Ze}{(Ze + Ri)} = -40.22$$

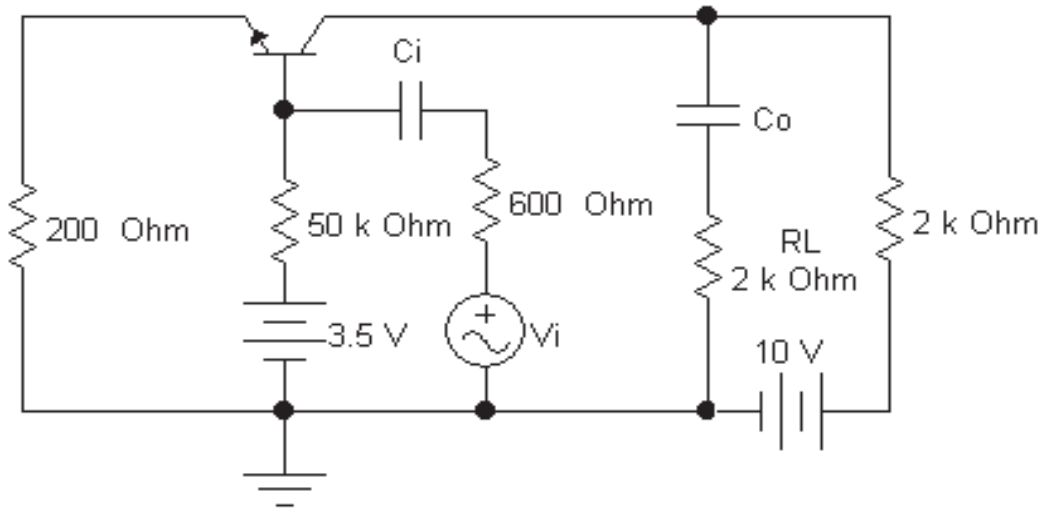
$$\widehat{Vs} = \text{ICQ} * \text{rca} = \text{ICQ} * ((RC \parallel RL) = 4.52\text{V}$$

$$AV = \frac{Vs}{Vi} = -40.22 \Rightarrow \boldsymbol{Vi} = \frac{-4.52V}{-40.22} = \boldsymbol{112.5\,mV}$$

e)
El diseño es óptimo ya que el factor de atenuación en la Ai de RC/(RC+RL) se acerca a la unidad, en cuanto RC>>RL.
En cuanto a la polarización, ésta es suficientemente estable ya que satisface la condición RB< β*RE y otorga una elevada Ai, pues se cumple que hie< RB.
Además el valor de RE es cercano a RC/10, que es lo aconsejable para no disipar mucha potencia de corriente continua.

Problema 18

Dado el siguiente circuito, dibuje:



a) Las rectas de carga de corriente continua y alterna, consignando sus valores extremos.
b) Las formas de onda de tensión, especificando valores, de:

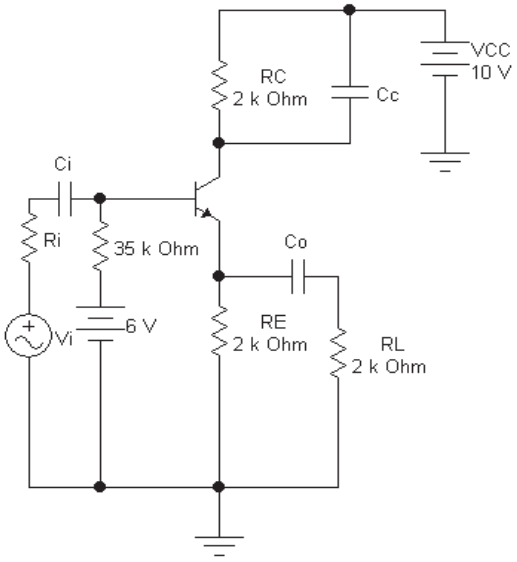
- **Corriente de colector**
- **Tensión colector emisor.**
- **Tensión de emisor.**
- **Tensión de colector.**
- **Tensión de salida.**

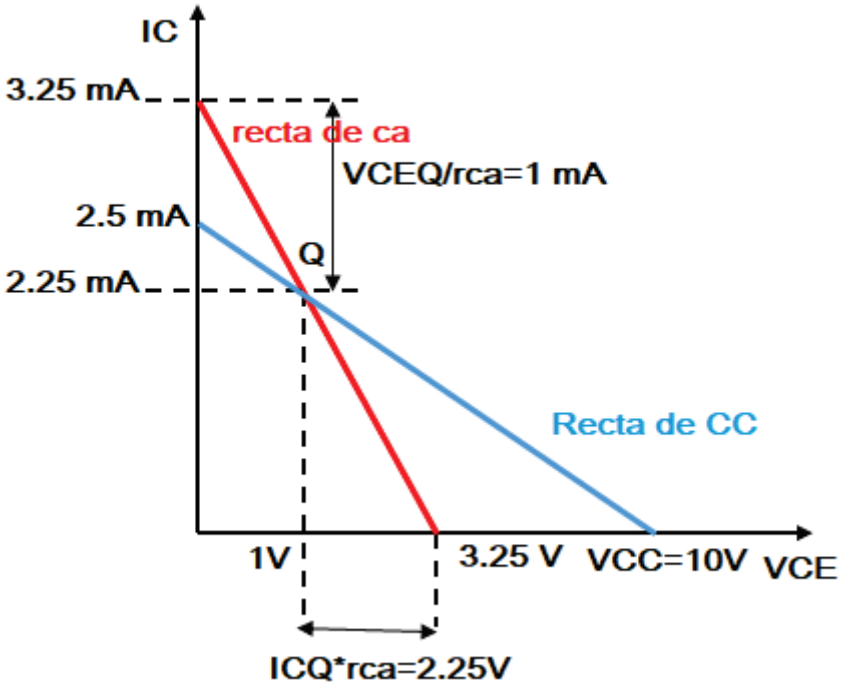
Datos: Ci = Co $\rightarrow \infty$
HFE = 100
hFE = 250

Solución

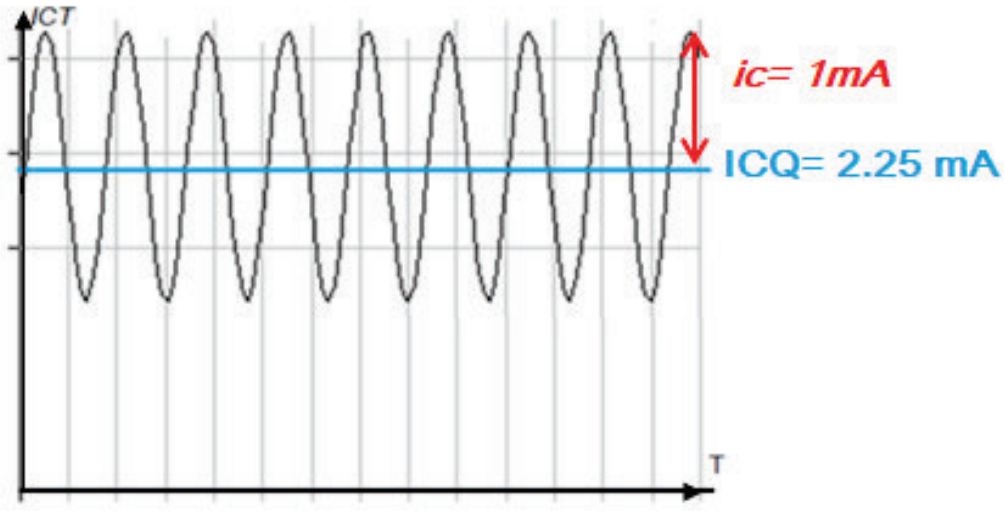
a) Se re dibuja el circuito, para su mejor comprensión:

$$VBB = 6V = ICQ * \left[\left(\frac{RB}{\beta}\right) + RE\right] + 0.7V$$
$$\Rightarrow ICQ = 2.25mA$$
$$VCEQ = VCC - ICQ * (RC + RE) = 1V$$

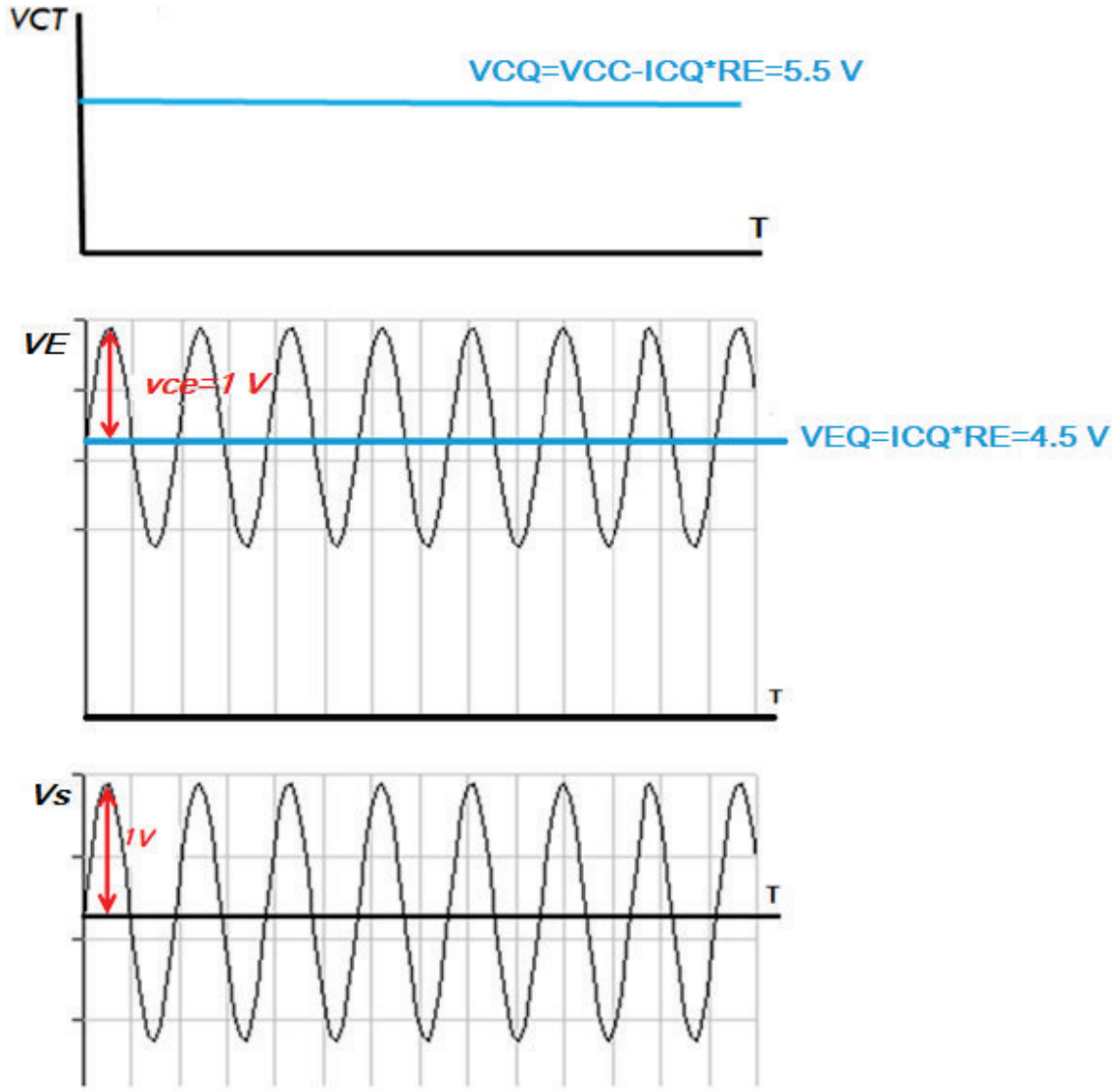



IC
3.25 mA
recta de ca
VCEQ/rca=1 mA
2.5 mA
Q
2.25 mA
Recta de CC
1V
3.25 V
VCC=10V
VCE
ICQ*rca=2.25V

b)


ICT
ic= 1mA
ICQ= 2.25 mA
T


VECT
vce= 1V
VCEQ=1V
T



Problema 19

Proponer y diseñar un circuito amplificador que permita con Av negativa, suministrar solo componentes de CA a una carga de 1KΩ con una ganancia de corriente Ai ≈ -48,3.

Considerando que:

a) Se dispone de una fuente de alimentación de única de CC, de 10V.
b) RC= 1 KΩ y RE= 100Ω (sin desacoplar para c.a).
c) Adoptar RB=10hie.
d) La señal de entrada proviene de un sensor cuya ri= 1KΩ.

Calcular:

a) Las coordenadas del punto de reposo.
b) El circuito de polarización.
c) La impedancia de entrada y el máximo valor de pico de la tensión en la base del transistor, que no produce recorte a la salida.

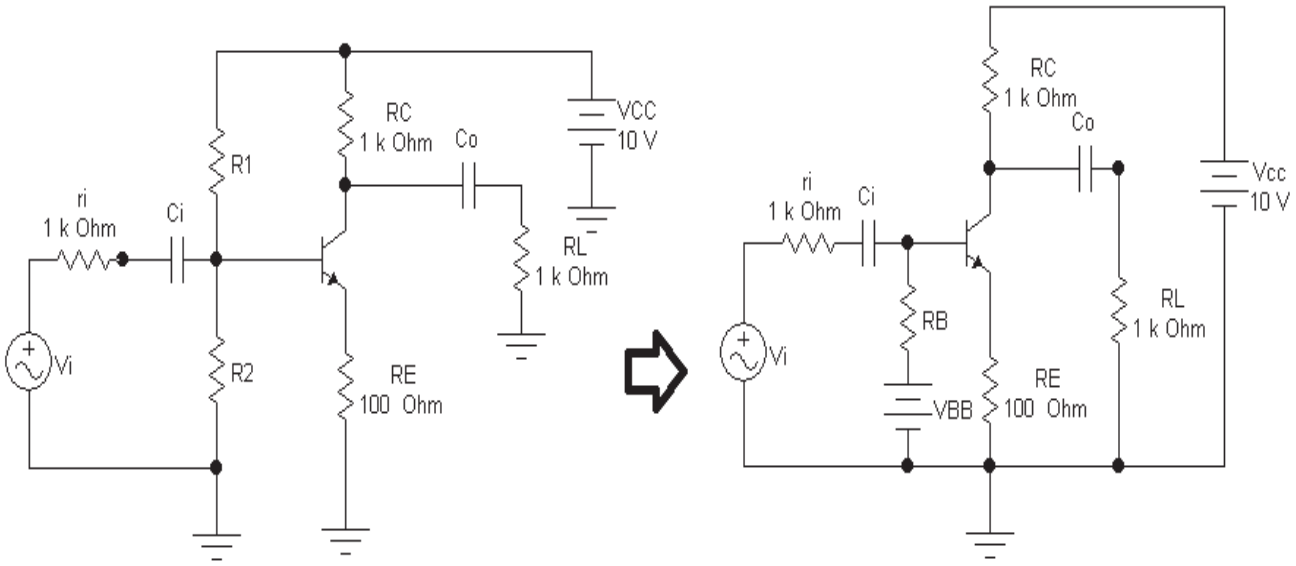
d) En base al considerando c), indicar si el circuito de polarización diseñado otorga o no, suficiente estabilidad a la polarización. Si la respuesta es negativa, rediseñe la polarización e indique con qué criterio se propuso la adopción RB=10hie.

Datos del Transistor:
Transistor NPN, con β= 300

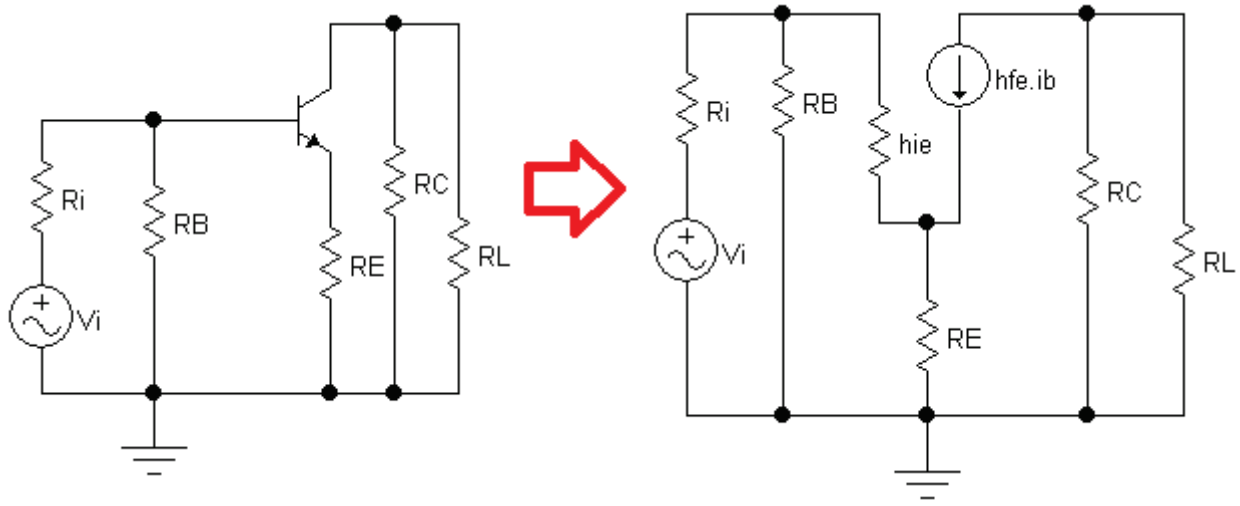
Solución

a) Se propone el circuito amplificador en configuración emisor común, con polarización por divisor de tensión. Dado el considerando c), el valor de RB será el indicado RB=10*hie, no pudiéndose usar la ecuación de RB=β*RE/10.

A continuación, se dibuja el circuito completo con su equivalente Thevenin del divisor de tensión:



Dado que el dato se refiere a la Ai, se dibuja a continuación el circuito en corriente alterna y el circuito que reemplaza al transistor por su modelado híbrido:



$$Ai = \frac{il}{ii} = \frac{il}{ib} * \frac{ib}{ii} = -\frac{Rc}{(Rc + Rl)} * hfe * \frac{Rb}{[hie + (1 + hfe) * RE]}$$

Considerando los datos de Ai=-48.3 y RB=10*hie, resulta:

$$Ai = -48.3 = -\frac{1K\Omega}{(1K\Omega + 1K\Omega)} * 300 * \frac{10 * hie}{[hie + 301 * 0.1\ k\Omega]} \Rightarrow \boldsymbol{hie = 1.5\ K\Omega}$$

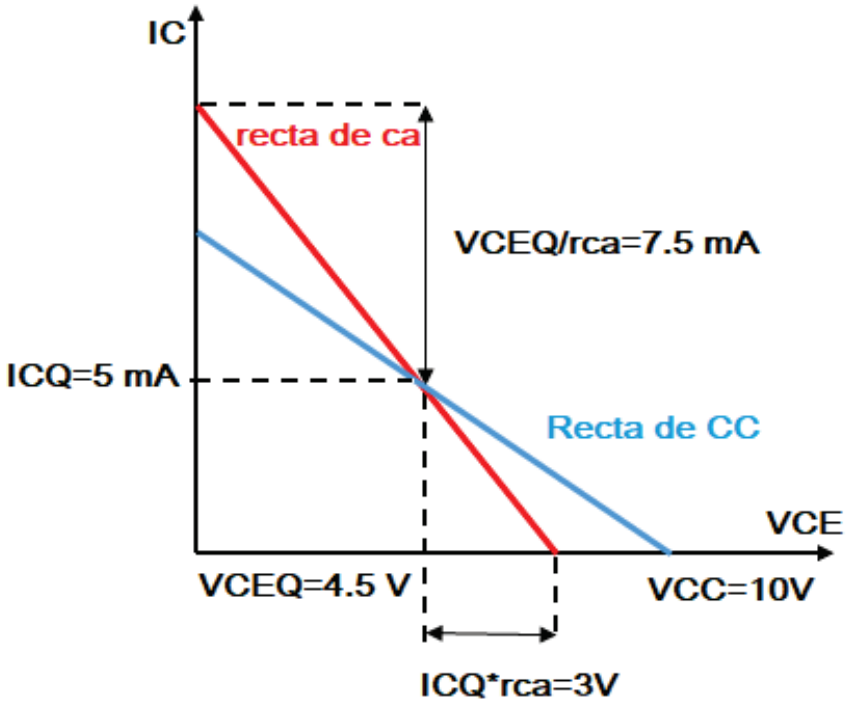
Luego se obtiene:

$$\boldsymbol{RB} = 10 * hie = \mathbf{15K\Omega} \text{ e } \boldsymbol{ICQ} = \frac{\beta * 25\ mV}{hie} = \mathbf{5\ mA}$$

Planteando la ecuación de la malla de salida en corriente continua:

$$VCC = ICQ * (RC + RE) + VCEQ \Rightarrow \boldsymbol{VCEQ} = VCC - ICQ * (RC + RE) = \mathbf{4.5V}$$

Dibujando las rectas de carga de corriente continua y alterna, resulta:



Siendo rca=RE+(RL//RC) =0.6KΩ

b)

Planteando la ecuación de la malla de entrada en corriente continua:

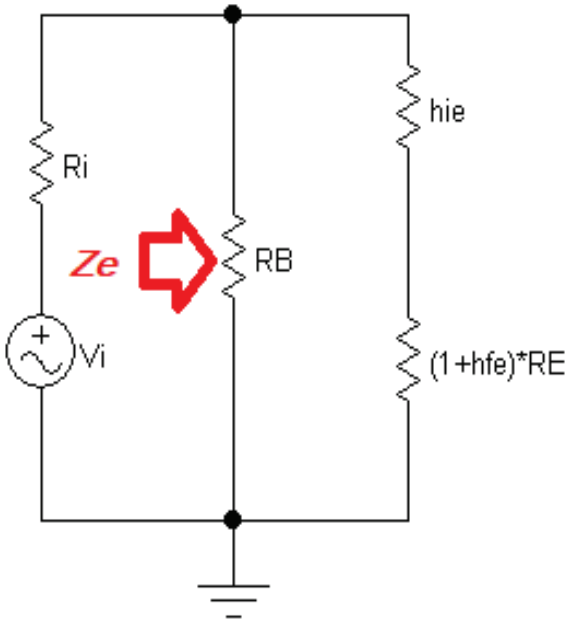
$$VBB = ICQ * \left[\left(\frac{RB}{\beta}\right) + RE\right] + 0.7V = 1.95\ V$$

Con el valor de VBB y RB, se calcula finalmente las resistencias del divisor de tensión:

$$\boldsymbol{R1} = RB * \frac{VCC}{VBB} \cong \mathbf{77K\Omega} \; y \; \boldsymbol{R2} = \frac{RB}{\left(1 - \frac{VBB}{VCC}\right)} = \mathbf{18.6K\Omega}$$

c)

Haciendo reflexión de impedancia desde el emisor hacia la base, el circuito queda:



$$\boldsymbol{Ze} = RB \parallel [hie + (1 + hfe) * RE] = \mathbf{10.17\ K\Omega}$$

Para calcular el máximo valor de pico de la tensión en la base del transistor, se planea la ecuación de Vs/Vb:

$$\frac{Vs}{Vb} = \frac{il * RL}{ii * Ze} = Ai * \frac{RL}{Ze} = (-48.3) * \frac{1K\Omega}{10.17\ K\Omega} \cong -4.75 \; \Rightarrow Vb$$

$$\boldsymbol{\widehat{Vb}} = \frac{\widehat{Vs}}{4.75} = \frac{ICQ * (RC \parallel RL)}{4.75} = \frac{2.5\ V}{4.75} = \mathbf{526.3\ mV}$$

d)

La condición de estabilidad del punto Q se cumple si $\frac{RB}{\beta} \ll RE$ ó $RB \leq \frac{\beta * RE}{10} = 3K\Omega$, y siendo en este caso RB=15KΩ no se cumple la condición. Por lo cual esta polarización no es suficientemente estable.

Se re diseña, utilizando el valor de RB=3KΩ:

$$VBB = ICQ * \left[\left(\frac{RB}{\beta}\right) + RE\right] + 0.7V = 1.25\ V$$

Resultando R1 y R2:

$$\boldsymbol{R1} = RB * \frac{VCC}{VBB} = \mathbf{24K\Omega} \; y \; \boldsymbol{R2} = \frac{RB}{\left(1 - \frac{VBB}{VCC}\right)} \cong \mathbf{3.43K\Omega}$$

El valor de RB=10*hie=15KΩ, cumplía el requerimiento para obtener una mayor ganancia.

Problema 20

a) Proponer una etapa amplificadora que otorgue:
- **Ganancia de corriente.**
- **La tensión en la carga en fase con la señal de entrada.**

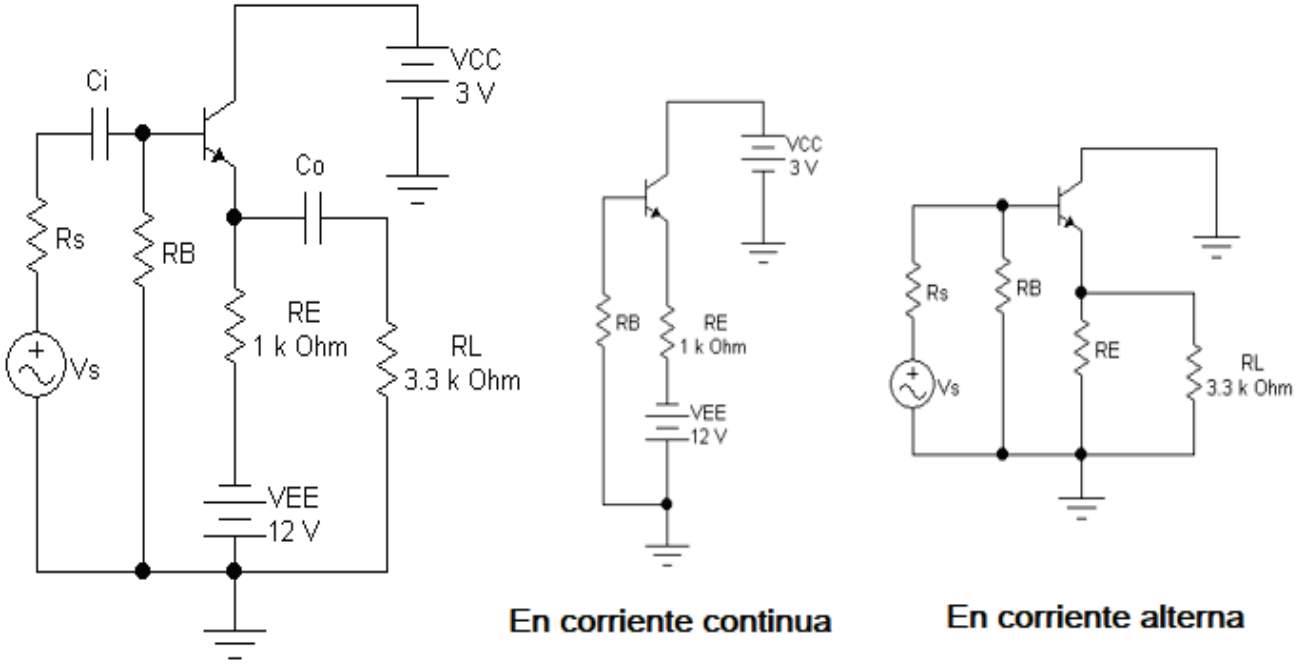
b) Hallar las coordenadas del punto de reposo, considerando que la corriente medida por un multímetro en la carga es de 1071.3 μA y el transistor disipa una potencia < 52 mW. Diseñar el circuito de polarización.

c) Calcular Ai, Ze e Zs.

Datos:
Se dispone de dos fuentes de tensión de CC: VCC= 3V y VEE= 12V.
RL = 3.3 KΩ y no admite componentes de CC.
RE= 1 KΩ.
Rs = 50 Ω
Transistor NPN con HFE = 100 y hFE=250.

Solución

a) Se propone la configuración colector común:

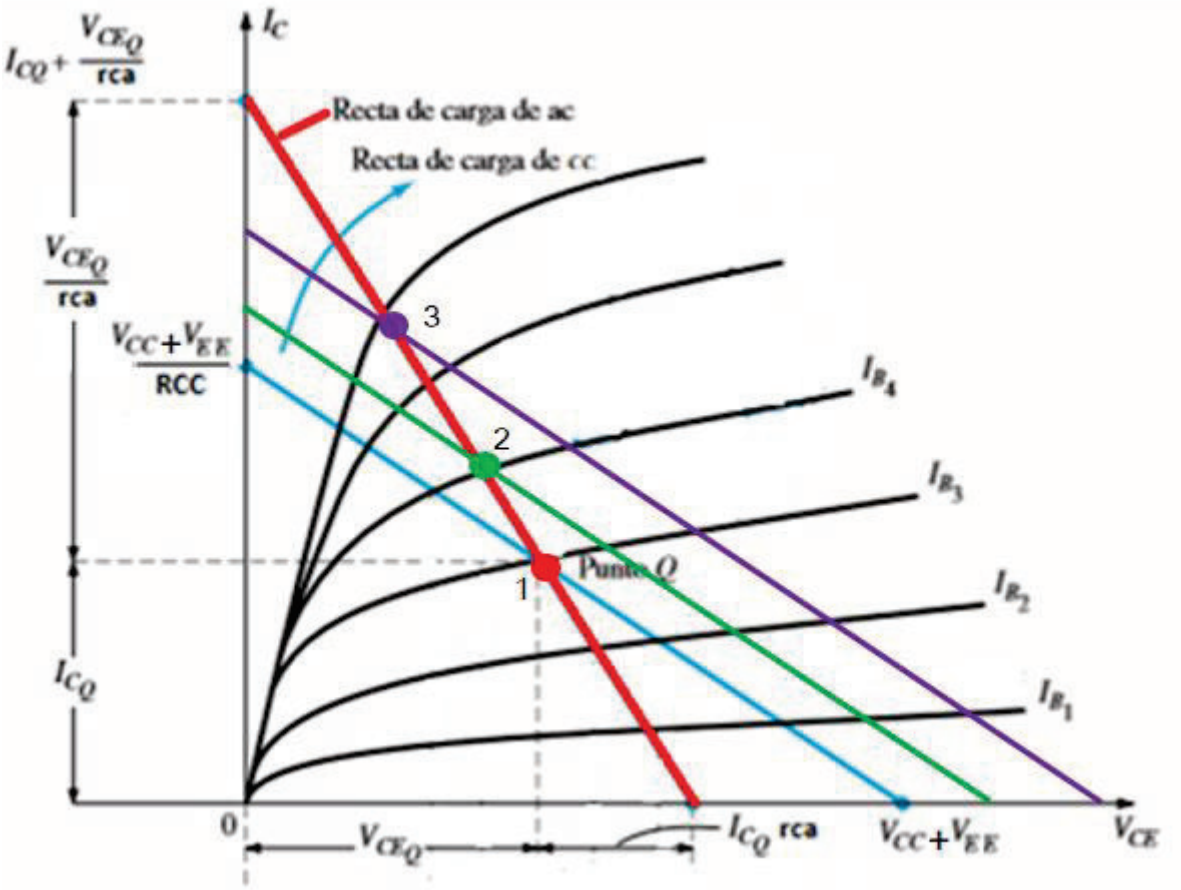


b) Con el dato del valor eficaz de la corriente de carga, en el circuito de corriente alterna:

$$iL\ eficaz = 1071.3\ \mu A = ic\ eficaz * \frac{RE}{(RE + RL)} \Rightarrow ic\ eficaz = 4.6\ mA$$

Luego $\widehat{ic} = ic\ eficaz * \sqrt{2} = 6.5\ mA$

Se analizan las posibles ubicaciones del punto Q:



Ubicación 1:

$$\hat{ic} = 6.5\,mA \equiv ICQ, luego\ VCEQ = VCC + VEE - ICQ * RE = 8.5\,V$$
$$PT = ICQ * VCEQ = 55.25\,mW$$

Ubicación 2:

$$ICQ_{ESM} = \frac{VCC + VEE}{rca + RCC} = \frac{VCC + VEE}{(RE \parallel RL) + RE} = 8.48\,mA \neq 6.5\,mA$$

Se descarta esta ubicación

Ubicación 3:

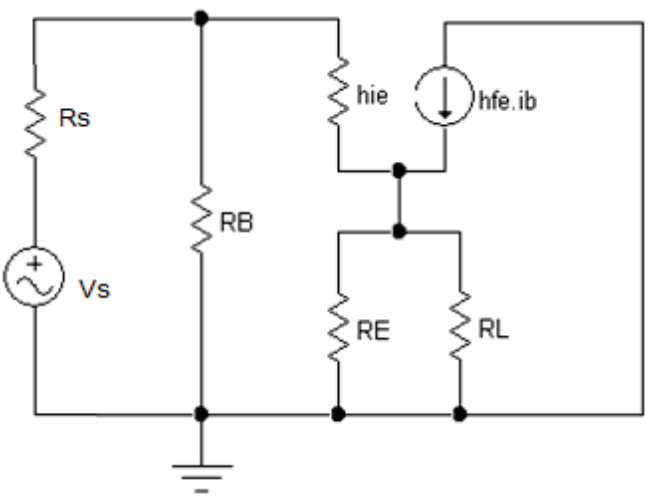
$$\hat{ic} = 6.5\,mA \equiv \frac{VCEQ}{rca} \Rightarrow \boldsymbol{VCEQ \cong 5V}$$
$$\boldsymbol{ICQ} = \frac{VCC + VEE - VCEQ}{RE} = \boldsymbol{10\,mA}$$
$$PT = ICQ * VCEQ = 50\,mW$$

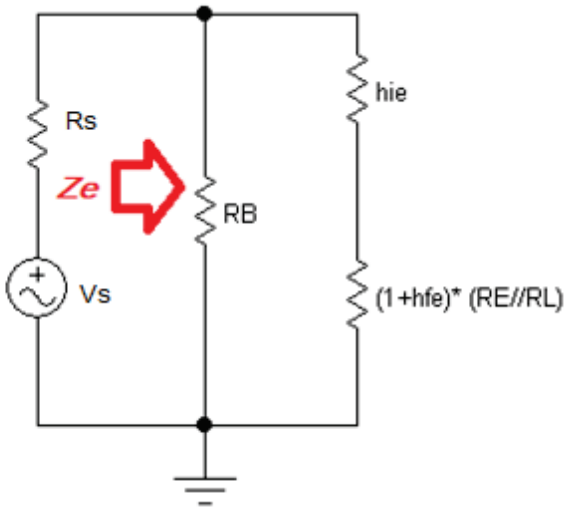
Del análisis se deprende que en la ubicación 3, por encima del punto medio, el transistor disipa la mínima potencia.

Se calcula ahora RB, planteando la ley de Kirchhoff, en la malla de entrada:

$$Siendo\ VEE = ICQ * \left[\left(\frac{RB}{HFE}\right) + RE\right] + 0.7V \Rightarrow \boldsymbol{RB} = \left[\frac{(VEE - 0.7V)}{ICQ} - RE\right] * HFE = \boldsymbol{13K\Omega}$$

c) Se dibuja el circuito en corriente alterna, reemplazando al transistor por su equivalente híbrido:





$$Ai = \frac{il}{ii} = \frac{il}{ie} * \frac{ie}{ib} * \frac{ib}{ii} = \frac{RE}{(RE + Rl)} * (1 + hfe) * \frac{RB}{\{[hie + (1 + hfe) * (RE \parallel RL)] + RB\}}$$

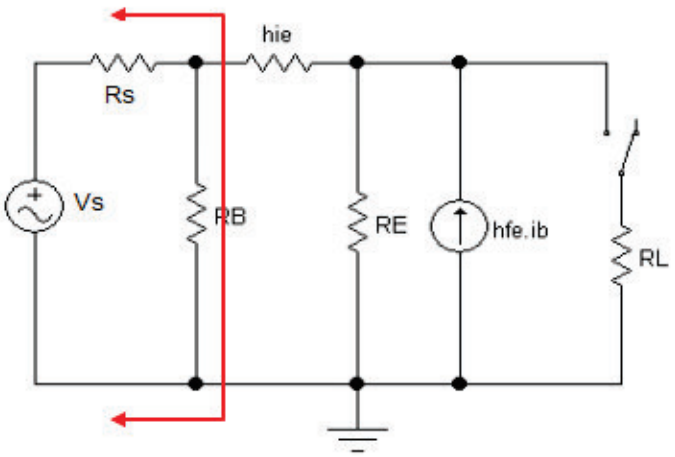
Factores de atenuación

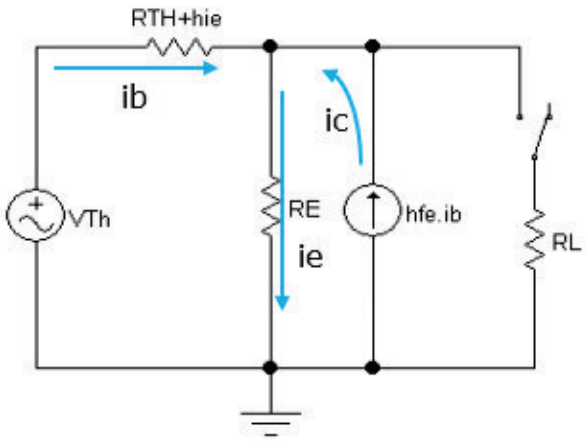
$$Siendo\ hie = \frac{25\,mV * HFE}{ICQ} = 250\Omega$$

Reemplazando se obtiene el valor de $\boldsymbol{Ai = 3.68}$

$$\boldsymbol{Ze} = RB \parallel [hie + (1 + hfe) * (RE \parallel RL)] = \boldsymbol{12.18\ K\Omega}$$

Para el cálculo de la Zs se aplica el teorema de Thevenin, resultando:



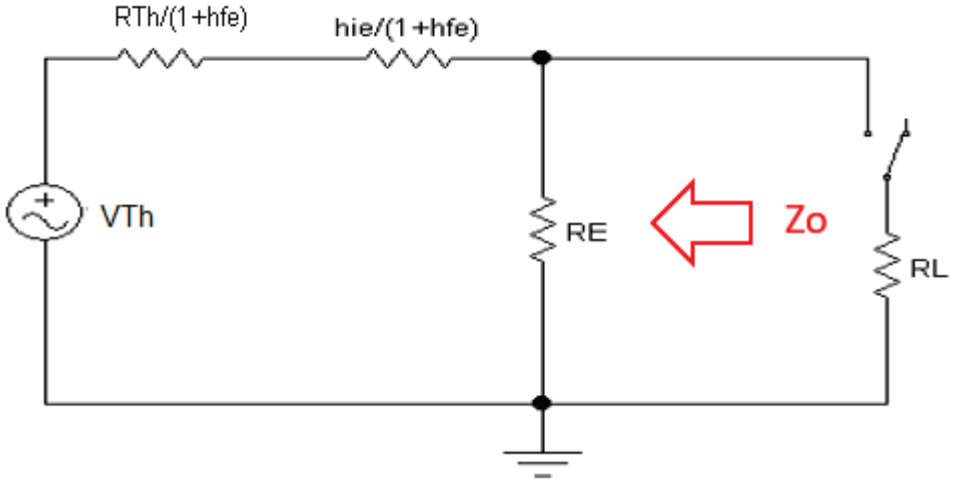


Siendo VTh y RTh:

$$\boldsymbol{VTh = \frac{RB * Vs}{(Rs + RB)}} \quad \boldsymbol{y} \quad \boldsymbol{RTh = \left(\frac{Rs * RB}{Rs + RB}\right)}$$

Aplicando la Ley de Kirchhoff de tensión, resulta:

$$VTH = ib.(RTh + hie) + ie * RE = \frac{(RTh + hie)}{(1 + hfe)} * ie + ie * RE$$



$$\boldsymbol{Zo} = RE \parallel \left[\frac{RTh}{(1 + hfe)} + hib\right] = \boldsymbol{1.19\,\Omega}$$

El Transistor de Efecto de Campo. JFET

Ampliando las aplicaciones con transistores, se aborda en esta sección los transistores unipolares de efecto de campo (FET). Considerando las ventajas de su utilización en relación a los transistores bipolares, se diseñan configuraciones amplicadoras con el JFET.

Los conocimientos teóricos y prácticos requeridos para la resolución de los problemas, se detallan a continuación:

- Conocer su característica de tensión-corriente y zonas de funcionamiento.
- Simbología y parámetros aportados en las hojas de especificaciones dadas por los fabricantes.
- Comprender las configuraciones amplificadoras básicas, con sus características fundamentales y los circuitos de polarización.
- El modelo híbrido del JFET y sus parámetros.
- Comprender el transistor MOSFET, características fundamentales.

Cuestionario 4

1) Puede considerarse al FET como un dispositivo donde la corriente de drenador ID es controlada por:
    a) Tensión compuerta-fuente
    b) La corriente de compuerta
    c) La tensión drenador- surtidor
    d) La tensión de la puerta
2) La zona activa del JFET se localiza entre
    a) Vp y la tensión VDS de ruptura
    b) 0V y Vpo
    c) Vpo y la máxima VGS
    d) 0V y Vp
3) La impedancia de entrada de un JFET
    a) Tiende a cero
    b) Tiende a uno
    c) Tiende a infinito
    d) Es imposible de predecir
4) Comparando a un transistor bipolar, el JFET tiene mucho más
    a) Ganancia de tensión
    b) Resistencia de entrada
    c) Tensión de alimentación
    d) Ganancia de Corriente
5) La tensión que hace conducir un MOSFET de enriquecimiento es la:
    a) Tensión puerta-fuente de corte
    b) Tensión de estrangulamiento
    c) Tensión umbral
    d) Tensión de codo
6) En relación a la impedancia de entrada, enumere en orden creciente al MOSFET, JFET y BTJ
    a) MOSFET<BJT<JFET
    b) JFET<MOSFET<BJT
    c) BJT<JFET<MOSFET
    d) MOSFET<JFET<BJT
7) Cuando la corriente de saturación de drenador es menor que IDss, para VGS=0V, un JFET actúa como un:
    a) Transistor bipolar
    b) Fuente de corriente
    c) Resistencia
    d) Batería
8) Cuando la tensión de puerta se hace más negativa en un JFET de canal N, el canal entre las zonas de deplexión se hace
    a) Más estrecho
    b) Conductor
    c) Más ancho
    d) No conductor
9) El MOSFET de empobrecimiento de canal N permite la polarización
    a) Todas menos la autopolarizada

b) Las mismas que el MOSFET de enriquecimiento
c) Todas menos la de divisor de tensión
d) Ninguna opción es válida

10) En un MOSFET de enriquecimiento de canal N se admite
a) Todas las formas de polarización
b) Todas menos la autopolarizada
c) Todas menos la fija
d) Ninguna opción es válida

11) El circuito de polarización de mayor estabilidad de un amplificador con JFET es:
a) Polarización Fija
b) Autopolarizado
c) Divisor de Tensión
d) Divisor de tensión siempre que se diseñe con criterio

12) En un MOSFET decremental de canal N se admite
a) Todas las formas de polarización
b) Todas menos la autopolarizada
c) Todas menos la fija
d) Ninguna opción es válida

13) El MOSFET está formado por:
a) Un aislador y semiconductores tipo P y N.
b) Un aislador, un metal y un semiconductor de cualquier tipo.
c) Un aislador, un metal y semiconductores N y P.
d) Un aislador, un metal y Silicio

14) ¿Qué determina la tensión de pinch-off en un FET?
a) El estrangulamiento del canal y que la corriente que circula por el mismo sea constante.
b) El comienzo del flujo de electrones desde la fuente hacia el drenador.
c) La tensión a la cual los portadores superan la región de carga espacial.
d) La tensión a la cual opera en la zona óhmica

15) Funcionamiento principal de un JFET:
a) Flujo de portadores favorecidos por el campo eléctrico de una juntura en inversa.
b) Formación de un canal de un tipo de semiconductor que permite el flujo de portadores desde la fuente hacia el sumidero.
c) Ensanchamiento y estrechamiento de un canal semiconductor a partir del aumento o disminución del ancho de la región de carga espacial de la juntura generada a ambos lados del canal.
d) Es comportase de igual modo que el BJT, con mayor impedancia de entrada.

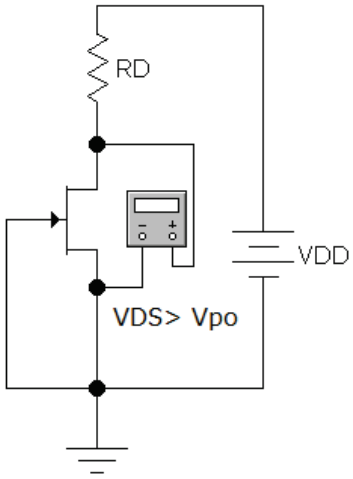
16) ¿Cuál es la diferencia principal entre un MOSFET de enriquecimiento y uno de empobrecimiento?
a) Los semiconductores que están en contacto con los terminales S y D son más dopados en el MOSFET de enriquecimiento.
b) El MOSFET de empobrecimiento está formado por un canal semiconductor preestablecido del mismo tipo que los que están en contacto con los terminales, mientras que en el de enriquecimiento el canal se forma aplicando una tensión VGS.
c) En el MOSFET de empobrecimiento el estrangulamiento del canal se

d) logra con una tensión |VDS| menor que la que necesita el de enriquecimiento.
e) Ninguna de las opciones es válida

17) ¿Es necesaria una tensión en la compuerta para que haya circulación de portadores? ¿En cuál FET?
a) Si, en ambos.
b) No, no es necesaria.
c) Solo en el MOSFET de empobrecimiento.
d) Solo en el MOSFET de enriquecimiento.

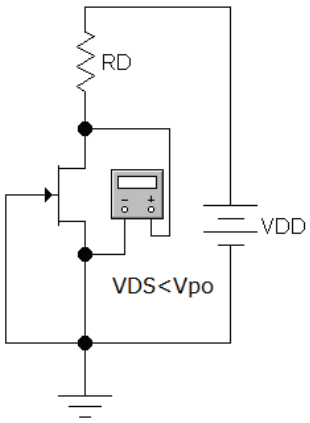
18) El estrechamiento del canal cerca del drenador, en relación al surtidor es:
a) Mayor, por el potencial del drenador
b) Menor, porque el nivel de dopado del semiconductor en esa zona.
c) Igual
d) Ninguna opción es del todo correcta

19) Dado el siguiente circuito, la corriente ID vale:



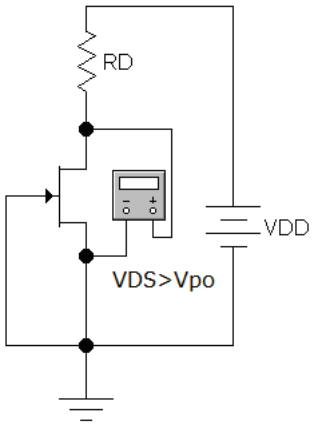
a) 0mA
b) IDSS
c) Menor que IDSS
d) Mayor que IDSS

20) Para el siguiente circuito, si se aumenta VDD la corriente ID:



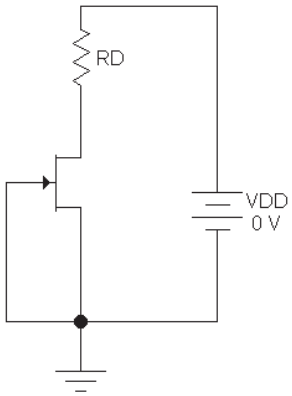
a) Es IDSS
b) Se incrementa
c) Se disminuye
d) No cambia

21)Para el siguiente circuito, si se aumenta VDD, la corriente ID:



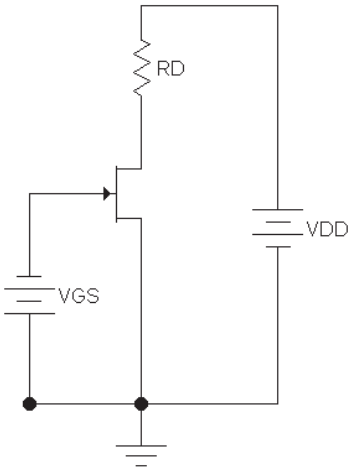
a) Se incrementa
b) Se disminuye
c) No cambia
d) Nada se puede afirmar, faltan datos

22)Para el siguiente circuito, la corriente ID y la tensión VDS, valen respectivamente:



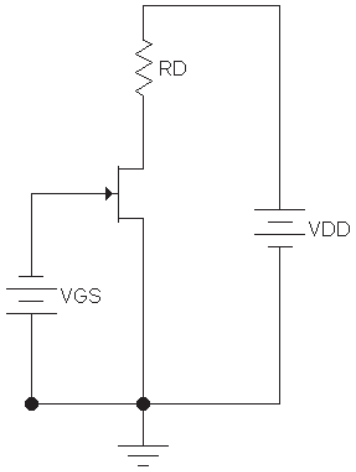
a) 0mA y VDD
b) IDSS y Vpo
c) Menor a IDSS y mayor a Vpo
d) Mayor a IDSS y menor a Vpo

23)Si se incrementa el valor de la tensión VGS, la corriente ID:



a) Se incrementa
b) Se disminuye
c) No cambia
d) Nada se puede afirmar, faltan datos

24) Si el valor de la tensión VGS=Vpo, al valor de la corriente ID:

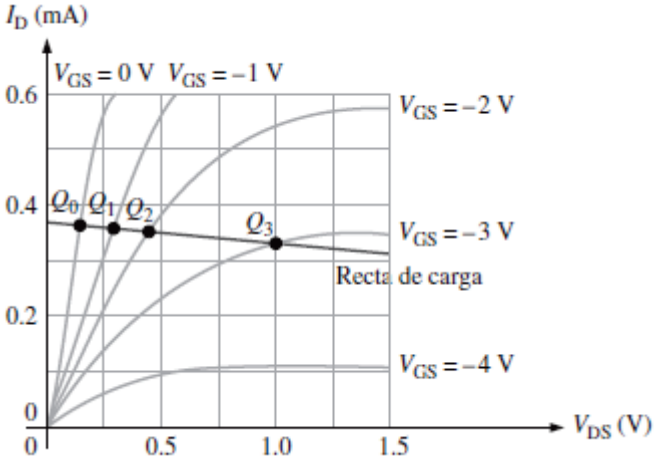


a) Es 0 mA
b) Es IDss
c) Se incrementa
d) Se disminuye por debajo de IDss

25) En la curva de Transferencia del JFET cuando ID=IDss/4 , la VGS vale:
a) La mitad del valor de la tensión de pinch-off
b) La tensión de pinch-off
c) 0V
d) Nada se puede afirmar

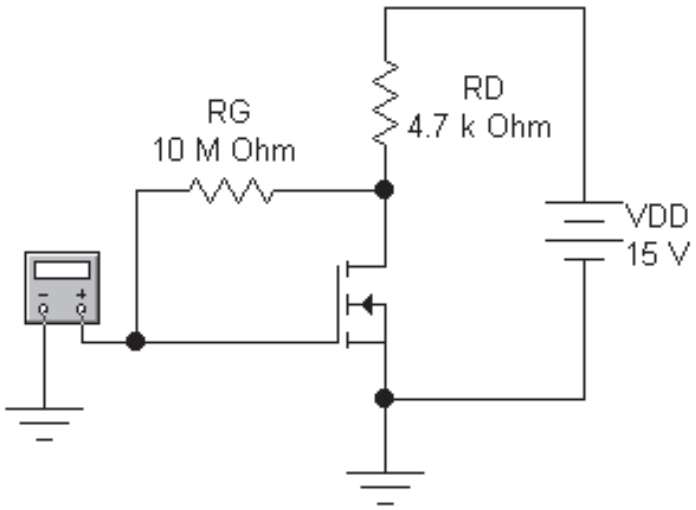
26) Que representa la pendiente de la característica de transferencia del JFET, en un punto dado:
a) La transconductancia directa
b) La inversa de la resistencia drenador surtidor
c) Admitancia de transferencia
d) Las opciones a) y c), son válidas

27) Dada la característica de salida ampliada de un JFET, siendo las coordenadas de los puntos: Qo (0.36mA,0.13V), Q1 (0.355mA,0.27V), Q2 (0.350mA,0.42V), Q3 (0.33mA,0.97V)



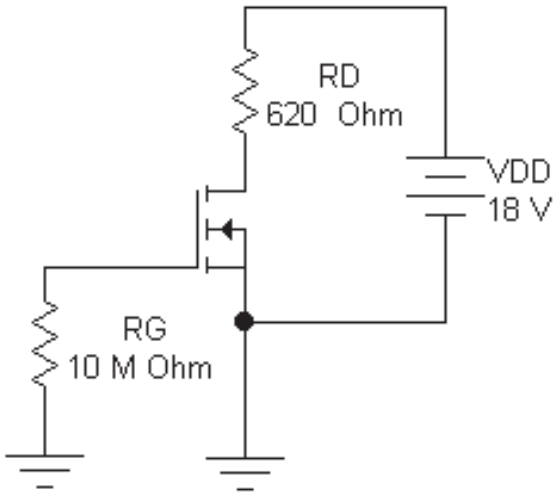
a) La RDS se disminuye, conforme Q va de Q0 a Q3
b) El rango de VGS varía desde cortocircuito a -4V
c) La resistencia drenador surtidor se incrementa, conforme Q va de Q0 a Q3
d) El rango de La resistencia drenador surtidor se disminuye, conforme Q va de Q0 a Q3
e) El rango de RDS varía desde 760 Ω a 1.2 KΩ
f) Ninguna opción es válida

28) Para el MOSFET de la figura, siendo la lectura del voltímetro de 8.5V; el valor de la corriente de drenador es:



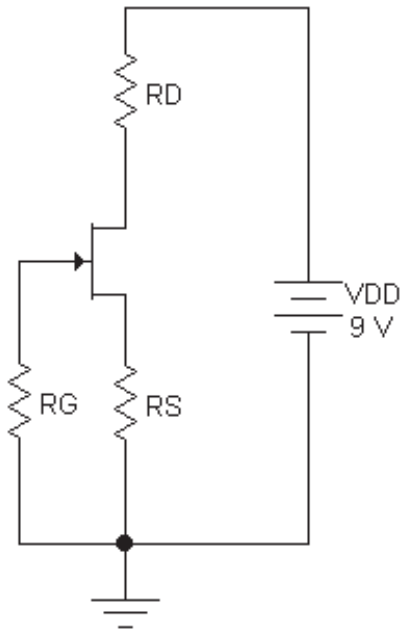
a) 0mA
b) 1.38mA
c) 3.19 mA
d) Ninguna opción es válida

29) La hoja de datos del MOSFET del circuito dado, da VGS(apagado) = -8V e IDSS =12 mA, el voltaje de drenaje a fuente será de:



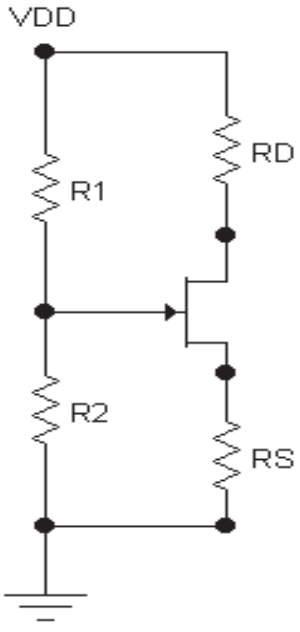
a) 10.6 V
b) 18V
c) 0V
d) 8V

30)Si se incrementa la corriente de drenador en el circuito de la figura, VDS se:



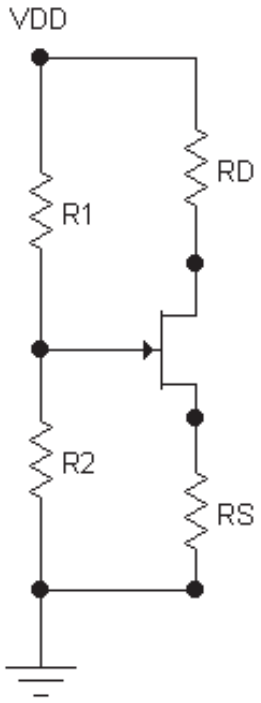
a) Incrementa
b) Reduce
c) No cambia
d) Nada se puede afirmar, porque faltan datos

31)Si se incrementa el valor de RD en el circuito de la figura, ID se



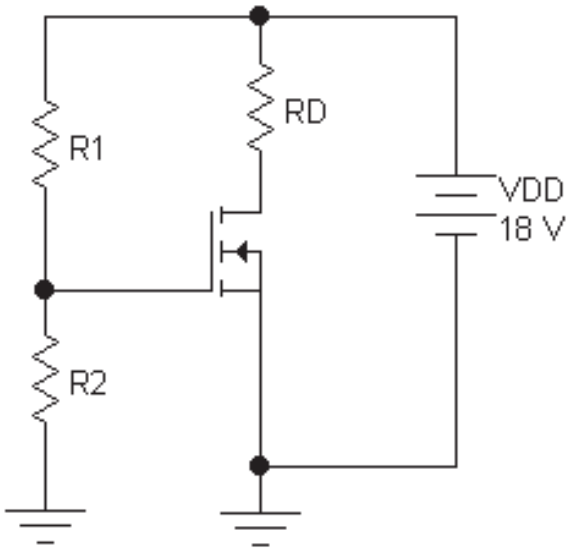
a) Incrementa
b) Reduce
c) No cambia
d) Nada se puede afirmar, porque faltan datos

32)El valor de R2 se reduce en el circuito de la figura, VG se:



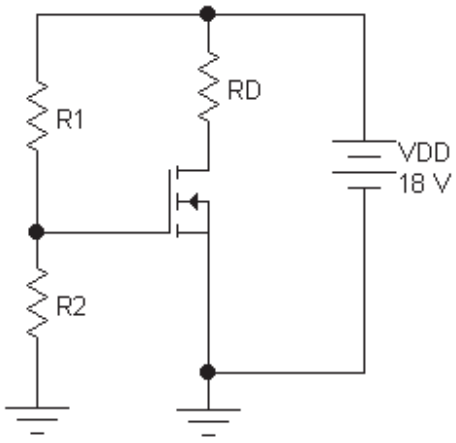
a) Incrementa
b) Reduce
c) No cambia
d) Nada se puede afirmar, porque faltan datos

33)Si VGS se incrementa en el circuito de la figura, ID se:



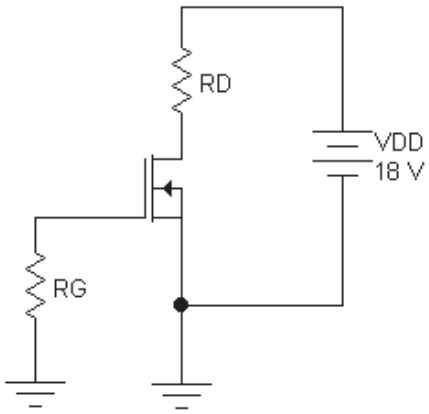
a) Incrementa
b) Reduce
c) No cambia
d) Nada se puede afirmar, porque faltan datos

34)Si R2 se abre en el circuito de la figura, VGS se



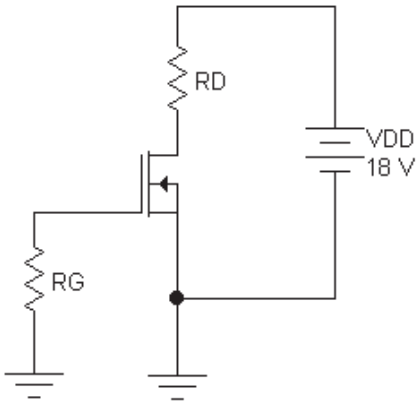
a) Incrementa
b) Reduce
c) No cambia
d) Nada se puede afirmar, porque faltan datos

35)Si RG se incrementa en el circuito de la figura, VG se



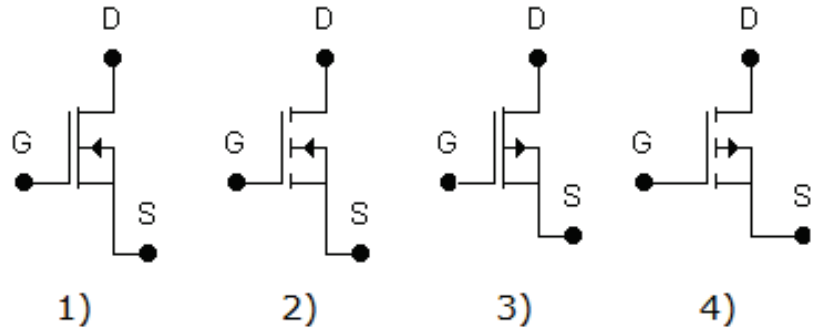
a) Incrementa
b) Reduce
c) No cambia
d) Nada se puede afirmar, porque faltan datos

36)Si el valor de IDSS se incrementa en el circuito de la figura, VDS se



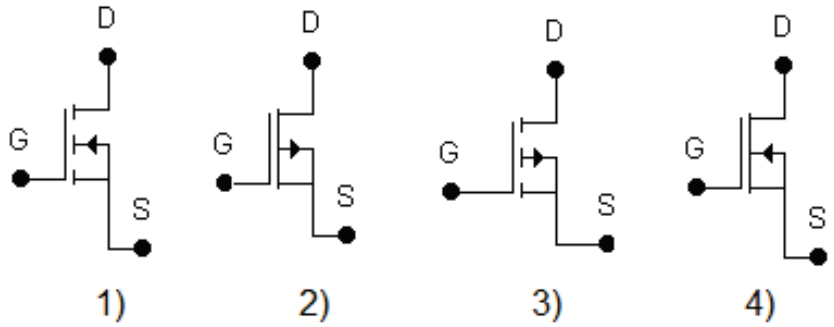
a) Incrementa
b) Reduce
c) No cambia
d) Nada se puede afirmar, porque faltan datos

37)El símbolo del transistor MOSFET de Enriquecimiento canal P, es el:



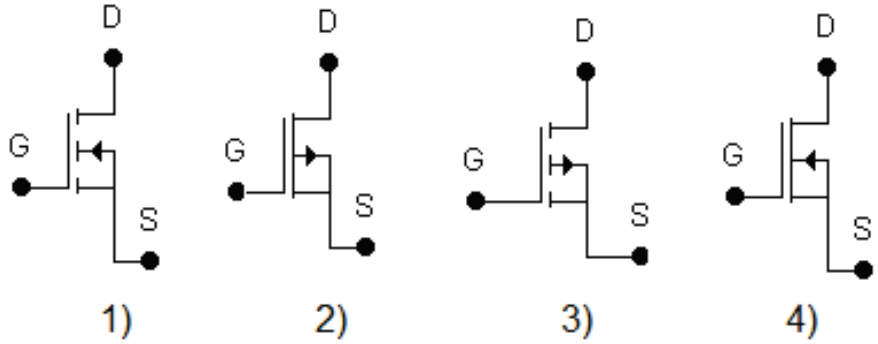
a) 1)
b) 2)
c) 3)
d) 4)

38)El símbolo del transistor MOSFET Decremental de canal P, es el:



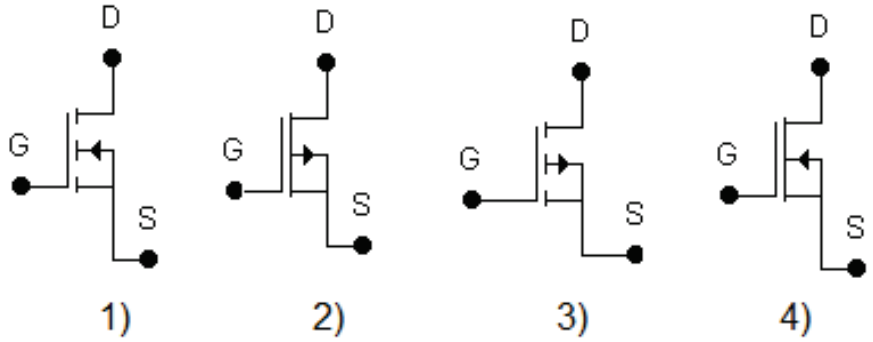
a) 1)
b) 2)
c) 3)
d) 4)

39)El símbolo del transistor MOSFET Incremental de canal N, es el:



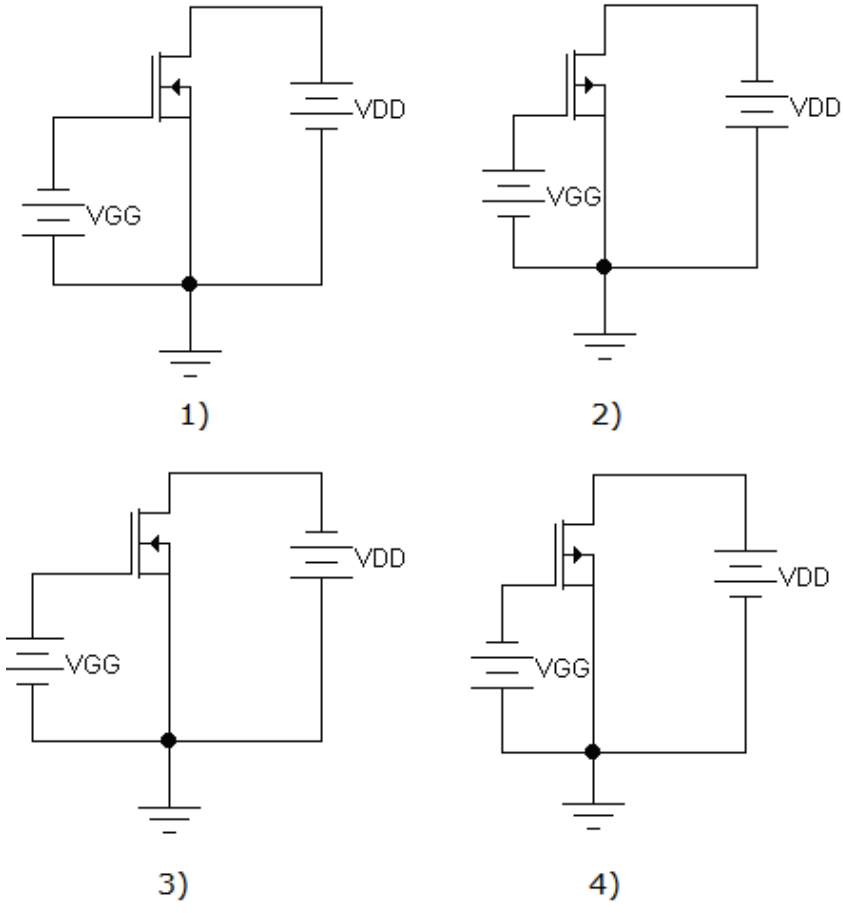
a) 1)
b) 2)
c) 3)
d) 4)

40) El símbolo del transistor MOSFET Decremental de canal N, es el:



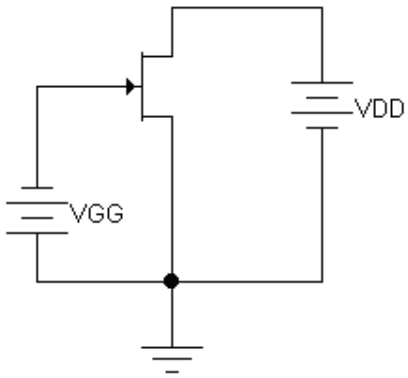
a) 1)
b) 2)
c) 3)
d) 4)

41) Para el funcionamiento normal del FET canal N, ¿cuál polarización es la que corresponde?

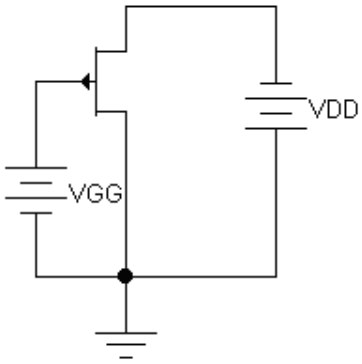


a) 1)
b) 2)
c) 3)
d) 4)

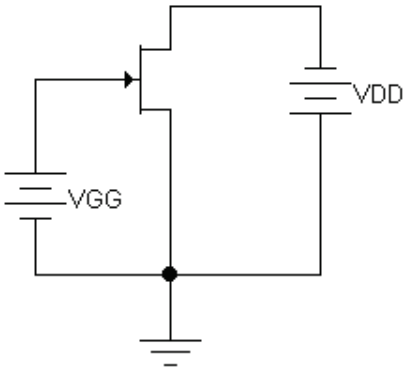
42) Para el funcionamiento normal del FET canal P, ¿cuál polarización es la que corresponde?



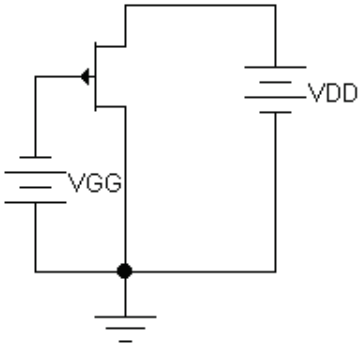
1)



2)



3)



4)

a) 1)
b) 2)
c) 3)
d) 4)

Solución:

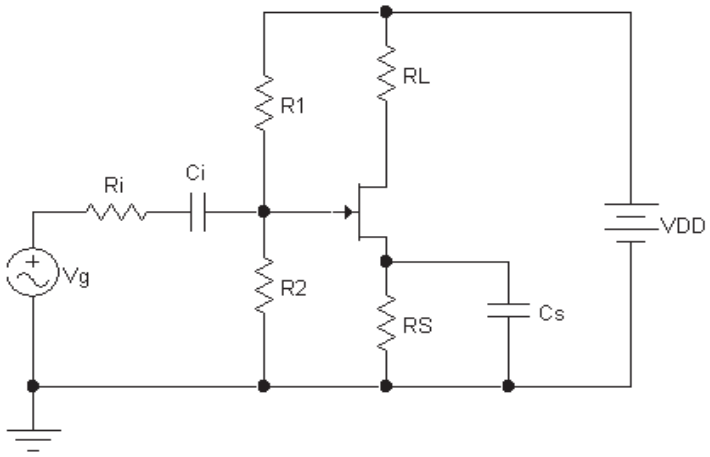
1) a)	8) a)	15) c)	22) a)	29) a)	36) b)
2) a)	9) d)	16) b)	23) b)	30) b)	37) d)
3) c)	10) b)	17) d)	24) a)	31) b)	38) b)
4) b)	11) c)	18) a)	25) a)	32) b)	39) a)
5) c)	12) a)	19) b)	26) d)	33) a)	40) d)
6) c)	13) c)	20) b)	27) c)	34) a)	41) a)
7) c)	14) a)	21) c)	28) b)	35) c)	42) b)

Problema 1

Considerando el siguiente circuito con JFET, canal N:

a) Hallar I_D, V_{GS} y V_{DS} en reposo.

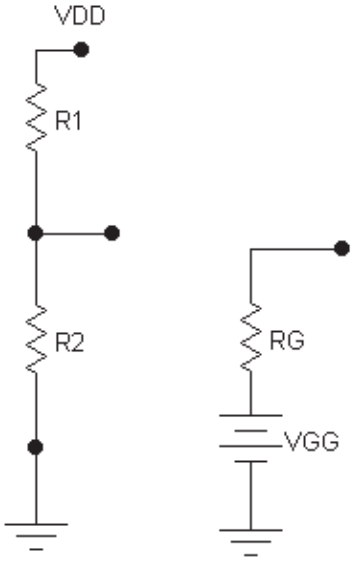
b) Dibujar la recta de carga de CC



Datos:
R1 = 15KΩ
R2 = 5KΩ
RL= 3KΩ
RS= 2KΩ
VDD= 20V
I_{DSS} = 10mA
V_{po} = -4V

Solución:

a) Se trabaja con el equivalente Thevenin del divisor de tensión:



Siendo:

$$VGG = \frac{R2}{R1+R2} * VDD = \frac{5K\Omega}{15K\Omega + 5K\Omega} * 20V = 5V \; y \; RG = R1 \parallel R2 = \frac{(R1 * R2)}{(R1+R2)} = 3.75 \; K\Omega$$

Aplicando la ecuación de Shockley e igualándola con la ecuación de la malla de entrada:

$$IDQ = IDSS * \left(1 - \frac{VGSQ}{Vpo}\right)^2 = \frac{VGG - VGSQ}{RS} \Rightarrow VGSQ$$

$$\frac{VGSQ^2}{Vpo^2} + \left(\frac{1}{IDSS * Rs} - \frac{2}{Vpo}\right) * VGSQ + \left(1 - \frac{VGG}{IDSS * RS}\right) = 0$$

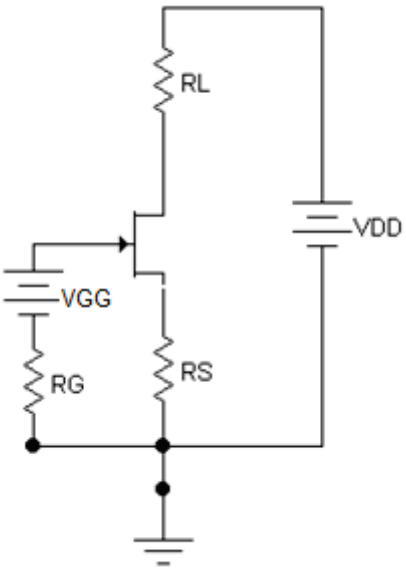
Resolviendo la ecuación cuadrática se obtienen los valores de VGSQ:
$VGSQ = -1.68\,V \;\; y - 7.12\,V$. *Este último se descarta por ser superior a* Vpo.

$$\boldsymbol{VGSQ = -1.68V}$$

Volviendo a la ecuación de Shockley, se obtiene IDQ:

$$IDQ = IDSS * \left(1 - \frac{VGSQ}{Vpo}\right)^2 = 10\,mA * (1 - \frac{-1.68V}{-4V})^2 = 3.36\,mA$$

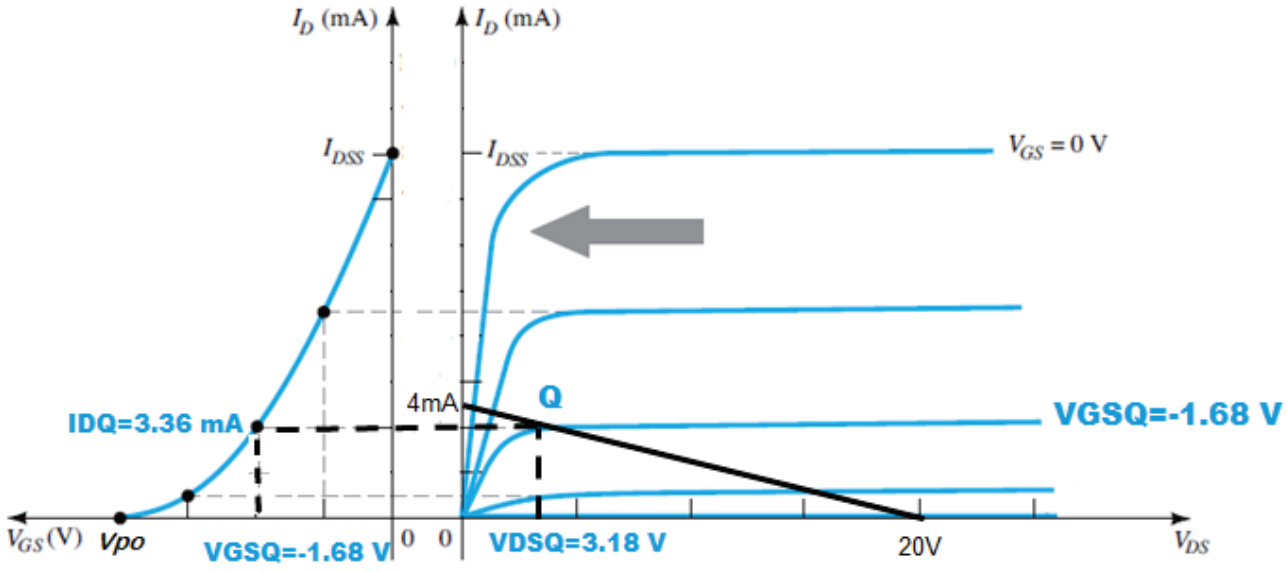
Planteando la ecuación de tensión en la malla de salida se obtiene VDSQ:



$$VDD = IDQ * (RL + RS) + VDSQ \Rightarrow VDSQ$$
$$VDSQ = VDD - IDQ * (RL + RS) =$$
$$\boldsymbol{VDSQ} = 20V - 3.36\,mA * (3K\Omega + 2K\Omega) = \mathbf{3.16V}$$

b) Se grafica la recta de carga de corriente continua:

Pendiente= -1/RCC= -1/(RL+RS)=-1/(5KΩ)
Puntos extremos: VDD=20V y VDD/RCC=20V/5KΩ=4 mA
Coordenadas del punto Q: IDQ=3.36 mA y VDSQ=3.18V

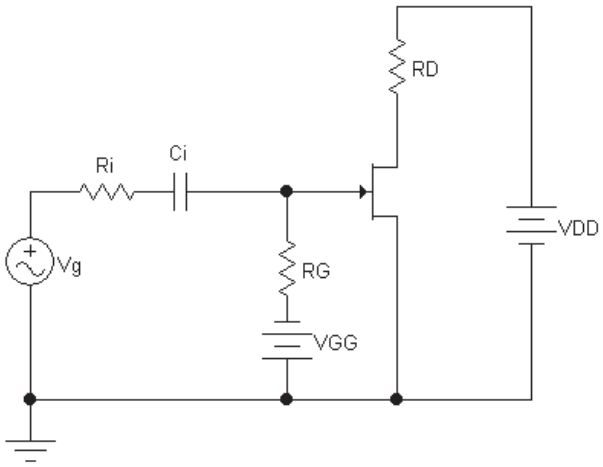


Problema 2

Sea el siguiente circuito con JFET:

a) Hallar I_D, V_{GS} y V_{DS} en reposo.

b) Dibujar la recta de carga de CC



Datos:
VDD= 15V
RD = 2KΩ
VGG= 1V
RG= 1MΩ
IDSS = 8 mA
Vpo = -3 V

Solución:

a) En este circuito de polarización fija al ser IG=0, no hay caída de tensión en RG y en consecuencia **VGSQ=VGG=-1V**

Aplicando la ecuación de Shockley:

$$\boldsymbol{IDQ} = IDSS * \left(1 - \frac{VGSQ}{Vpo}\right)^2 = 8\,mA * (1 - \frac{-1V}{-3V})^2 = \boldsymbol{3.6\,mA}$$

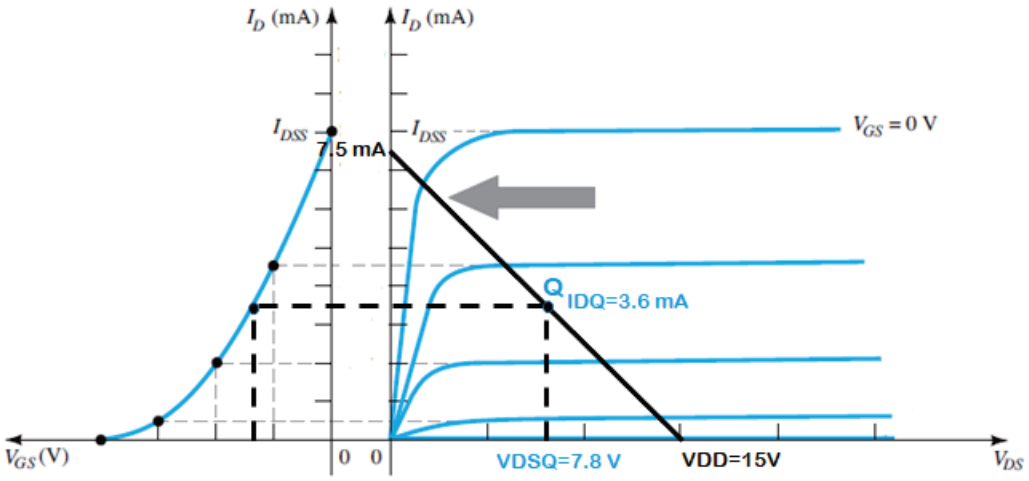
Planteando la ecuación de tensión en la malla de salida se obtiene VDSQ

$$VDD = IDQ * RD + VDSQ \Rightarrow VDSQ$$

$$\boldsymbol{VDSQ} = VDD - IDQ * RD = 15V - 3.6\,mA * 2\,K\Omega = \mathbf{7.8\,V}$$

b) Se grafica la recta de carga de corriente continua:

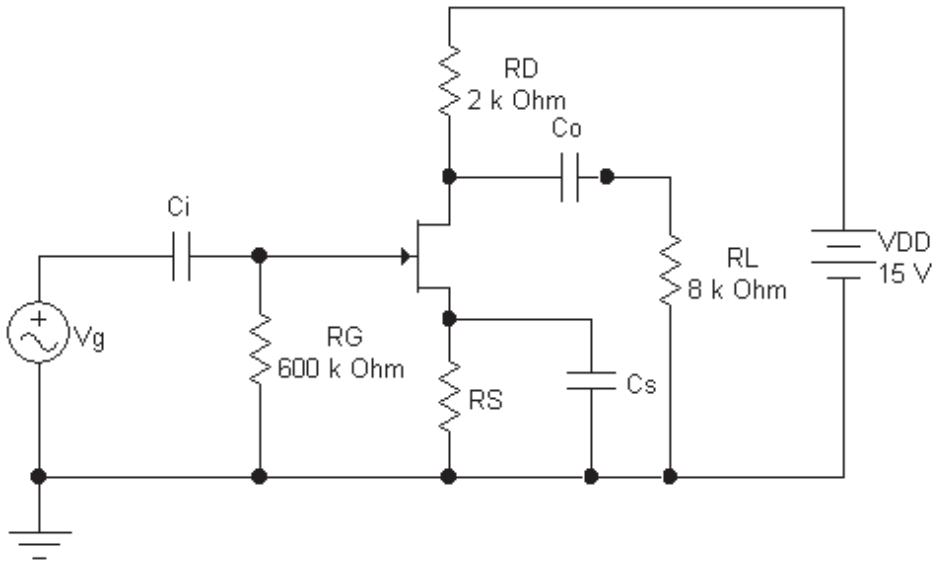
Pendiente= -1/RCC= -1/(RD)=-1/(2KΩ)
Puntos extremos: VDD=15V y VDD/RCC=15V/2KΩ=7.5 mA



Problema 3

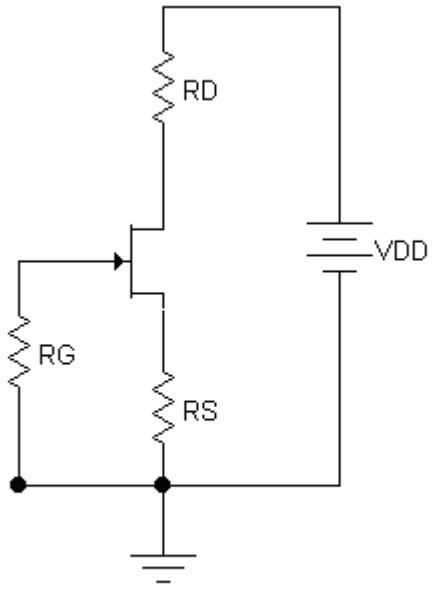
Considerando el siguiente circuito amplificador con JFET que trabaja en E.S.Max con IDQ=3 mA, y gm = 50 $(K\Omega)^{-1}$, calcular:

a) **El valor del resistor de surtidor.**
b) **La condición de reposo para VGS y VDS**
c) **Trazar las rectas de CC y CA, con sus valores extremos**
d) **El valor de Av, Ze e Zs.**

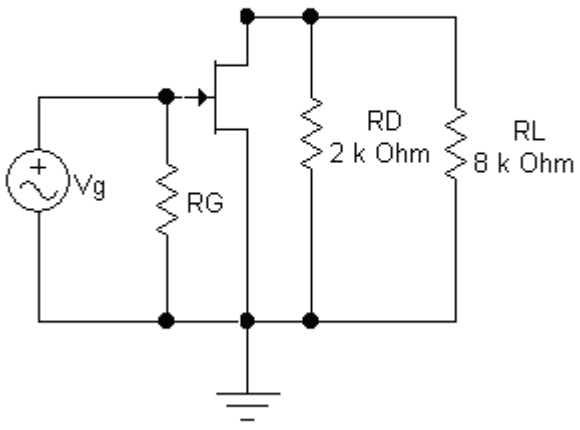


Solución:

a) Se dibujan los circuitos en corriente continua y alterna:



Circuito en CC



Circuito en ca

A fin de trabajar en la zona lineal (cuando el transistor JFET se comporta como una fuente de corriente), la excursión de vds se halla limitada por Vp (Vp= VGSQ-Vpo). De forma similar al transistor bipolar se utiliza la ecuación de IDSQ para ESMax.

Siendo: RCC=RD+RS y rca=RD//RL, se plantea la ecuación de IDQ para ESMax:

$$\boldsymbol{IDQ_{ESMax}} = \mathbf{3\ mA} = \frac{VDD}{RCC + rca} = \frac{15V}{2K\Omega + RS + 1.6\ K\Omega} \Rightarrow \boldsymbol{RS} = \mathbf{1.4\ K\Omega}$$

El circuito de polarización es el autopolarizado, entonces:

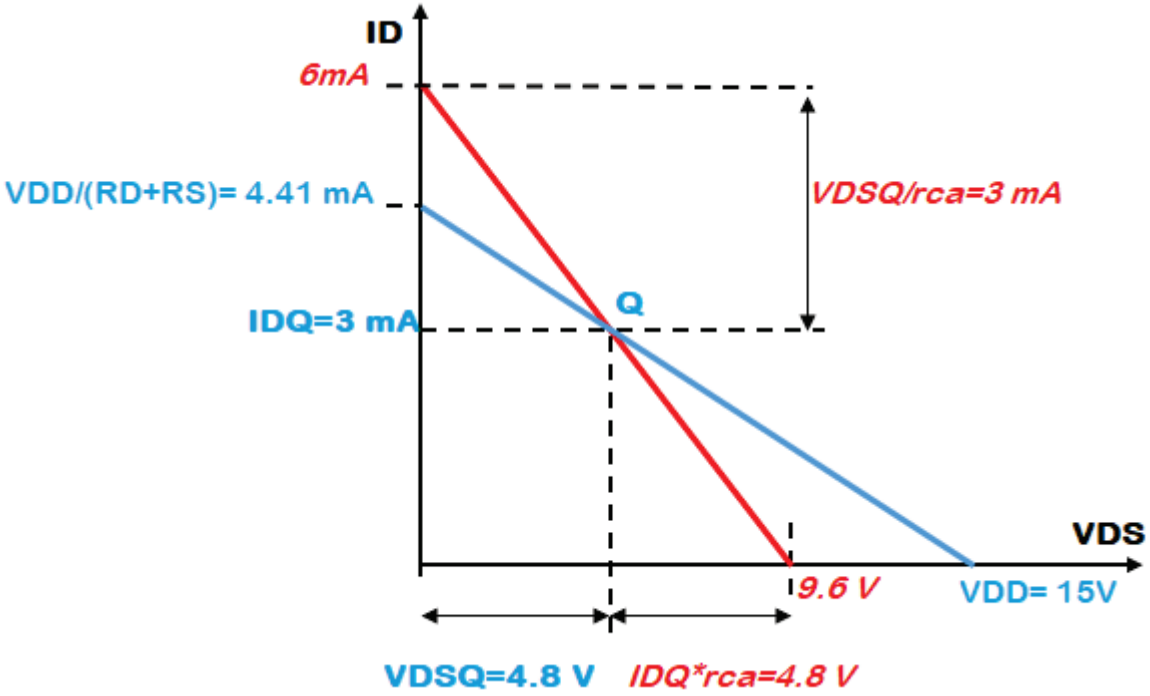
$$\boldsymbol{VGSQ} = -IDQ * RS = -3\ mA * 1.4\ K\Omega = -\mathbf{4.2\ V}$$

Planteando la ecuación de tensión en la malla de salida se obtiene VDSQ

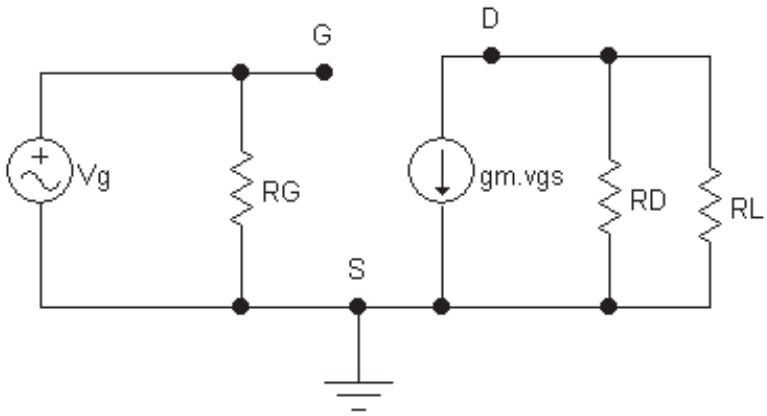
$$VDD = IDQ * (RD + RS) + VDSQ \Rightarrow VDSQ$$

$$\boldsymbol{VDSQ} = VDD - IDQ * RD = 15V - 3\ mA * (2\ K\Omega + 1.4\ K\Omega) = \mathbf{4.8\ V}$$

c) Trazando las rectas de carga de corriente continua y alterna:



d) Trabajando con el equivalente híbrido del transistor JFET, resulta:



$$Av = \frac{VRl}{Vg} = -\frac{id * (RD \parallel RL)}{vgs} = -\frac{gm * vgs * (RD \parallel RL)}{vgs} = -gm * (RD \parallel RL)$$

$$\boldsymbol{Av} = -50(K\Omega)^{-1} * 1.6\ K\Omega = \boldsymbol{-80}$$

$$\boldsymbol{Ze = RG = 600K\Omega}$$

$$\boldsymbol{Zs = RD = 2K\Omega}$$

Problema 4

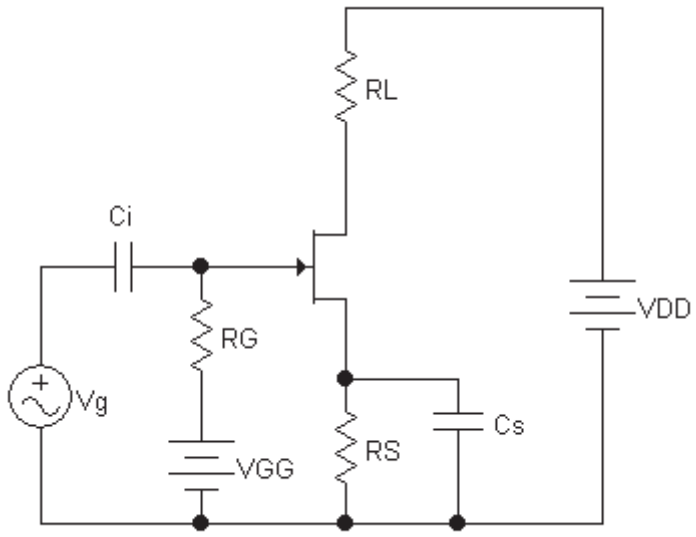
Para un circuito amplificador en configuración SC, con desacople de RS y sin acoplamiento de CA en la carga, calcular:

a) **La condición de reposo, siendo: VGG = 3V, RS = 3KΩ, RD =10KΩ y VDD =30V.**
b) **Dibujar la característica de salida y de transferencia; y las rectas de carga de CC, ca y de polarización.**
c) **Dibujar otros probables circuitos de polarización y diseñarlos en forma completa para una Ze de 500 KΩ.**
d) **Hallar el valor de la tensión de salida para una señal de entrada de 10 mV de pico.**

Datos:
Transistor JFET de canal N.
IDSS= 10 mA y Vpo= -4V

Solución:

a) Se dibuja el esquema de circuital del amplificador:



Aplicando la ecuación de Shockley e igualándola con la ecuación de la malla de entrada:

$$IDQ = IDSS * \left(1 - \frac{VGSQ}{Vpo}\right)^2 = \frac{VGG - VGSQ}{RS} \Rightarrow VGSQ$$

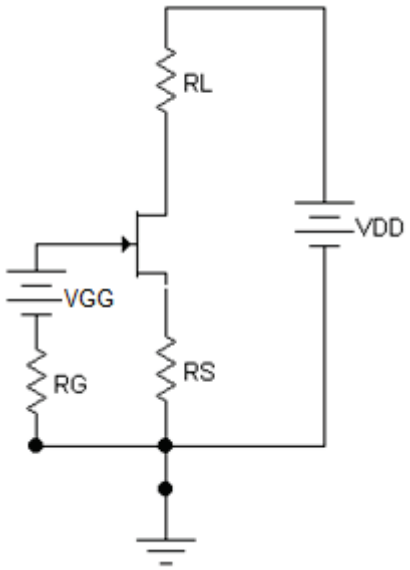
$$\frac{VGSQ^2}{Vpo^2} + \left(\frac{1}{IDSS * Rs} - \frac{2}{Vpo}\right) * VGSQ + \left(1 - \frac{VGG}{IDSS * RS}\right) = 0$$

Resolviendo la ecuación cuadrática se obtienen los valores de VGSQ:
$VGSQ = -2.32\ V\ \ y - 6.2\ V$. *Este último se descarta por ser superior a* Vpo.

$$\boldsymbol{VGSQ = -2.32\ V}$$

Volviendo a la ecuación de Shockley, se obtiene ICQ:

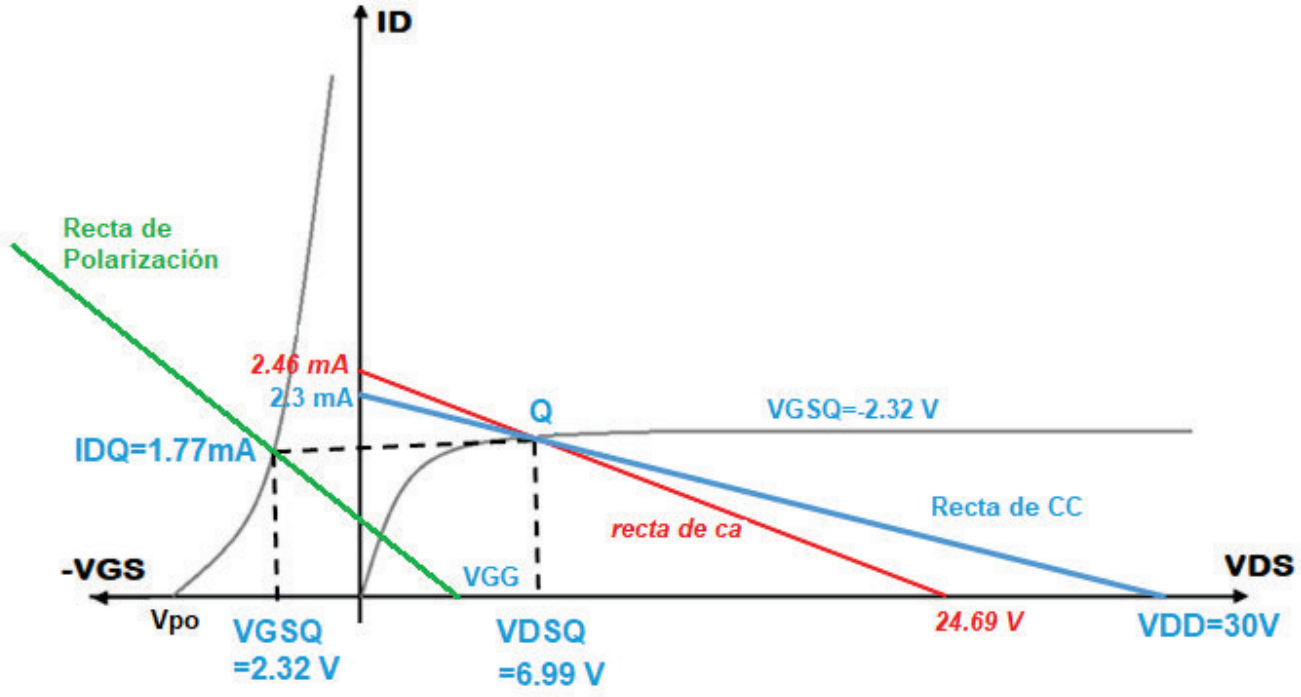
$$IDQ = IDSS * \left(1 - \frac{VGSQ}{Vpo}\right)^2 = 10\ mA * (1 - \frac{-2.32\ V}{-4V})^2 = 1.77\ mA$$



Planteando la ecuación de tensión en la malla de salida se obtiene VDSQ:

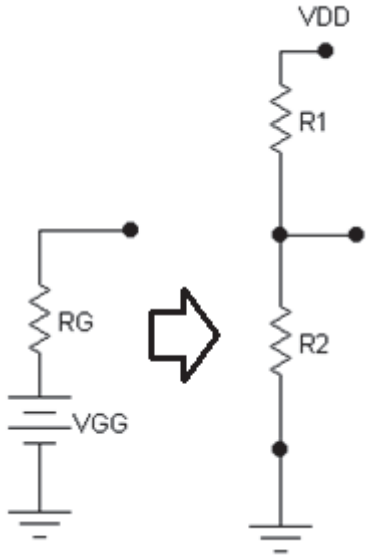
$$VDD = IDQ * (RL + RS) + VDSQ \Rightarrow VDSQ$$
$$VDSQ = VDD - IDQ * (RL + RS) =$$
$$\boldsymbol{VDSQ} = 30V - 1.77\ mA * (10K\Omega + 3K\Omega) = \mathbf{6.99\ V}$$

b) Trazado de rectas de carga y de polarización:



c) El único circuito de polarización que admite es con el divisor de tensión o polarización universal. Las razones son:

- Polarización fija se descarta porque posee RS y la fuente VGG es positiva.
- Auto polarizado, se descarta por el dato de VGG.



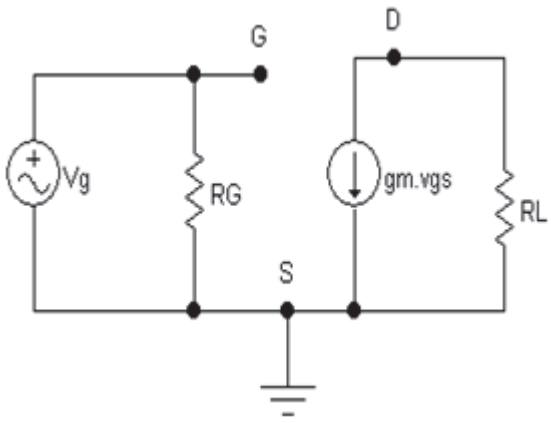
Siendo:

$$VGG = \frac{R2}{R1+R2} * VDD = 3V \; y \;\; RG = R1 \parallel R2$$
$$= \frac{(R1 * R2)}{(R1+R2)} = 500\ K\Omega$$

Se obtiene R1 y R2:

$$\boldsymbol{R1} = RB * \frac{VDD}{VGG} = 500K\Omega * \frac{30V}{3V} = \mathbf{5\ M\Omega}$$
$$\boldsymbol{R2} = \frac{RB}{(1-\frac{VGG}{VDD})} = \frac{500K\Omega}{(1-\frac{3V}{30V})} = \mathbf{555.5\ K\Omega}$$

d) Trabajando con el equivalente híbrido del transistor JFET, resulta:



Siendo gm:

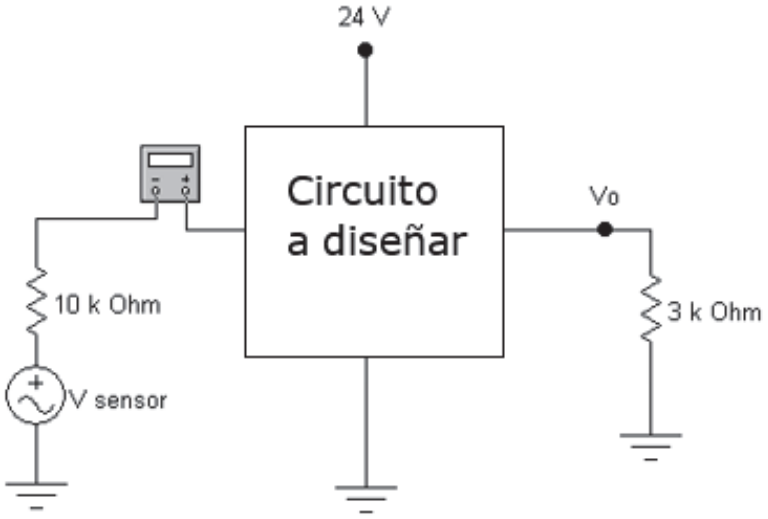
$$gm = -\frac{2IDSS}{Vpo} * \left(1 - \frac{VGSQ}{Vpo}\right) =$$
$$= -\frac{2 * 10\ mA}{(-4V)} * \left[1 - \frac{(-2.32\ V)}{(-4V)}\right]$$
$$= 2.1(\frac{1}{K\Omega})$$
$$Av = \frac{VRl}{Vg} = -\frac{id * (RL)}{vgs} = -\frac{gm * vgs * (RL)}{vgs}$$
$$= -gm * (RD \parallel RL)$$
$$Av = -2.1(K\Omega)^{-1} * 10\ K\Omega = -21 \Rightarrow \widehat{Vsmáx}$$
$$= Av * \widehat{Vgmáx} = -21 * 10mV$$
$$\boldsymbol{\widehat{Vsmáx} = -210\ mV}$$

Problema 5

Para el siguiente esquema:

c) Calcular Ze.
d) Calcular Av = Vo/V sensor.
e) Dibujar la configuración circuital de la malla de salida y dar las coordenadas del punto Q, en la característica de Transferencia. Única adopción para el diseño RD > RL, igual al doble.
f) Analizar las posibles ubicaciones del punto Q, en la recta de carga de corriente alterna. Justificar la elección.

g) Calcular el máximo valor de RS, para que el transistor JFET trabaje en la zona activa.
h) Proponer y diseñar el circuito de polarización. Justificar la elección.
i) Dibujar el circuito completo diseñado, con todos sus componentes.



Datos:
V sensor = 1V. senωt – 2V
Corriente medida por el multímetro: 700 nA
Vo = - 4V. senωt

Transistor JFET de canal N
IDss= 8mA y Vpo=- 4V

Solución:

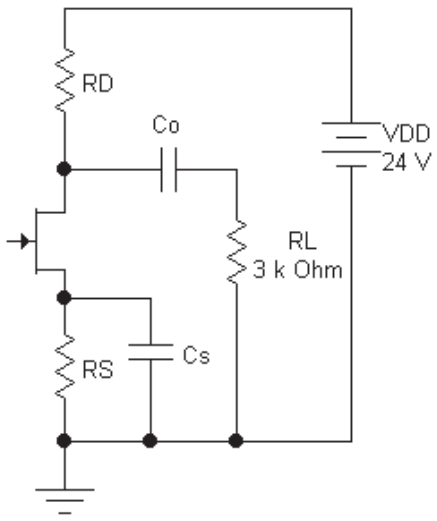
a)

$$\widehat{Vsensor} = \left(ii\ eficaz * \sqrt{2}\right) * (ri + Ze) = 700nA * \sqrt{2} * (10K\Omega + Ze) = 1V \Rightarrow Ze$$
$$\boldsymbol{Ze \cong 1M\Omega}$$

b)

$$\boldsymbol{Av} = \frac{Vo}{Vsensor} = \frac{-4V}{1V} = \boldsymbol{-4}$$

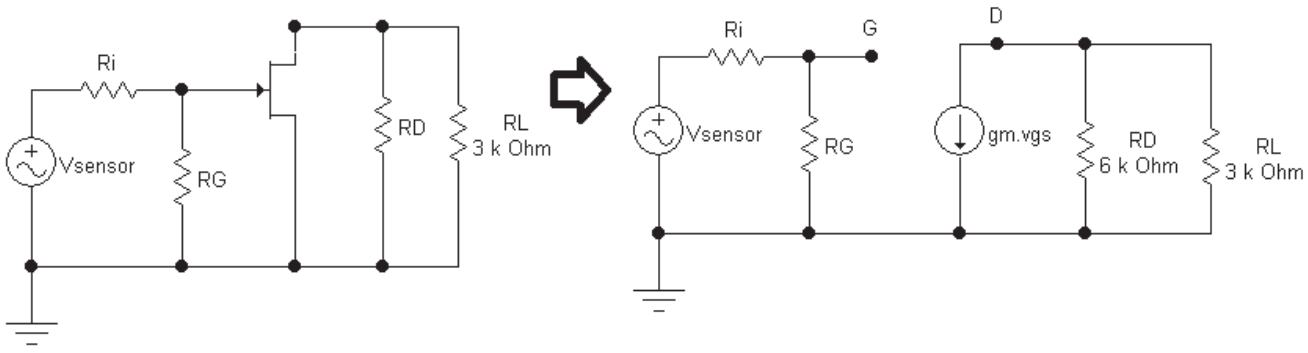
c) Dado que posee una única fuente de alimentación de corriente continua, los circuitos de polarización que admite son el autopolarizado o el divisor de tensión que requiere la resistencia de surtidor.



Siendo RD:

$$\boldsymbol{RD} = 2 * RL = \boldsymbol{6K\Omega}$$

A continuación, se dibuja el circuito en corriente alterna y el reemplazando del JFET por su equivalente híbrido:



$$Av = \frac{VRl}{Vsensor} = -\frac{id * (RD \parallel RL)}{vgs} = -\frac{gm * vgs * (RD \parallel RL)}{vgs} = -gm * (RD \parallel RL) = -4$$

$$\Rightarrow gm = \frac{4}{(RD \parallel RL)} = \frac{4}{2K\Omega} = 2(K\Omega)^{-1}$$

Siendo gm:

$$gm = 2(K\Omega)^{-1} = -\frac{2IDSS}{Vpo} * \left(1 - \frac{VGSQ}{Vpo}\right) \Rightarrow \boldsymbol{VGSQ = -2V}$$

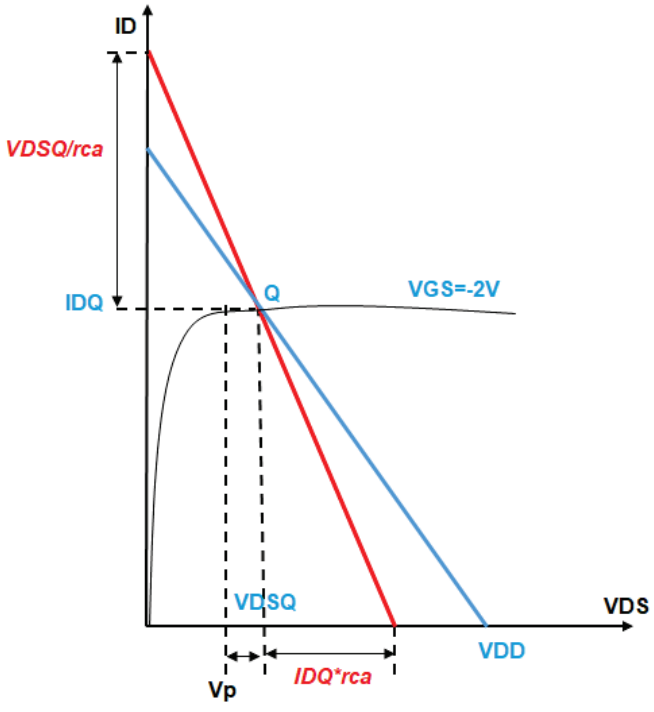
Aplicando la ecuación de Shockley se calcula IDQ:

$$\boldsymbol{IDQ} = IDSS * \left(1 - \frac{VGSQ}{Vpo}\right)^2 = \boldsymbol{2\ mA}$$

d)

Considerando Vp= VGS -Vpo =-2V+4V=2V, se analizan las posibles ubicaciones del punto Q en la recta de carga de corriente de alterna:

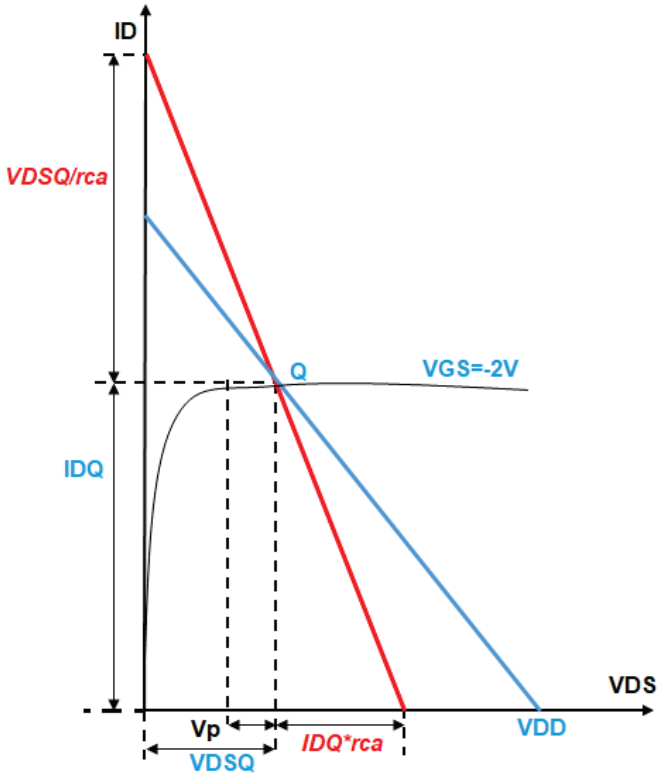
Ubicación por encima del punto medio:



$$\widehat{VRL} = VDSQ - Vp = 4V \Rightarrow VDSQ = 6V, luego\ \widehat{id} \equiv \frac{VDSQ}{rca} = \frac{VDSQ}{(RD \parallel RL)} = 3mA > 2\,mA = IDQ$$

Esto es absurdo, por lo cual esta ubicación se descarta.

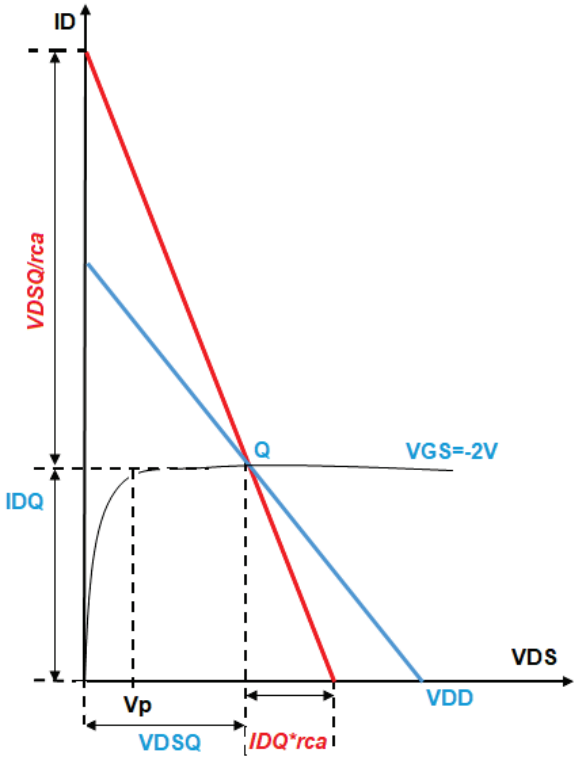
Ubicación en el punto medio:



$$VDSQ \equiv IDQ * rca = 4V > \widehat{VRL} = VDSQ - Vp = 2V$$

Al no coincidir, esta ubicación se descarta.

Ubicación por debajo del punto medio:



$$VDSQ \equiv IDQ * rca = 2\,mA * 2K\Omega = 4\,\mathrm{V} \equiv \widehat{VRL}$$

Esta es la ubicación correcta.

e) El transistor JFET debe trabajar en la zona activa, por lo cual debe verificarse que VDSQ>Vp.

$$VDSQ = VDD - IDQ * (RD + RS) > Vp = 2V, luego\ el\ valor\ de\ RS\ será:$$
$$\boldsymbol{RS} < \left(\frac{VDD - Vp}{IDQ}\right) - RD = \mathbf{5K\Omega}$$

f)

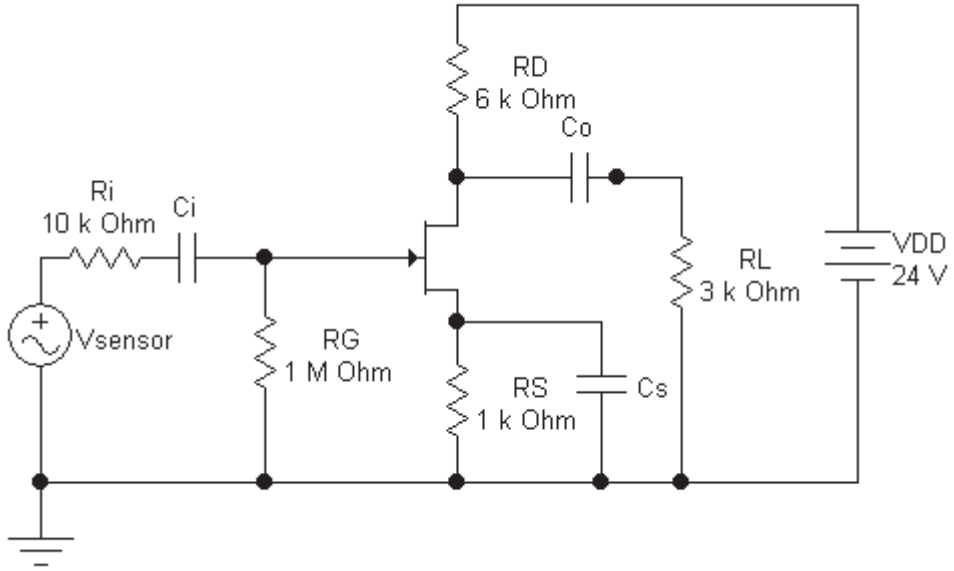
- La polarización fija no se admite, pues se cuenta con una única fuente de alimentación y además no debe contener a RS.
- Polarización por divisor de tensión, tampoco porque se requiere conocer el valor de RS y VGG.
- Autopolarizado es el indicado, pues no requiere ningún otro dato.

$$VGSQ = -2V = -IDQ * RS \Rightarrow \boldsymbol{RS} = \mathbf{1K\Omega}$$

g) Se completa la ubicación del punto Q en la característica de salida, calculando VDSQ:

$$\boldsymbol{VDSQ} = VDD - IDQ * (RS + RD) = 24V - 2mA * (5K\Omega + 1K\Omega) = \mathbf{10\,V}$$

Se dibuja el circuito completo con los valores de todos sus componentes:



Problema 6

En un circuito amplificador con transistor JFET con polarización universal, en configuración SC, con desacople de RS y la carga acoplada para ca, calcular:

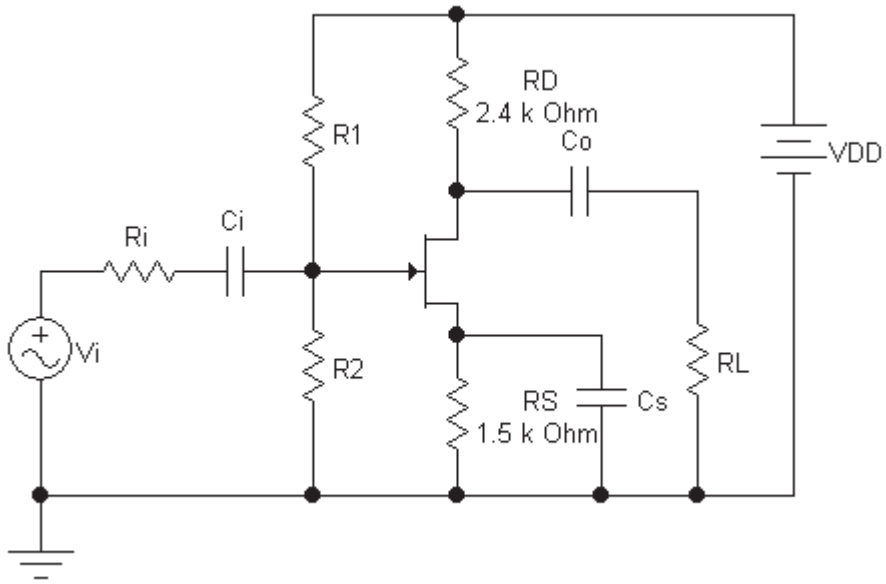
a) La condición de reposo, para Vspp = 7.6 V, siendo IDss= 12 mA, Vpo= -5 V, RS = 1.5 KΩ, RD =2.4 KΩ, RL >> Zs y VDD = 18 V.

b) Hallar las resistencias del divisor de tensión para una Ze = 1MΩ.

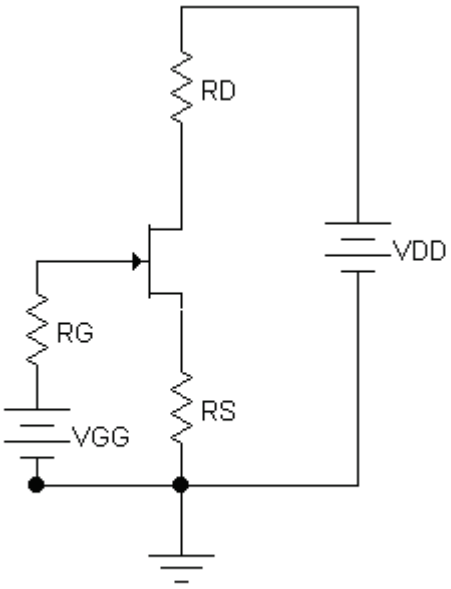
c) Dibujar la característica de entrada y salida; y las rectas de carga de CC, CA. y de polarización.
d) Hallar el valor de la señal de entrada en vacio, siendo Ri=4.7 KΩ.

Solución:

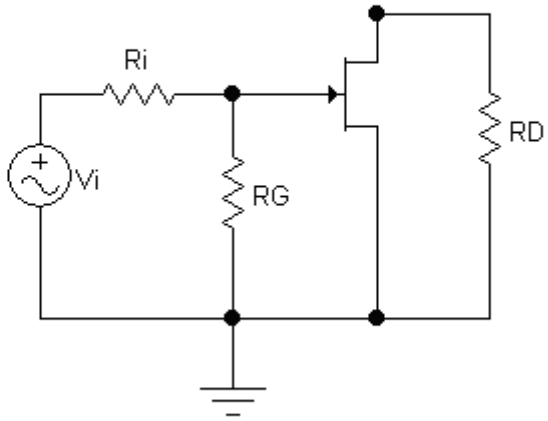
a) De acuerdo a las especificaciones indicadas, el circuito es el que se dibuja a continuación:



Se dibuja los circuitos en corriente continua y alterna:



Circuito en CC



Circuito en ca

Siendo RCC= RD+RS=3.9 KΩ y rca=RD=2.4 KΩ

Se considera las posibles ubicaciones del punto de reposo:

Ubicación en el punto medio de la recta de ca.

Siendo: RCC=RD+RS y rca=RD, se plantea la ecuación de IDQ para ESMax:

$$IDQ_{ESMax} = \frac{VDD}{RCC + rca} = \frac{18V}{3.9K\Omega + 2.4\ K\Omega} = 2.85\ mA$$

$$VDSQ = VDD - IDQ * (RD + RS) = 6.88V$$

$$VGSQ = Vpo * \left(1 - \sqrt{\frac{IDQ}{IDSS}}\right) = -2.56V$$

$$Vp = VGSQ - Vpo = -2.56V + 5V = 2.5V$$

Para que el JFET trabaje en la zona lineal, entonces:

$\widehat{Vs} = VDSQ - Vp = 4.38V > 3.8V\ por\ lo\ cual\ se\ descarta\ esta\ ubicación.$

Ubicación por debajo del punto medio de la recta de ca.

$$\widehat{Vs} = 3.8V = IDQ * rca \Rightarrow IDQ = \frac{3.8V}{2.4\ K\Omega} = 1.58\ mA$$

$$VGSQ = Vpo * \left(1 - \sqrt{\frac{IDQ}{IDSS}}\right) = -3.18V$$

$$VRS = IDQ * RS = 1.58mA * 1.5\ K\Omega = 2.37\ \text{V}$$

$$VGG = VGS + VRS = -3.18V + 2.37V = -0.81V\ Imposible!!$$

No puede resultar la VGG negativa, pues es la tensión equivalente del divisor de tensión, por esta razón esta ubicación queda descartada.

Ubicación por encima del punto medio de la recta de ca.

$$\widehat{Vs} = 3.8V = VDSQ - Vp = [VDD - IDQ * (RD + RS)] - (VSQ - Vpo) =$$
$$= \left[VDD - IDSS * \left(1 - \frac{VGSQ}{Vpo}\right)^2 * (RD + RS)\right] + Vpo - VGSQ$$

Reemplazando valores se llega a una ecuación cuadrática, resolviendo resulta:

$$VGSQ = -2.5V\ y - 8V\ , éste\ último\ valor\ se\ descarta\ por\ ser > Vpo$$

$$\boldsymbol{VGSQ = -2.5\ V}$$

$$\boldsymbol{IDQ} = IDSS * \left(1 - \frac{VGSQ}{Vpo}\right)^2 = \boldsymbol{3\ mA}$$

Esta ubicación es la correcta.

b) Se calcula el divisor de tensión, siendo:

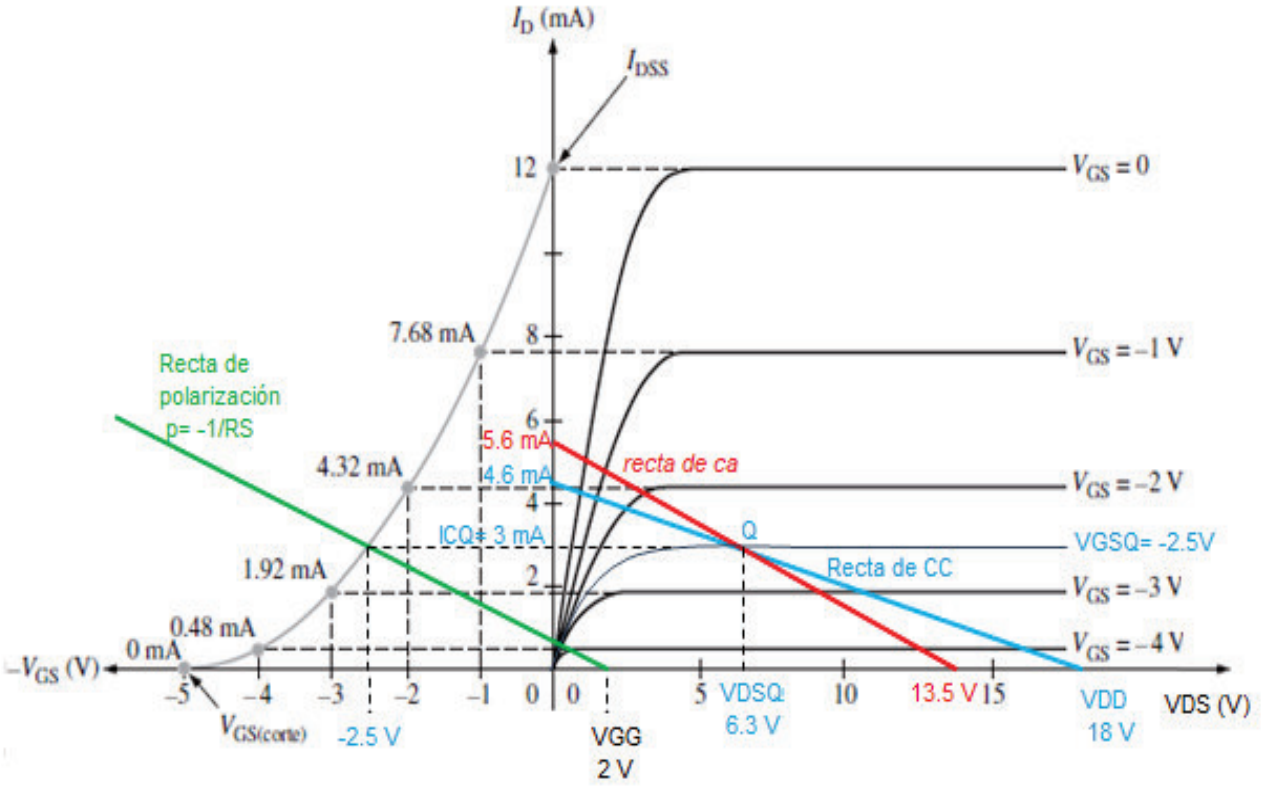
$$\boldsymbol{VGG} = VGSQ + IDQ * RS = -2.5V + 3mA * 1.5\ K\Omega = \mathbf{2V} \text{ y } \boldsymbol{RG} = \boldsymbol{Ze} = \mathbf{1M\Omega}$$

Se obtiene R1 y R2:

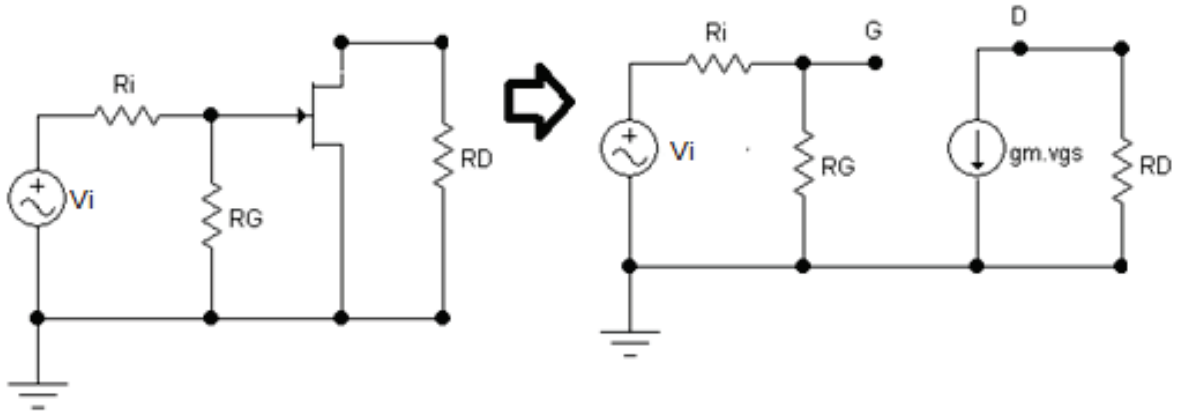
$$\boldsymbol{R1} = RB * \frac{VDD}{VGG} = 1\ M\Omega * \frac{18V}{2V} = \mathbf{9\ M\Omega}$$

$$\boldsymbol{R2} = \frac{RB}{(1 - \frac{VGG}{VDD})} = \frac{1\ M\Omega}{(1 - \frac{2V}{18\ V})} = \mathbf{1.125\ M\Omega}$$

c) Se grafica las rectas de cargas y de polarización:



d) Se dibuja el circuito de alterna con el reemplazo del JFET por su modelo híbrido:



Siendo gm:

$$gm = -\frac{2IDSS}{Vpo} * \left(1 - \frac{VGSQ}{Vpo}\right) = -\frac{2 * 12\,mA}{-5V} * \left(1 - \frac{-2.5\,V}{-5V}\right) = 2.4\,(K\Omega)^{-1}$$

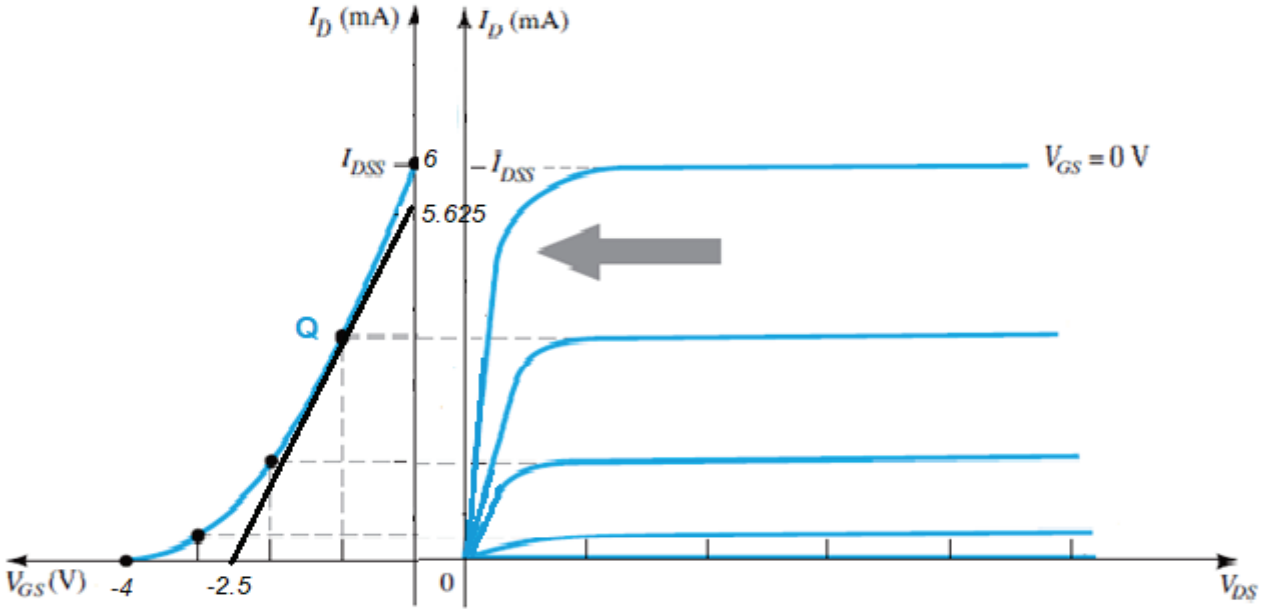
$$Av = \frac{Vs}{vgs} = -gm * RD = -5.76 = \frac{-3.8\,V}{vgs} \Rightarrow vgs = 660\,mV$$

$$\frac{vgs}{Vi} = \frac{RG}{(RG + Ri)} = \frac{1\,M\Omega}{(1M\Omega + 4.7\,\mathrm{K\Omega})} \Rightarrow \boldsymbol{Vi = 663\,mV}$$

Problema 7

En una etapa amplificadora con transistor JFET autopolarizado en configuración SC, con desacople de RS y con acoplamiento de ca en la carga:

a) Calcular la condición de reposo, siendo RG = 1 MΩ, RL =10KΩ, RD=3.6 KΩ y VDD =20V, según la característica de entrada dada.
b) Hallar el valor de RS.
c) Dibujar la característica de entrada y salida; y las rectas de carga de CC, ca y de polarización.
d) Calcular el valor de la tensión de salida.
e) Hallar el valor de la señal de entrada, siendo Ri=47 KΩ.



Solución:

a) De la característica dada se desprende los siguientes valores:

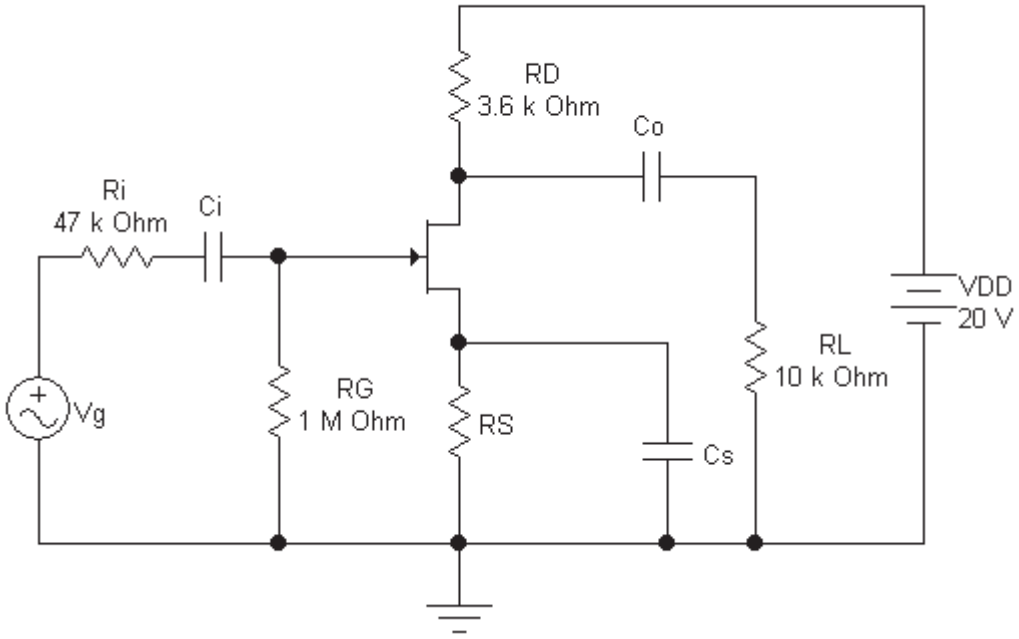
$$Vpo = -4\,V, IDSS = 6\,mA\ y\ gm = \frac{5.625\,mA}{2.5\,V} = 2250\mu S = -\frac{2IDSS}{Vpo} * \left(1 - \frac{VGSQ}{Vpo}\right) \Rightarrow \boldsymbol{VGSQ}$$

$$\boldsymbol{VGSQ = -1V}$$

Aplicando la ecuación de Shockley se calcula IDQ:

$$\boldsymbol{IDQ} = IDSS * \left(1 - \frac{VGSQ}{Vpo}\right)^2 = \boldsymbol{3.375\,mA}$$

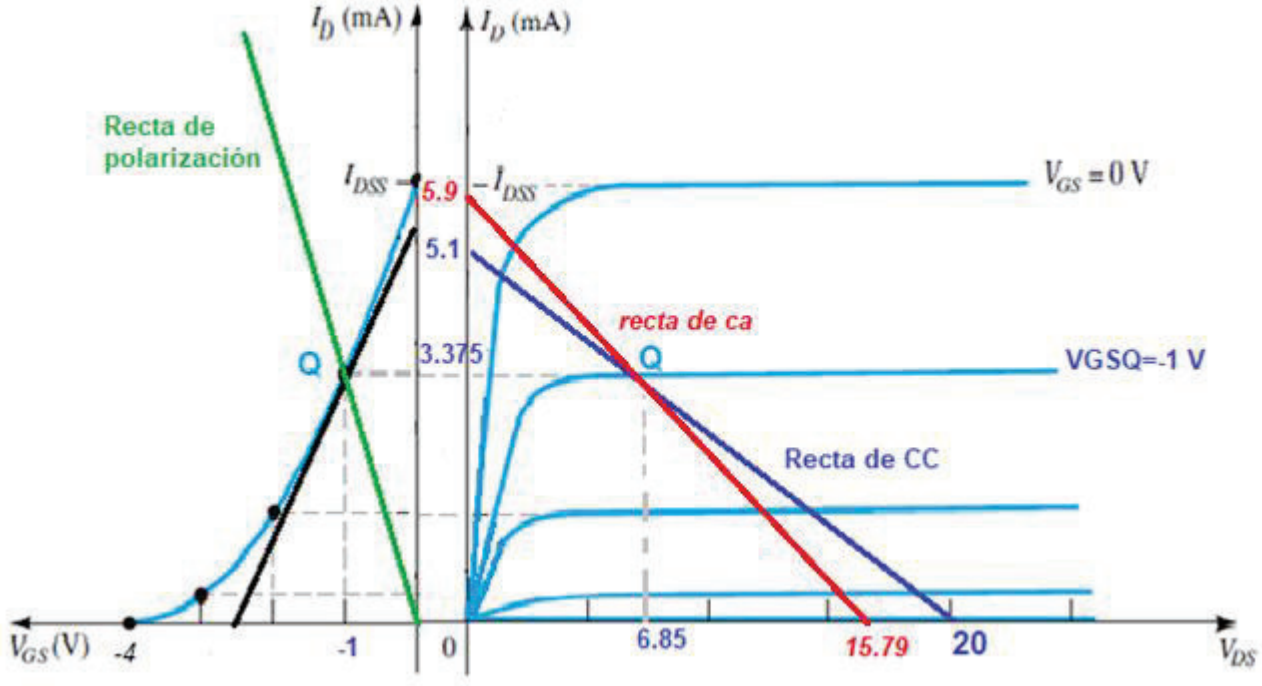
b) Conforme a las características dadas, el circuito que corresponde es el siguiente:



Siendo el circuito autopolarizado, entonces:

$$VGS = -IDQ * RS = -1\,V \Rightarrow \boldsymbol{RS = 296\Omega}$$

c)



$$VDSQ = VDD - IDQ * (RD + RS) = 20V - 3.725\,mA * (3.6K\Omega + 0.296K\Omega) = 6.85\,V$$

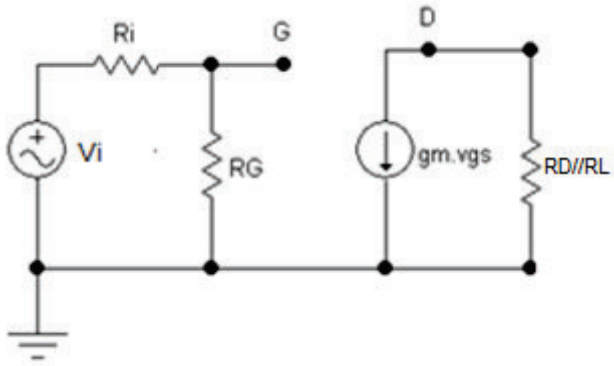
Pendiente de la Recta de polarización: -1/Rs=-1/(0.296KΩ)
Pendiente de la Recta de CC: -1/(RD+RS)=-1/(3.89 KΩ)
Pendiente de la recta de ca: -1/(RD//RL)=-1/(2.647 KΩ)

d)

Siendo Vp=VGSQ-Vpo=-1V+4=3V, se calcula el valor de pico de Vs:

$$\widehat{\boldsymbol{Vs}} = VDSQ - Vp = 6.851V - 3V = \mathbf{3.851\,V}$$

e) Dibujando el circuito en corriente alterna con el modelo híbrido del JFET, queda:



$$Av = \frac{\widehat{Vs}}{\widehat{vgs}} = \frac{-\,3.3851\,V}{\widehat{vgs}} = -gm * (RD \parallel RL) = -2250\mu S * 2.64\,K\Omega = -5.95\,V \Rightarrow \widehat{vgs}$$

$$\widehat{vgs} = 568.9\,mV$$

$$\frac{\widehat{vgs}}{\widehat{Vi}} = \frac{568.9\,mV}{\widehat{Vi}} = \frac{RG}{(RG + Ri)} = 0.995 \Rightarrow \boldsymbol{Vi = 571.75\,mV}$$

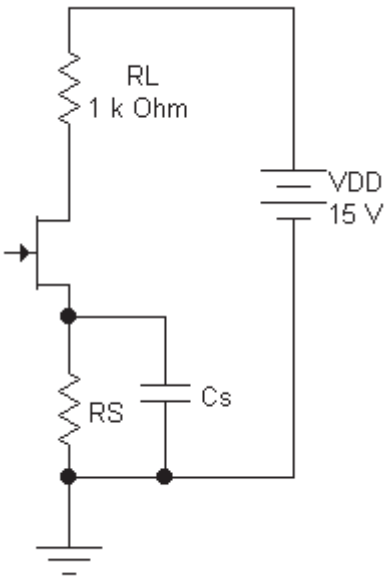
Problema 8

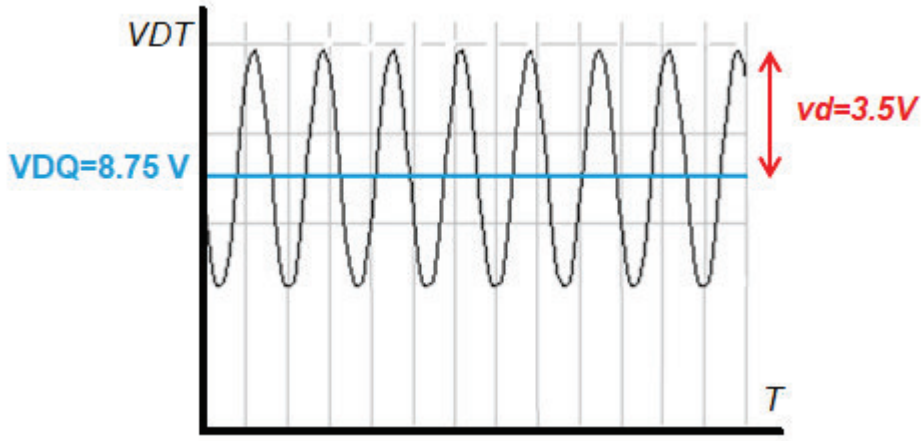
Sea un amplificador con transistor JFET en configuración S-C diseñado para ESMax, entrega a una carga de 1KΩ, una tensión de salida de 8,75V-3,5V sen ωt.

a) **Dar las coordenadas del punto Q, en la característica de Transferencia**
b) **Proponer y diseñar la configuración circuital de la malla de salida, de forma justificada y determinar las coordenadas del punto Q.**
c) **Justifique si el diseño realizado en el ítem b), permite trabajar al transistor JFET en la zona activa.**
d) **Proponer y diseñar el circuito de polarización debiendo otorgar una Ze= 1 MΩ. Justificar la elección.**
e) **Dibujar las rectas de carga de CC, ca y de polarización en las correspondientes características de V-I.**
f) **Hallar el valor de Vimáx, para la salida dada.**
Datos: VDD=15V. Transistor JFET de canal N, IDss=16mA, Vpo= - 4V.

Solución:

a) La tensión de salida $\widehat{Vs} = 8.75\ \text{V} - 3{,}5\ \text{V} * \text{sen}\ \omega t$ indica que la carga no está acoplada en ca, y está ocupando el lugar de RD. En consecuencia, la malla de salida es la que se dibuja a continuación considerando que debe contener a RS pues de otro modo la polarización requeriría otra fuente de corriente continua:





$$\widehat{Vs} = 8.75\ \text{V} - 3{,}5\ \text{V} * \text{sen}\ \omega t = \text{VDQ} - \widehat{vd} \Rightarrow VDQ$$
$$VDQ = 8.75\ V$$

Siendo

$$VDQ = 8.75\ V = VDD - IDQ * RL = 15V - IDQ * 1K\Omega \Rightarrow \boldsymbol{IDQ = 6.25\ mA}$$

$$\boldsymbol{VGSQ} = Vpo * \left(1 - \sqrt{\frac{IDQ}{IDSS}}\right) = \boldsymbol{-1.5\ V}$$

b) Tal como lo indica el enunciado, el circuito ha sido diseñado para E.S.Máx:

$$IDQ_{ESMax} = 6.25\ mA = \frac{VDD}{RCC + rca} = \frac{18V}{(RL + RS) + RL} = \frac{18V}{1K\Omega + RS + 1\ K\Omega} \Rightarrow \boldsymbol{RS = 400\Omega}$$

$$\boldsymbol{VDSQ} = VDD - IDQ * (RL + RS) = 15V - 6.25\ mA * (1K\Omega + 0.4K\Omega) = \boldsymbol{6.25\ V}$$

c) Para que el transistor trabaje en la zona activa se debe verificar que:

$VDSQ = 6.25\ V > Vp = VGSQ - Vpo = -1.5V + 4 = 2.5V$ *Lo cual lo verifica.*

Sobre esta última ecuación, se puede calcular el valor límite de RS que determina el funcionamiento lineal:

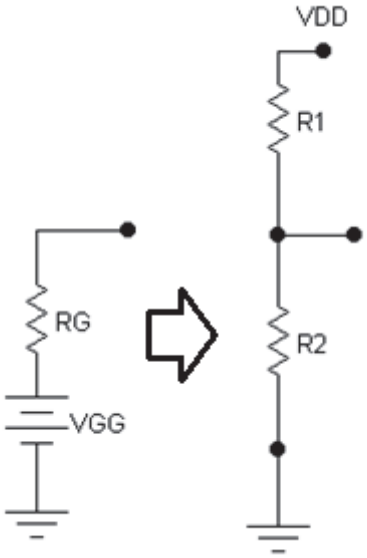
$$VDSQ = VDD - IDQ * (RL + RS) > Vp = 2.5\ V \Rightarrow \boldsymbol{RS < 1K\Omega}$$

En consecuencia, el valor hallado de RS= 400Ω cumple esta condición de funcionamiento lineal del JFET.

d) Si el circuito fuese autopolarizado entonces el valor de RS, sería:

$$RS = \frac{-VGSQ}{IDQ} = 240\Omega$$

Con este valor de RS, no se cumple la condición de diseño de excursión simétrica máxima, por lo cual esta forma de polarización se descarta.
La única forma de polarización que se admite es la del divisor de tensión. A continuación, se lo calcula:



$$\boldsymbol{VGG} = VGSQ + IDQ * RS = -1.5V + 6.25mA * 0.4\,K\Omega = \mathbf{1V}$$

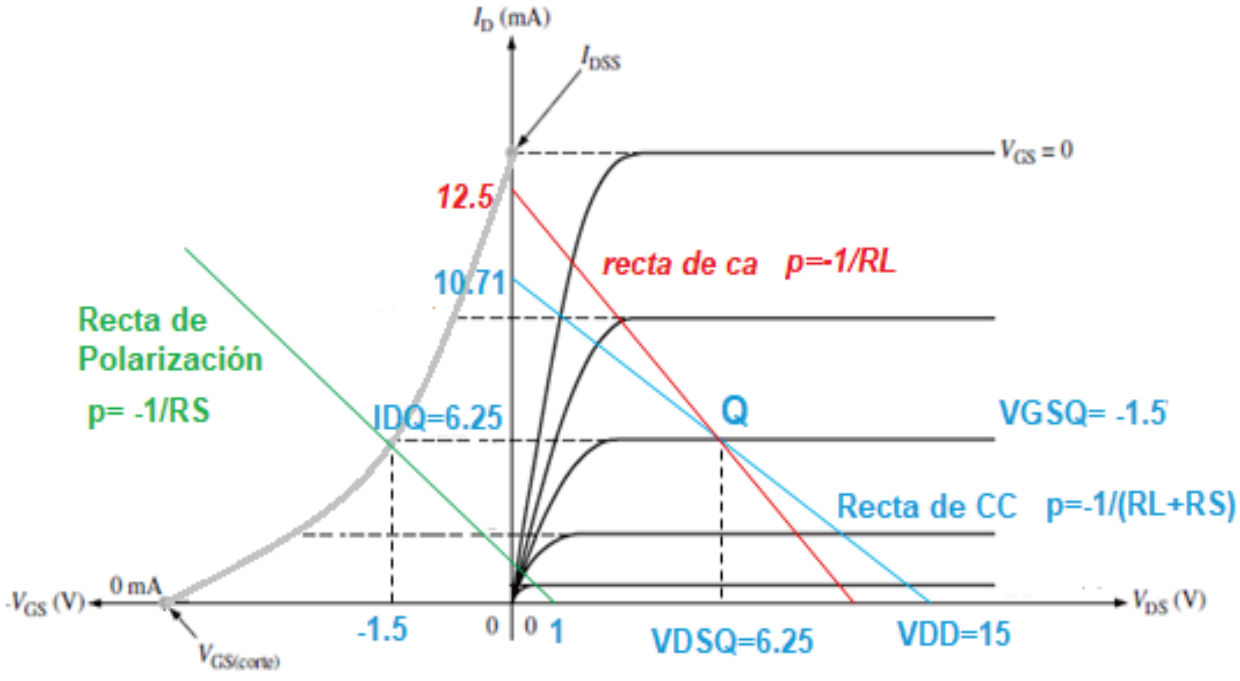
y

Siendo $\boldsymbol{RG = Ze = 1M\Omega}$ obtiene R1 y R2:

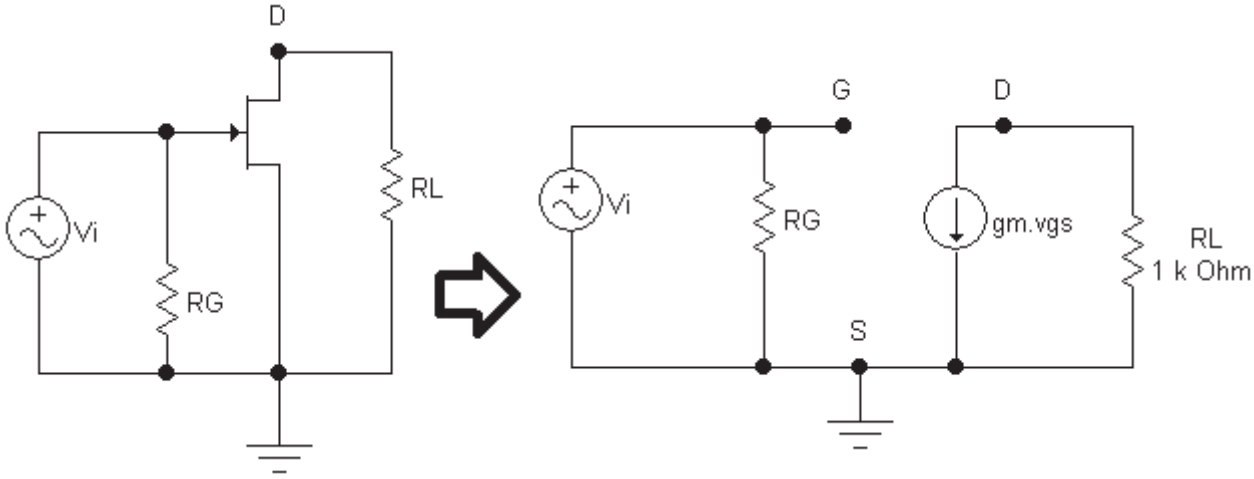
$$\boldsymbol{R1} = RG * \frac{VDD}{VGG} = 1\,M\Omega * \frac{15V}{1V} = \mathbf{15\ M\Omega}$$

$$\boldsymbol{R2} = \frac{RG}{(1 - \frac{VGG}{VDD})} = \frac{1\,M\Omega}{(1 - \frac{1V}{15\,V})} = \mathbf{1.07\ M\Omega}$$

e) Graficando las rectas de carga y de polarización.



f) Dibujando el circuito en ca y reemplazando el transistor por su modelo híbrido:



Siendo gm:

$$gm = -\frac{2IDSS}{Vpo} * \left(1 - \frac{VGSQ}{Vpo}\right) = -\frac{2 * 16\,mA}{-4V} * \left(1 - \frac{-1.5\,V}{-4V}\right) = 5\ (K\Omega)^{-1}$$

Considerando Vp= 2.5 V, se calcula el valor de pico de Vsmáx:

$$\widehat{Vsmáx} = VDSQ - Vp = 6.25\,V - 2.5V = 3.75\,V$$

Siendo el dato de $\widehat{Vs} = 3.5\,V$

$$Av = \frac{Vs}{Vi} = \frac{Vs}{vgs} = -gm * RL = -5 \Rightarrow \boldsymbol{Vi = 700mV}$$

Problema 9

Proponer y diseñar un circuito amplificador con transistor JFET que permita con Av negativa, suministrar solo componentes de CA a una carga de 10K Ω, considerando que:

- **Se dispone de una fuente de alimentación única de CC, de 30V.**
- **El valor de la resistencia de surtidor es de 2KΩ y se halla desacoplada para las componentes de CA, VG= 10V y Ze = (20/3) MΩ.**
- **La señal de tensión de entrada proviene de un sensor cuya resistencia interna es de 100 KΩ.**

Calcular:

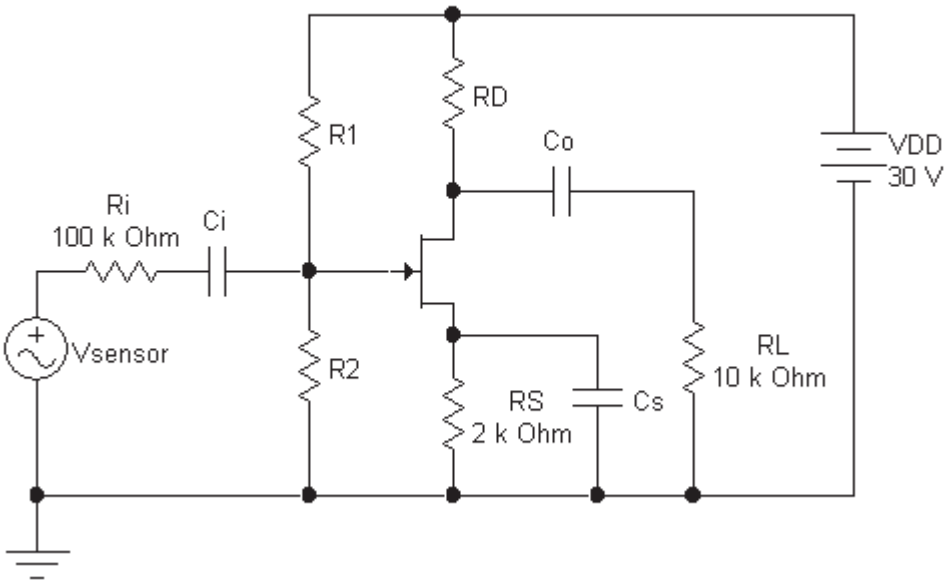
a) Las coordenadas del punto de reposo.
b) El máximo valor de RD que permita trabajar al circuito en la zona activa.
c) En función de lo calculado en el ítem b, calcule el valor de RD a fin de obtener una excursión simétrica máxima en la salida de 10Vpp que produzca la mínima disipación de potencia en RD.
d) Dibujar las rectas de carga de corriente continua y alterna, la característica de Transferencia y la Recta de Polarización.
e) El circuito de polarización.

f) El valor de pico de la tensión de entrada, para la máxima excursión de tensión en la salida.

Datos del Transistor:
Transistor JFET de canal N
IDSS= 12mA y VPO= -4V

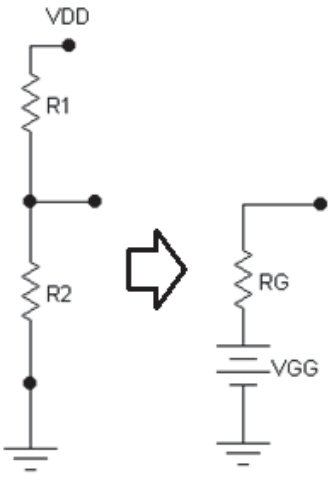
Solución:

a) De acuerdo a los considerandos del problema, el circuito que corresponde es el que se dibuja a continuación:



El circuito de polarización que corresponde es con el divisor de tensión ya que dispone de una única fuente de alimentación y además se indica como dato el valor de VGG e Ze.

Siendo el equivalente Thevenin del divisor de tensión, el siguiente:



Planteando la ecuación de VGG y reemplazando IDQ de la ecuación de Shockley, resulta:

$$VGG = VGSQ + IDQ * RS = VGSQ + \left[IDSS * \left(1 - \frac{VGSQ}{Vpo}\right)^2 * RS \right] \Rightarrow$$

$$\left(\frac{RS * IDSS}{Vpo^2}\right) * VGSQ^2 + \left(1 - \frac{2 * RS * IDSS}{Vpo}\right) * VGS + (RS * IDSS - VGG) = 0$$

Resolviendo la ecuación cuadrática, resultan los valores:

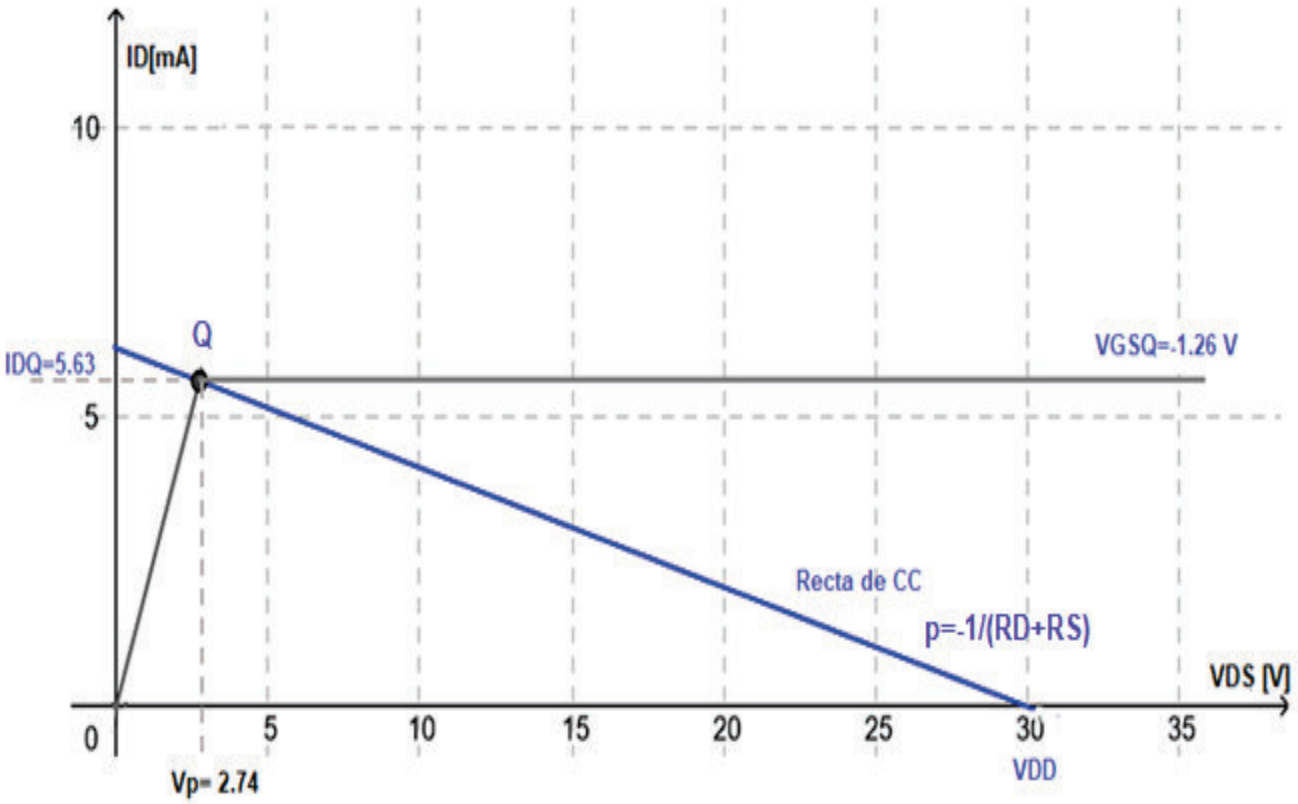
$VGSQ_1 = -1.26\,V \; y \; VGSQ_2 = -7.4\,V$. Este último se desprecia por ser mayor que Vpo

Con el valor **VGSQ=-1.26 V** se reemplaza en la ecuación de Shockley y se obtiene IDQ:

$$\boldsymbol{IDQ} = IDSS * \left(1 - \frac{VGSQ}{Vpo}\right)^2 = \boldsymbol{5.63mA}$$

b) El valor límite de RD, será aquel que haga que la pendiente de la recta de carga de corriente continua intercepte a la característica del JFET en Vp, siendo este el límite de la región lineal.

Siendo $Vp = VGSQ - Vpo = -1.26V + 4 = 2.74V \equiv VDSQ\ (Condición\ Límite)$



$$Vp = 2.74V \equiv VDSQ = VDD - IDQ * (RD + RS) = 30V - 5.63\,mA * (RD + 2K\Omega) \Rightarrow RD$$

$$\boldsymbol{RD < 2.84K\Omega}$$

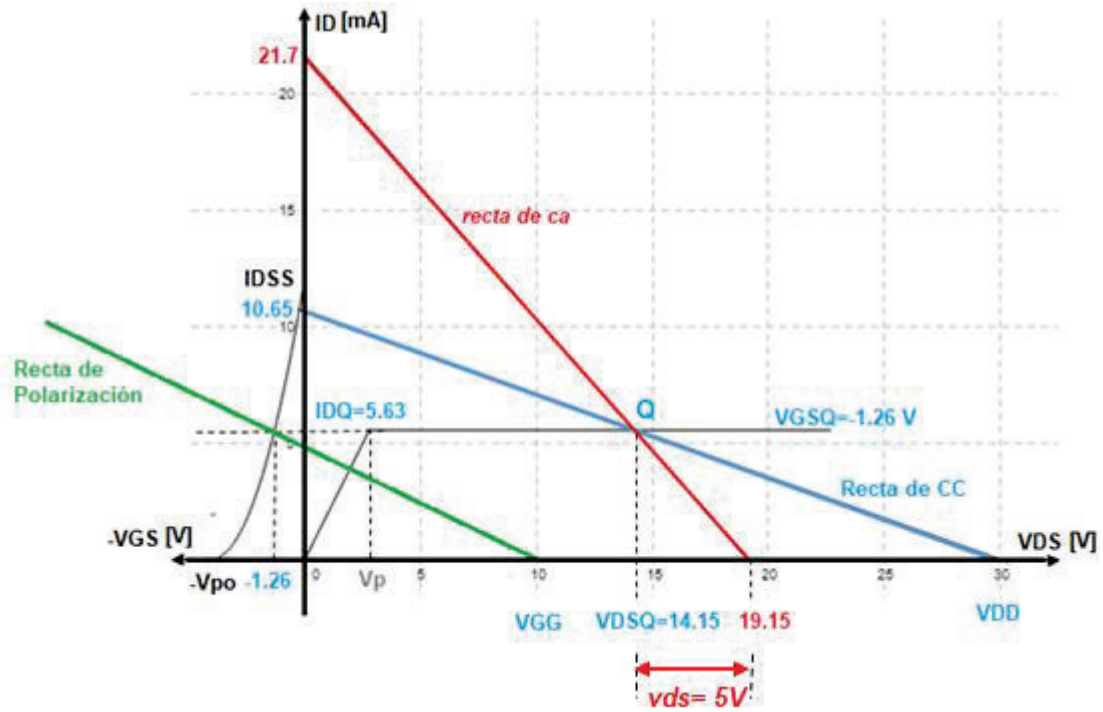
c) El valor límite de RD hallado en el ítem anterior, permitirá ahora ubicar las coordenadas reales del punto Q de acuerdo a la excursión de la salida de 10Vpp.

Teniendo en cuenta que en los considerandos se pide que la disipación de potencia en RD sea mínima, en consecuencia la ubicación del punto Q deberá ser por debajo del punto medio y satisfaciendo la excursión de la tensión de salida.

Esto es:
$PRD = VRD * IDQ = (VDD - VDSQ - IDQ * RS) * IDQ$. En consecuencia, mientras mayor sea VDSQ menor será la disipación de potencia en RD.

$$\widehat{vs} = 5V = \widehat{vds} = IDQ * rca \Rightarrow rca = \frac{5V}{5.63\ mA} = 0.88K\Omega$$
$$Siendo\ rca = 0.88\ K\Omega = (RD \parallel RL) \Rightarrow \boldsymbol{RD = 815.57\Omega} < 2.84\ \text{K}\Omega$$

d) Graficando las rectas de carga y de polarización:



Recta de carga de corriente continua:
Puntos extremos: VDD= 30V y VDD/(RD+RS)=10.65 mA
Pendiente: -1/(RD+RS)=-1/(0.355 KΩ)
Coordenadas del punto Q: ICQ=5.63 mA y VDSQ=14.15V

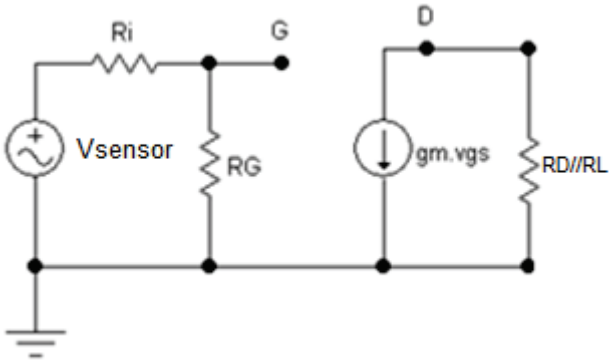
Recta de carga de corriente alterna:
Puntos extremos: IDQ +VDSQ/rca=21.7 mA y VDSQ+ID*rca= 19.15 V
Pendiente: -1/(RD//RL)=-1/(0.88 KΩ)
Excursión de la salida:10 Vpp

e) Se calculan las resistencias del divisor de tensión de polarización, siendo RG=Ze:

$$\boldsymbol{R1} = RG * \frac{VDD}{VGG} = \frac{20}{3}\ M\Omega * \frac{30V}{10V} = \boldsymbol{20\ M\Omega}$$

$$\boldsymbol{R2} = \frac{RG}{(1 - \frac{VGG}{VDD})} = \frac{\frac{20}{3} M\Omega}{(1 - \frac{10V}{30\,V})} = \boldsymbol{10\ M\Omega}$$

f) Dibujando el circuito en corriente alterna con el modelo híbrido del JFET, queda:



Siendo gm:

$$gm = -\frac{2IDSS}{Vpo} * \left(1 - \frac{VGSQ}{Vpo}\right) = -\frac{2 * 12\ mA}{-4V} * \left(1 - \frac{-1.26\ V}{-4V}\right) = 4.11\ (K\Omega)^{-1}$$

$$Av = \frac{\widehat{Vs}}{\widehat{vgs}} = \frac{-5\ V}{\widehat{vgs}} = -gm * (RD \parallel RL) = -4.11\ (K\Omega)^{-1} * 0.88\ K\Omega = -3.6168 \Rightarrow \widehat{vgs}$$

$$\widehat{vgs} = 1.38\ V$$

$$\frac{\widehat{vgs}}{\widehat{Vsensor}} = \frac{1.38V}{\widehat{Vsensor}} = \frac{RG}{(RG + Ri)} = 0.985 \Rightarrow \boldsymbol{Vsensor = 1.4\ V}$$

Problema 10

a) Dibuje una etapa amplificadora con JFET, en configuración surtidor común, considerando que:
- **Se disponde de dos fuentes de alimentación de CC, siendo una de ellas de 12V.**
- **La impedancia de entrada de la etapa amplificadora, debe ser de 500KΩ.**
- **La corriente en reposo por el drenador es de 1 mA.**
- **La RL admite tanto componentes de CC, como de ca.**

b) Determine el valor de la otra fuente de CC. Situe el punto Q en la Característica de Transferencia y dibuje la recta de polarización.

c) Halle el máximo valor de RL, correspondiente a la zona activa del JFET.

d) Analice, justificadamente, las posibles ubicaciones del punto Q en la malla de salida, y en conformidad del item c) halle el valor de RL para una excursión simetrica máxima de 10Vpp.

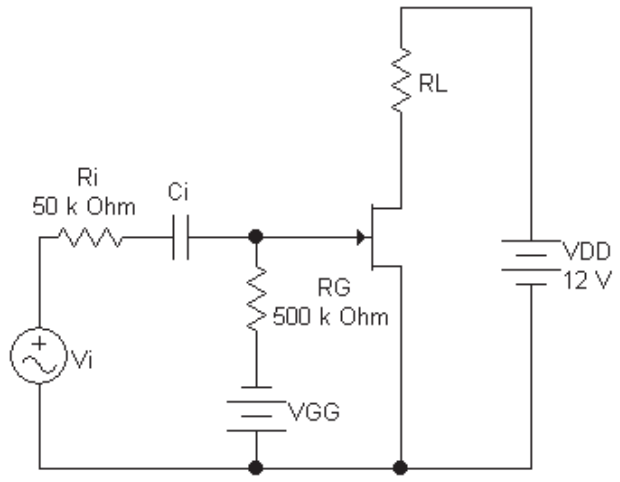
e) Halle el valor de vimáx para la máxima excursión en la salida, siendo la resistencia interna del generador de 50KΩ.

f) Determine la Ai y el valor de iimáx para la máxima corriente por la carga.

Datos del Transistor: JFET de canal N
IDSS= 5mA
Vpo = - 3.5 V

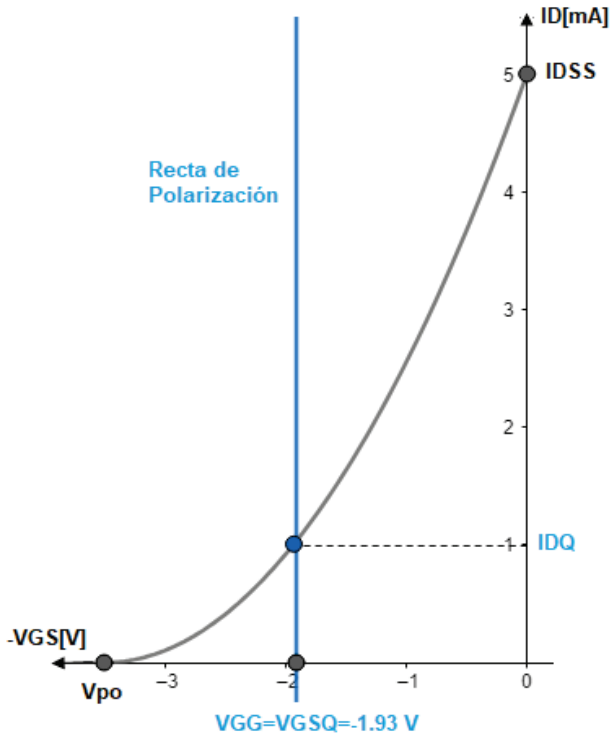
Solución:

a) Conforme a los considerando el circuito que cumple los requerimientos, es el que se dibuja a continuación:



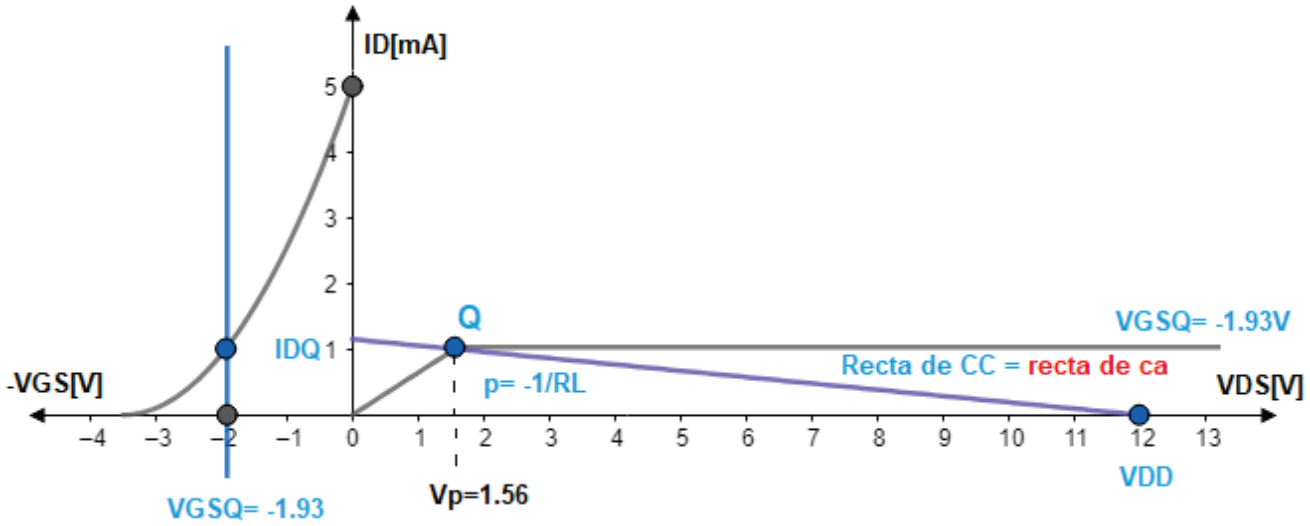
b) Con polarización fija: VGG=VGSQ, luego:

$$VGG = VGSQ = Vpo * \left(1 - \sqrt{\frac{IDQ}{IDSS}}\right) = -3.5V * \left(1 - \sqrt{\frac{1mA}{5mA}}\right) = -1.935\ V$$



c) La recta de carga de corriente continua coincide con la de alterna debido a que no hay condensadores de acoplo y desacoplo.

El valor límite de RL lo determina el rango de funcionamiento del transistor JFET en la zona activa (como fuente de corriente) y a través de la pendiente de la recta de carga, se obtiene el valor de RLmáx:



Siendo Vp=VGSQ-Vpo=-1.935 V+3.5V=1.56 V

$$pendiente = -\frac{IDQ}{VDD - Vp} = -\frac{1}{RLmáx} \Rightarrow \boldsymbol{RLmáx = 10.44\ K\Omega}$$

d) Se analiza ahora las posibles ubicaciones del punto Q:

Ubicación por encima del punto medio de la recta de ca.

Si el punto Q se halla por encima del punto medio, para que el JFET trabaje en la zona activa entonces deberá ser:

$$VDSQ = Vp + \widehat{vRL} = 1.56V + 5V = 6.56V$$

$$VDSQ = 6.56\,V = VDD - IDQ * RL = 12V - 1mA * RL \Rightarrow RL = 5.44\,K\Omega$$

Por otro lado, se debe verificar en esta ubicación:

$$VDSQ < IDQ * rca = IDQ * Rl = 5.44V$$

Siendo VDSQ=6.54V esta condición no se cumple, por lo cual esta ubicación es un absurdo.

Ubicación en el punto medio de la recta de ca.

$$IDQ_{ESMax} = 1mA = \frac{VDD}{RCC + rca} = \frac{12V}{RL + RL} = \frac{12V}{2RL} \Rightarrow RL = 6K\Omega$$

Con este valor de RL, resulta VDSQ=6V y luego la excursión de VRL será:

$$\widehat{VRL} = VDSQ - Vp = 6V - 1.56V = 4.44\,V \neq 5V$$

Esta ubicación se descarta.

Ubicación por debajo del punto medio de la recta de ca.

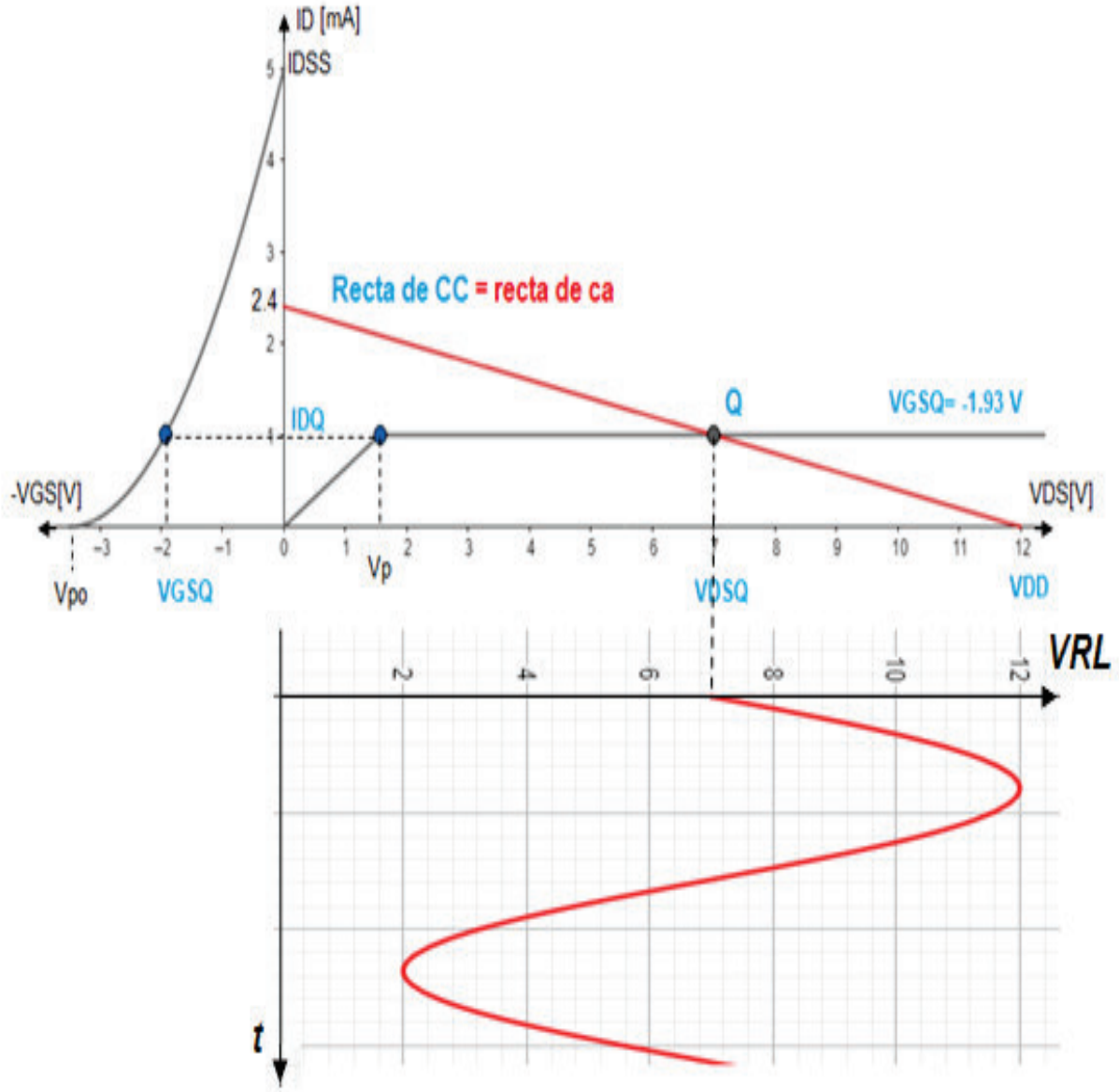
En esta ubicación se verifica que la excursión de la salida debe coincidir con IDQ*rca, esto es:

$$\widehat{VRL} = 5V = IDQ * rca = IDQ * Rl \Rightarrow \boldsymbol{RL = 5K\Omega}$$

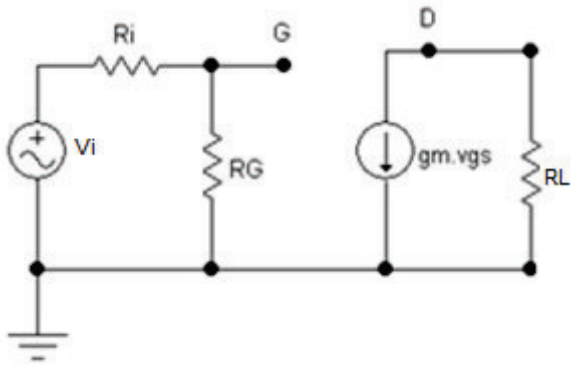
Con este valor se calcula ahora VDSQ:

$$\boldsymbol{VDSQ} = VDD - IDQ * RL = 12V - 1mA * 5K\Omega = \boldsymbol{7V}$$

Esta ubicación es la correcta.



e) Dibujando el circuito en corriente alterna con el modelo híbrido del JFET, queda:



Siendo gm:

$$gm = -\frac{2IDSS}{Vpo} * \left(1 - \frac{VGSQ}{Vpo}\right) = -\frac{2 * 1\,mA}{-3.5V} * \left(1 - \frac{-1.93\,V}{-3.5V}\right) = 1.28\,(K\Omega)^{-1}$$

$$Av = \frac{\widehat{Vs}}{\widehat{vgs}} = \frac{-5\,V}{\widehat{vgs}} = -gm * RL = -1.28\,(K\Omega)^{-1} * 5\,K\Omega = -6.40 \Rightarrow \widehat{vgs}$$

$$\widehat{vgs} = 781.25\,mV$$

$$\frac{\widehat{vgs}}{\widehat{Vi}} = \frac{781.25\,mV}{\widehat{Vi}} = \frac{RG}{(RG + Ri)} = \frac{500K\Omega}{500K\Omega + 50K\Omega} = 0.9090 \Rightarrow \boldsymbol{\widehat{Vi} = 859.46\,mV}$$

f)

$$id = gm * vgs = gm * ii * RG \Rightarrow Ai = \frac{il}{ii} = -\frac{id}{ii} = -gm * RG$$

Siendo $gm = -\frac{Av}{Rl}$, luego $\boldsymbol{Ai} = -gm * RG = -Av * \frac{RG}{RL} = -6.40 * \frac{500K\Omega}{5\,K\Omega} = \boldsymbol{-640}$

$$\boldsymbol{\widehat{ii} = \frac{\widehat{iL}}{Ai} = \frac{\widehat{VRL}}{RL * Ai} = \frac{-5V}{5K\Omega * (-640)} = 1.56\,\mu A}$$

Problema 11

a) Dibuje una etapa amplificadora con JFET en configuración surtidor común, considerando que:

- **Se disponde de una única fuente de alimentación de CC, de 20V.**
- **La impedancia de entrada de la etapa amplificadora, debe ser de 750KΩ.**
- **La corriente en reposo por el drenador es de 2.55 mA y la tensión en la compuerta en CC referida a masa es de 5V.**
- **La RL admite tanto componentes de CC, como de ca.**
- **El circuito de polarización debe ser suficientemete estable frente a variaciones térmicas.**

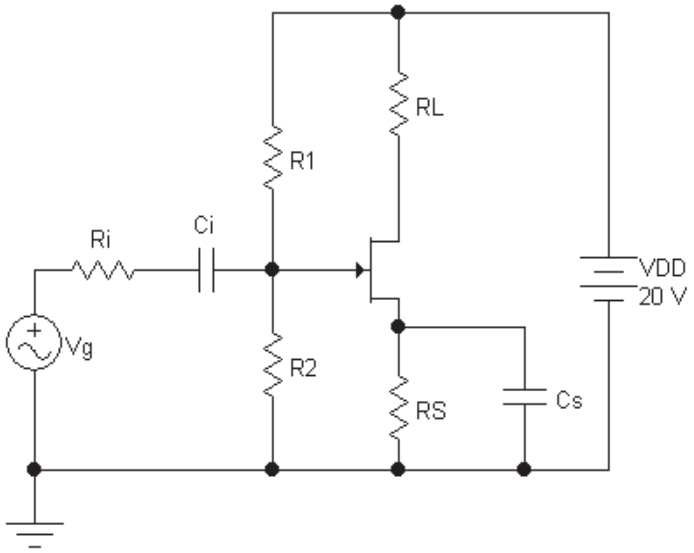
b) Diseñe el circuito de polarización y situe el punto Q en la Característica de Transferencia.Dibuje la recta de polarización.

c) Halle el mínimo valor de RL, correspondiente a la zona ohmica del JFET.
d) Analice, justificadamente, las posibles ubicaciones del punto Q en la malla de salida, y en conformidad del item b) halle el valor de RL para una excursión simetrica máxima de 10Vpp.
e) Halle el valor de vimáx para la máxima excursión en la salida, siendo la resistencia interna del generador de 50KΩ.
f) Determine la Ai y el valor de iimáx para la máxima corriente por la carga.

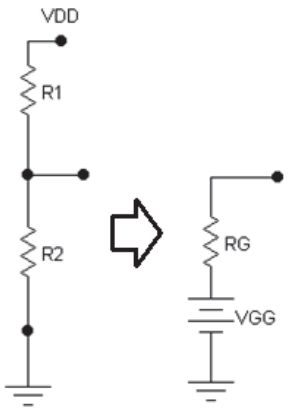
Datos del Transistor: JFET de canal N
IDSS= 5mA
Vpo = - 3.5V

Solución:

a) Conforme a los considerando el circuito que cumple los requerimientos, es el que se dibuja a continuación:



b) Reemplazando el divisor de tensión por su equivalente Thevenin, resulta:



Se calculan las resistencias del divisor de tensión de polarización, siendo RG=Ze y VGG= 5V:

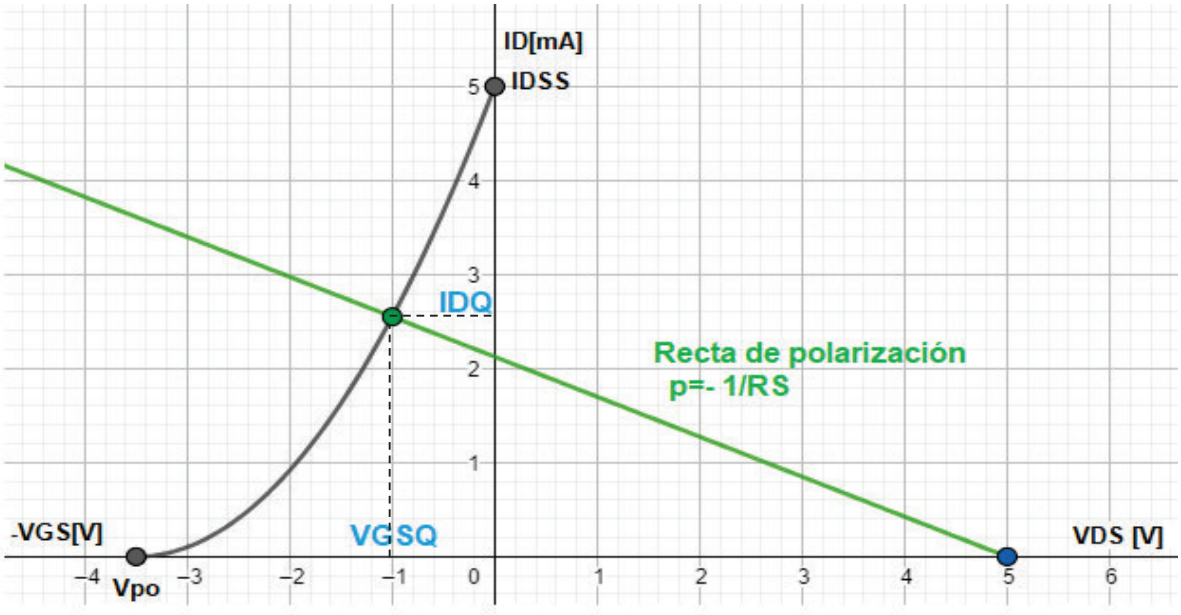
$$\boldsymbol{R1} = RG * \frac{VDD}{VGG} = 750K\Omega * \frac{20V}{5V} = \boldsymbol{3\ M\Omega}$$

$$\boldsymbol{R2} = \frac{RG}{(1 - \frac{VGG}{VDD})} = \frac{750\ K\Omega}{(1 - \frac{20V}{5\ V})} = \boldsymbol{1\ M\Omega}$$

Se calcula ahora VGSQ y el valor RS:

$$\boldsymbol{VGSQ} = Vpo * \left(1 - \sqrt{\frac{IDQ}{IDSS}}\right) = -3.5V * \left(1 - \sqrt{\frac{2.55\ mA}{5mA}}\right) = \boldsymbol{-1\ V}$$

De la pendiente de la recta de polarización, se obtienen RS:



$$pendiente = -\frac{1}{RS} = -\frac{IDQ}{VGG - VGSQ} \Rightarrow RS$$

$$\boldsymbol{RS} = \frac{VGG - VGSQ}{IDQ} = \frac{5V + 1V}{2.55\ mA} = \boldsymbol{2.35\ K\Omega}$$

c) El valor límite de RL lo determina el rango de funcionamiento del transistor JFET en la zona óhmica (como resistencia eléctrica) y considerando la pendiente de la recta de carga de corriente continua, se obtiene el valor de RLmin:

Siendo Vp=VGSQ-Vpo=-1V+3.5V=2.5V

$$pendiente = -\frac{IDQ}{VDD - Vp} = -\frac{2.55\ mA}{20V - 2.5V} = -\frac{1}{RLmin + RS} \Rightarrow \boldsymbol{RLmin = 4.51\ K\Omega}$$

d) Se analiza ahora las posibles ubicaciones del punto Q:

Ubicación por encima del punto medio de la recta de ca.

Si el punto Q se halla por encima del punto medio, para que el JFET trabaje en la zona activa entonces deberá ser:

$$VDSQ = Vp + \widehat{vRL} = 2.5V + 5V = 7.5\ V$$

$$VDSQ = 7.5\ V = VDD - IDQ * (RL + RS) = 20V - 2.55mA * (RL + 2.35\ K\Omega) \Rightarrow RL = 2.55\ K\Omega$$

Por otro lado, se debe verificar en esta ubicación:

$$VDSQ < IDQ * rca = IDQ * Rl = 6.5\,V$$

Siendo VDSQ=7.5V esta condición no se cumple, por lo cual esta ubicación es un absurdo.

Ubicación en el punto medio de la recta de ca.

$$IDQ_{ESMax} = 2.55\,mA = \frac{VDD}{RCC + rca} = \frac{20V}{RL + RS + RL} = \frac{12V}{2RL} \Rightarrow RL = 2.746K\Omega$$

Con este valor de RL, resulta VDSQ=7V y luego la excursión de VRL será:

$$\widehat{VRL} = VDSQ - Vp = 7V - 2.5V = 4.5\,V \neq 5V$$

Esta ubicación se descarta.

Ubicación por debajo del punto medio de la recta de ca.

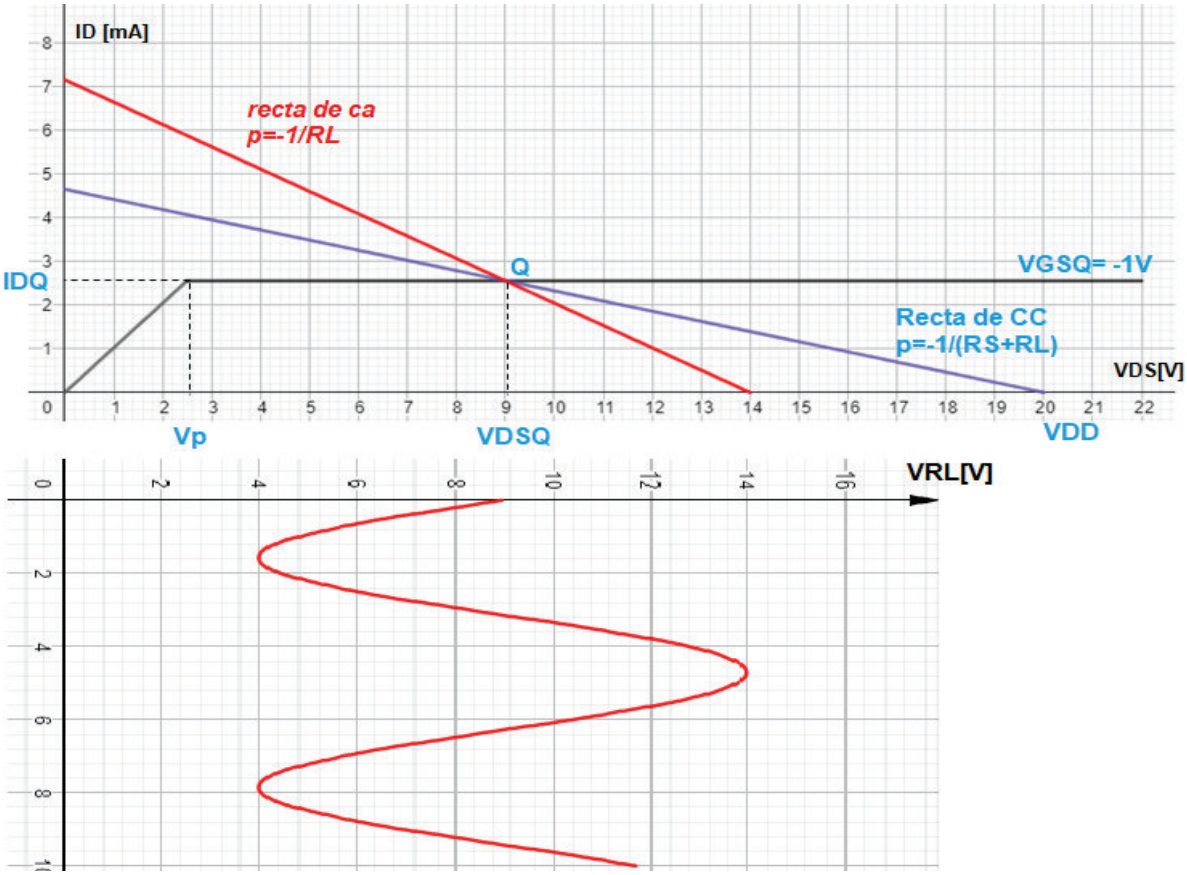
En esta ubicación se verifica que la excursión de la salida debe coincidir con IDQ*rca, esto es:

$$\widehat{VRL} = 5V = IDQ * rca = IDQ * Rl \Rightarrow \boldsymbol{RL = 1.96\,K\Omega}$$

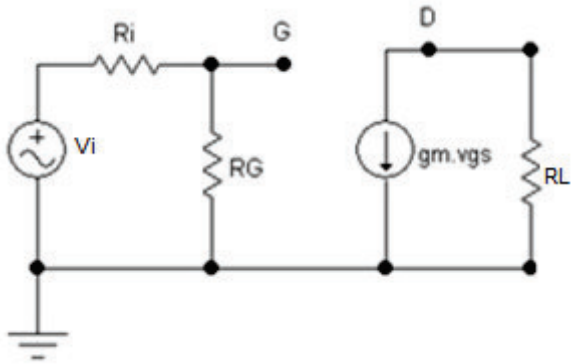
Con este valor se calcula ahora VDSQ:

$$\boldsymbol{VDSQ} = VDD - IDQ * (RL + RS) = 20V - 2.55mA * (1.96\,K\Omega + 2.35K\Omega) = \boldsymbol{9V}$$

Ésta ubicación es la correcta.



e) Dibujando el circuito en corriente alterna con el modelo híbrido del JFET, queda:



Siendo gm:

$$gm = -\frac{2IDSS}{Vpo} * \left(1 - \frac{VGSQ}{Vpo}\right) = -\frac{2 * 2.55\ mA}{-3.5V} * \left(1 - \frac{-1\ V}{-3.5V}\right) = 1.04\ (K\Omega)^{-1}$$

$$Av = \frac{\widehat{Vs}}{\widehat{vgs}} = \frac{-5\ V}{\widehat{vgs}} = -gm * RL = -1.28\ (K\Omega)^{-1} * 5\ K\Omega = -4 \Rightarrow \widehat{vgs}$$

$$\widehat{vgs} = 1.25V$$

$$\frac{\widehat{vgs}}{\widehat{Vi}} = \frac{1.25\ V}{\widehat{Vi}} = \frac{RG}{(RG + Ri)} = \frac{750K\Omega}{750K\Omega + 50K\Omega} \Rightarrow \boldsymbol{\widehat{Vi} = 1.33\ V}$$

f)

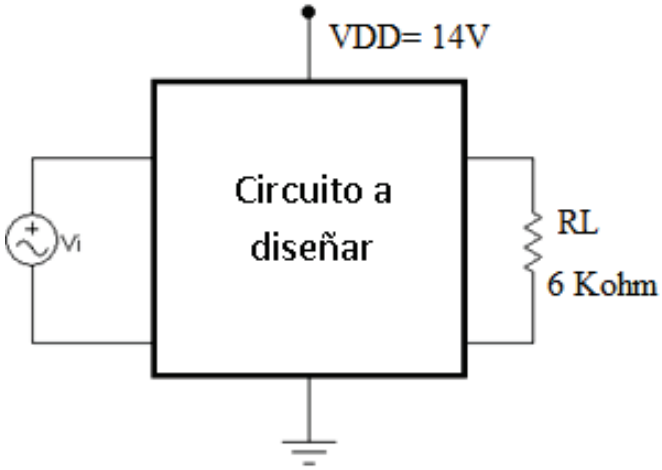
$$id = gm * vgs = gm * ii * RG \Rightarrow Ai = \frac{il}{ii} = -\frac{id}{ii} = -gm * RG$$

$$\text{Siendo } gm = -\frac{Av}{Rl}, \text{luego } \boldsymbol{Ai} = -gm * RG = -Av * \frac{RG}{RL} = -4 * \frac{750K\Omega}{1.96K\Omega} = \boldsymbol{-1530.6}$$

$$\boldsymbol{\widehat{ii} = \frac{\widehat{iL}}{Ai} = \frac{\widehat{VRL}}{RL * Ai} = \frac{-5V}{1.96\ K\Omega * (-1530.6)} = 1.66\ \mu A}$$

Problema 12

El siguiente esquema circuital corresponde a un amplificador con JFET, en configuración surtidor común.



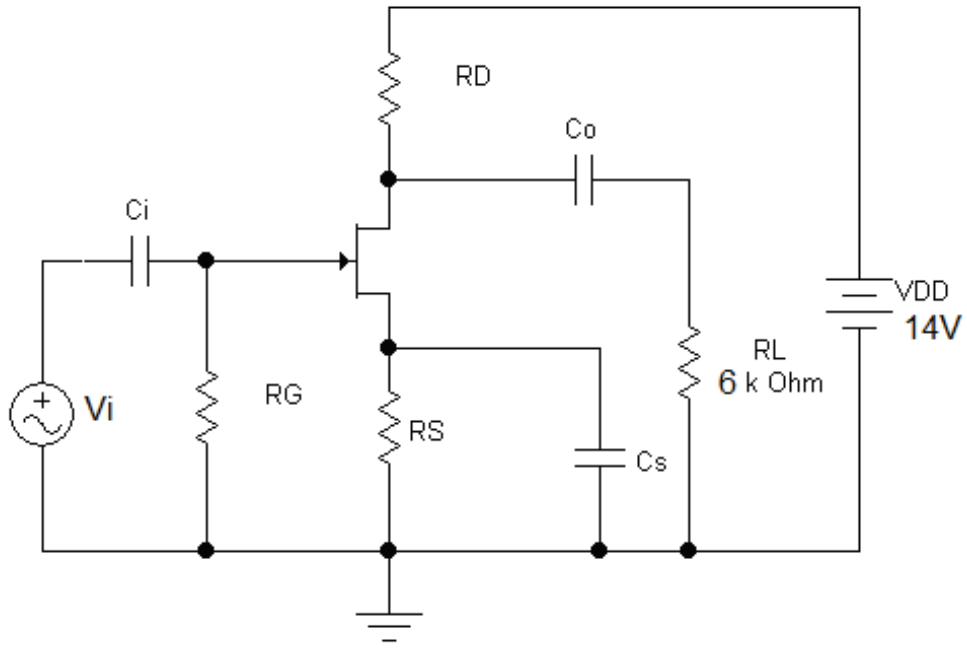
a) Diseñe la etapa en forma completa sin realizar ninguna adopción de componentes, consideraderando que:
- **La tensión a la entrada del amplificador es Vi=187.5 mV. senωt**
- **VRL = -1.8 V. senωt**
- **La impedancia de entrada de la etapa amplificadora, debe ser de 800KΩ.**
- **La corriente en reposo por el drenador es de 2 mA y la pendiente de la característica de transferencia en el punto Q, vale 4000 μS.**

b) Dibuje la Recta de polarización en la característica de Transferencia.
c) Situe el punto de reposo en la característica de salida y grafique las rectas de carga de CC y ca.
d) Obtenga Ai en función de la Av.
e) Indique los valores de Vpo máx e IDSS mínimo, que debe tener el transistor, para satisfacer el diseño.
f) En base al item e), seleccione el transistor del lote dado que se adapta al diseño.

JFET	IDSS[mA]	Vpo [V]
A	10	-5
B	5	-1.8
C	8	-2

Solución:

a) La etapa amplificadora deberá contener a RS, dado que se dispone de una única fuente de alimentación, y dado que no se cuenta con el dato la tensión VGG la opción de polarización posible es la autopolarizado.
El circuito propuesto, se dibuja a continuación:



Con el dato de gm=4(KΩ)$^{-1}$ y siendo:

$$Av = \frac{VRL}{Vi} = \frac{-1.8\,V}{0.1875\,V} = -9.6 = -gm * (RD \parallel RL) \Rightarrow (RD \parallel RL) = 2.4\,K\Omega$$

Siendo RL=6 KΩ, resulta **RD=4 KΩ**

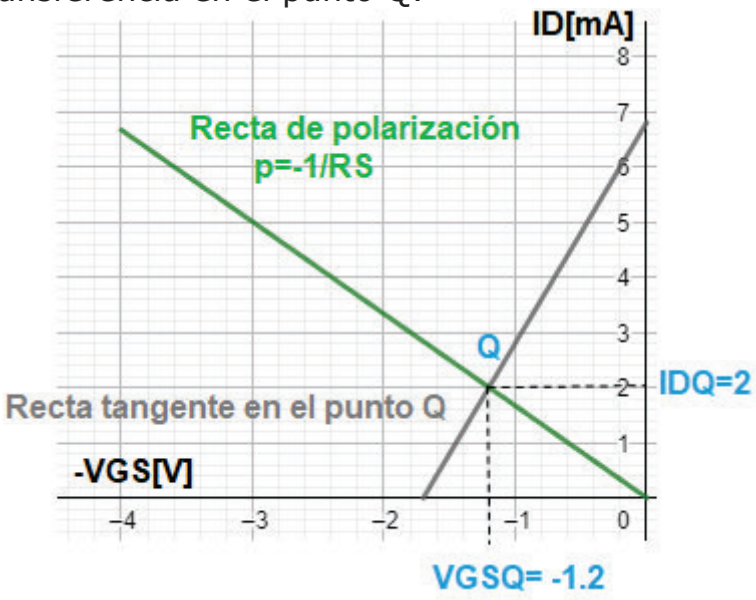
Ante la falta de datos, se diseña para ESMáx:

$$IDQ_{ESMax} = 2mA = \frac{VDD}{RCC + rca} = \frac{14V}{RD + RS + (RD \parallel RL)} \Rightarrow \boldsymbol{RS = 0.6K\Omega}$$

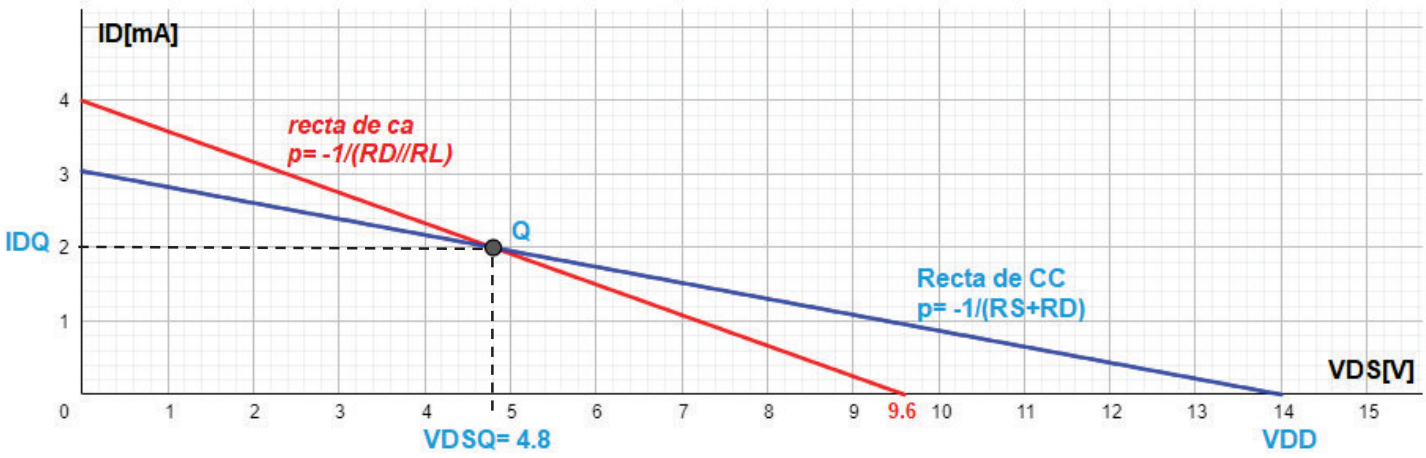
$$\boldsymbol{VGSQ} = -IDQ * RS = -2mA * 0.6K\Omega = \boldsymbol{-1.2V}$$

$$\boldsymbol{VDSQ} = VDD - IDQ * (RL + RS) = 14V - 2mA * (6\,K\Omega + 0.6K\Omega) = \boldsymbol{4.8\,V}$$

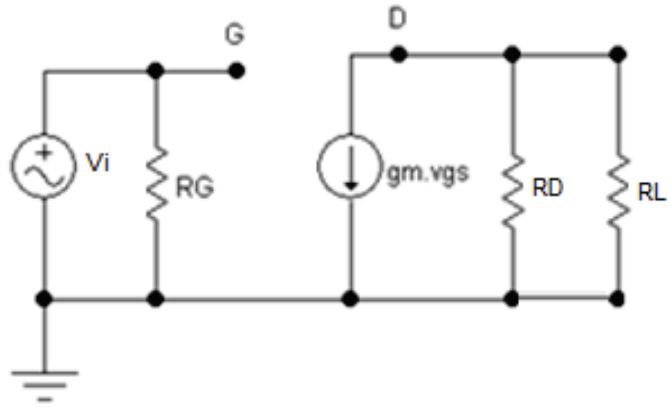
b) Se dibuja a continuación las rectas de: polarización y tangente a la característica de transferencia en el punto Q:



c) En la característica de salida, se dibujan las rectas de carga:



d) Dibujando el circuito en corriente alterna con el modelo híbrido del JFET, queda:



$$Ai = \frac{il}{ii} = \frac{il}{id} * \frac{id}{ii} = \frac{il}{id} * \frac{(gm * vgs)}{(\frac{vgs}{RG})} = -\frac{RD}{RD + RL} * gm * RG$$

Siendo:

$$Av = -gm * (RL \parallel RD) = -gm * \frac{RL * RD}{(RL + RD)} \Rightarrow -\frac{gm * RD}{(RL + RD)} = \frac{Av}{RL}$$

$$\boldsymbol{Ai} = Av * \frac{RG}{RL} = -9.6 * \frac{800K\Omega}{6\,K\Omega} = \mathbf{-1280}$$

e) Para obtener la excursión de $\widehat{VRl} = 1.8\,V$, luego:

$$Vp = |Vpo| - |VGSQ| < VDSQ - \widehat{VRl} = 5V - 1.8V = 3V \;\Rightarrow |Vpo| < 3V + |VGSQ| = 4.2\,V$$

Con el dato de gm, se obtiene la ecuación de la recta tangente a la característica de Transferencia:

$$ID = gm * VGS + a$$

El valor de la ordenada al origen de la recta se obtiene con las coordenadas del punto Q, en la característica de transferencia: IDQ=2mA y VGSQ=-1.2V; quedando la ecuación de la recta tangente en:

$$ID = gm * VGS + 6mA$$

Si el valor extremo de la recta tangente es 6mA, entonces se concluye que el valor de IDSS> 6mA, dado que por ser la función de transferencia una ecuación cuadrática, cualquier tangente queda por debajo de la característica.
Concluyendo:

$$\boldsymbol{|Vpo| < 4.2\,V \;\; e\; IDSS > 6\,mA}$$

f) De acuerdo a los datos dados de los JFET, resulta:

El JFET A, descartado por su valor de Vpo.
El JFET B, descartado por su valor de IDSS.
El JFET C, es el que mejor se adapta.

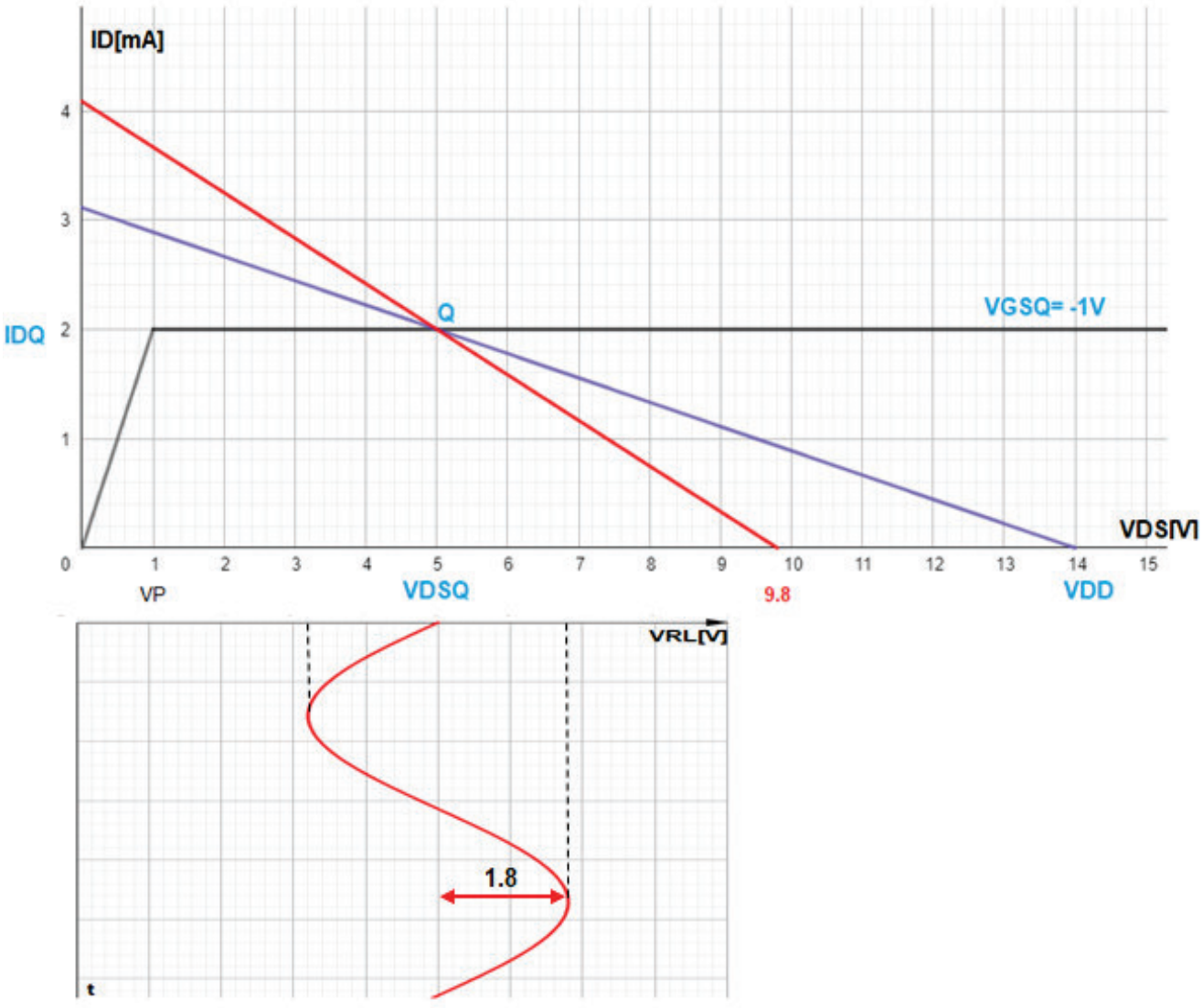
Con los datos de JFET C se calcula VGS para IDQ=2 mA, resultando:

$$\boldsymbol{VGSQ} = Vpo * \left(1 - \sqrt{\frac{IDQ}{IDSS}}\right) = -2V * \left(1 - \sqrt{\frac{2\ mA}{8mA}}\right) = \boldsymbol{-1\ V}$$

Recalculando RS:

$$VGSQ = -1V = -IDQ * RS = -2mA * RS \Rightarrow \boldsymbol{RS = 0.5K\Omega}$$

$$Luego\ \boldsymbol{VDSQ} = VDD - IDQ * (RL + RS) = 14V - 2mA * (6\ K\Omega + 0.5K\Omega) = \boldsymbol{5\ V}$$

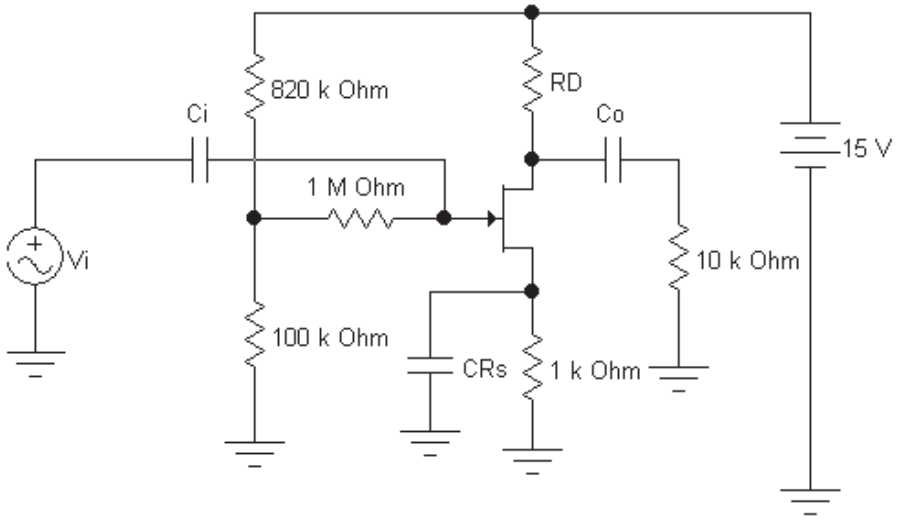


Problema 13

Para una etapa amplificadora con transistor JFET de canal N, en configuración surtidor común y contando con los siguientes datos: IDSS= 6mA y Vpo= -4V:

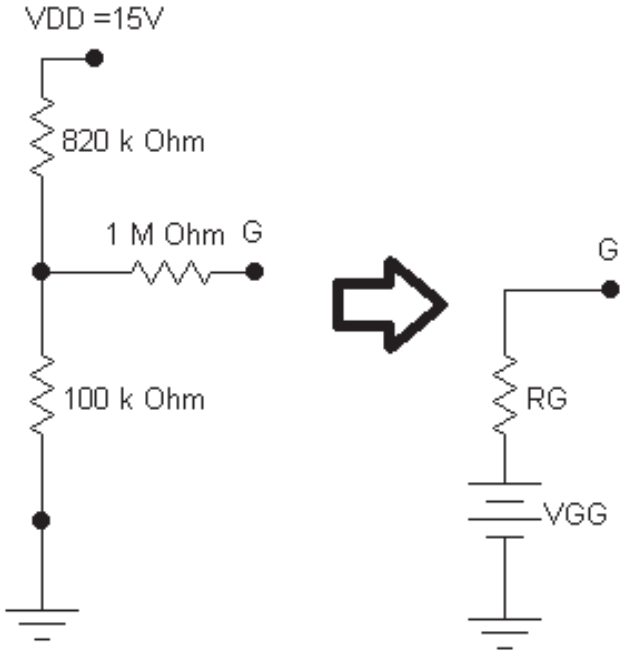
Calcular:

a) **Punto de reposo, en la característica de transferencia.**
b) **RD máx que permita trabajar al circuito como amplificador.**
c) **Valor de RD para una excursión simétrica máxima en la salida de 4Vpp. disipando una potencia en corriente continua > 10mW.**
d) **Rectas de carga de corriente continua y alterna consignando sus valores extremos, la característica de Transferencia y la Recta de Polarización.**
e) **Impedancia de entrada.**
f) **Los valores de pico de tensión y corriente de entrada, para la máxima excursión de tensión en la salida siendo la resistencia interna de Vi de 10KΩ.**



Solución:

a) Se inicia el cálculo aplicando el equivalente Thevenin al divisor de tensión:



$$RG = (100K\Omega \parallel 820\text{K}\Omega) + 1\text{M}\Omega$$
$$= 1089.13\ \text{K}\Omega$$
$$VGG = \frac{15V * 100K\Omega}{(100K\Omega + 820K\Omega} = 1.63\ \text{V}$$

Planteando la ecuación de VGG y reemplazando IDQ de la ecuación de Shockley, resulta:

$$VGG = VGSQ + IDQ * RS = VGSQ + \left[IDSS * \left(1 - \frac{VGSQ}{Vpo}\right)^2 * RS \right] \Rightarrow$$

$$\left(\frac{RS * IDSS}{Vpo^2}\right) * VGSQ^2 + \left(1 - \frac{2 * RS * IDSS}{Vpo}\right) * VGS + (RS * IDSS - VGG) = 0$$

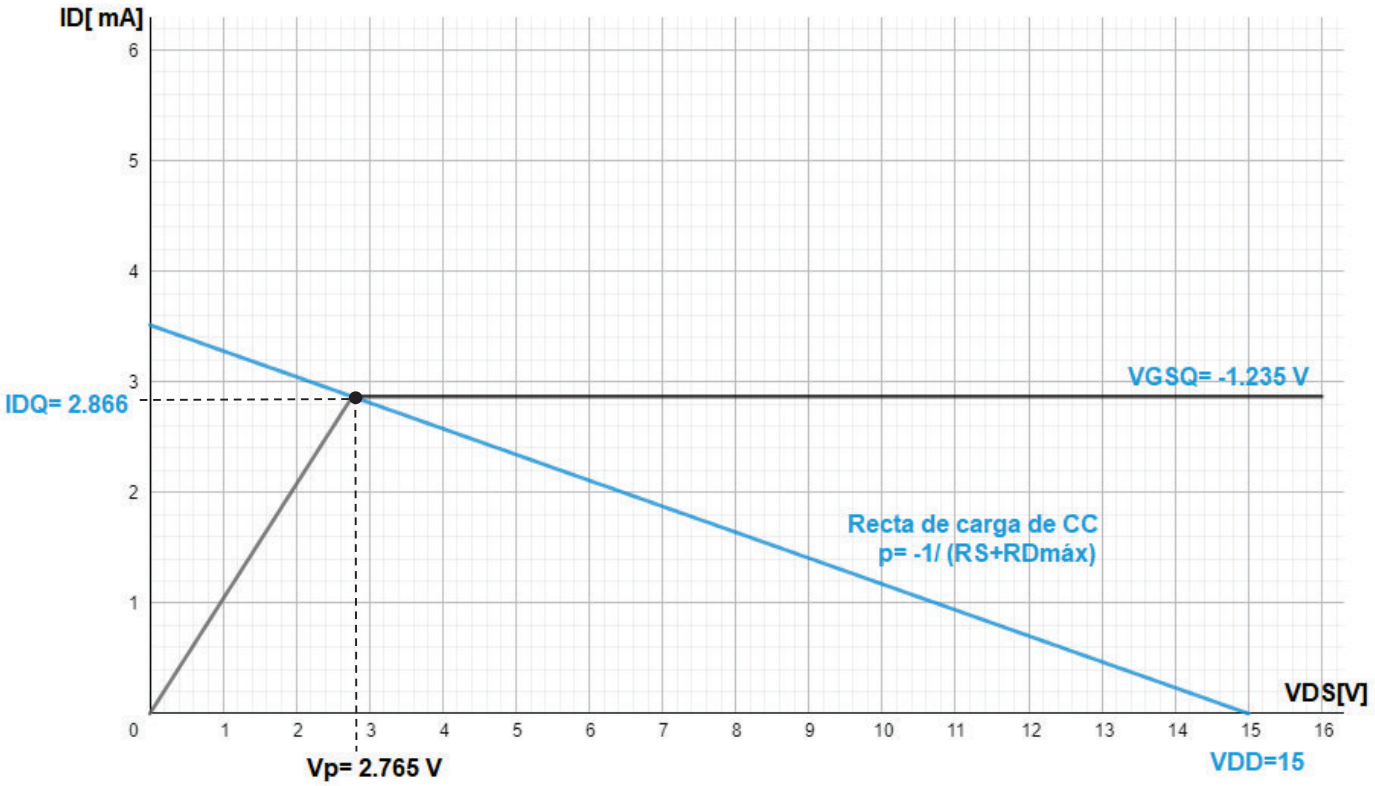
Resolviendo la ecuación cuadrática, resultan los valores:

$VGSQ_1 = -1.235\ V\ y\ VGSQ_2 = -9.43\ V$. Este último se desprecia por ser mayor que Vpo

Con el valor **VGSQ=-1.235 V** se reemplaza en la ecuación de Shockley y se obtiene IDQ:

$$\boldsymbol{IDQ} = IDSS * \left(1 - \frac{VGSQ}{Vpo}\right)^2 = \mathbf{2.866\ mA}$$

b) El valor límite de RD lo determina el rango de funcionamiento del transistor JFET en la zona activa (como fuente de corriente) y a través de la pendiente de la recta de carga, se obtiene el valor de RDmáx:



Siendo $\mathrm{Vp} = \mathrm{VGSQ} - \mathrm{Vpo} = -1.235\ \mathrm{V} + 4\mathrm{V} = 2.765\ \mathrm{V}$

$$pendiente\ Límite = -\frac{IDQ}{VDD - Vp} = -\frac{1}{(RDmáx + RS)} \Rightarrow \boldsymbol{RDmáx = 3.269\ K\Omega}$$

c) Se analiza ahora las posibles ubicaciones del punto Q:

Ubicación por debajo del punto medio de la recta de ca.

En esta ubicación se verifica que la excursión de la salida debe coincidir con IDQ*rca, esto es:

$$\widehat{VRL} = 2V = IDQ * rca = IDQ * (Rl \parallel RD) \Rightarrow RD = 749\,\Omega$$

Con este valor se calcula ahora VDSQ:

$$VDSQ = VDD - IDQ * (RD + RS) = 15V - 2.866mA * (0.749\,K\Omega + 1K\Omega) = 9.98\,V > IDQ * rca$$

$$PRD = IDQ^2 * RD = 6.15\,mW < 10mW$$

No cumple el requerimiento de potencia, por lo cual ésta ubicación se descarta.

Ubicación en el punto medio de la recta de ca.

$$\widehat{VRL} = 2V = IDQ * rca = IDQ * (Rl \parallel RD) \Rightarrow RD = 749\,\Omega$$

$$IDQ_{ESMax} = \frac{VDD}{RCC + rca} = \frac{15V}{RD + RS + (RL \parallel RD)} = 6.13\,mA \neq 2.866\,mA$$

Esta ubicación se descarta.

Ubicación por encima del punto medio de la recta de ca.

Si el punto Q se halla por encima del punto medio, para que el JFET trabaje en la zona activa entonces deberá ser:

$$VDSQ = Vp + \widehat{vRL} = 2.765V + 2V = 4.765\,V$$

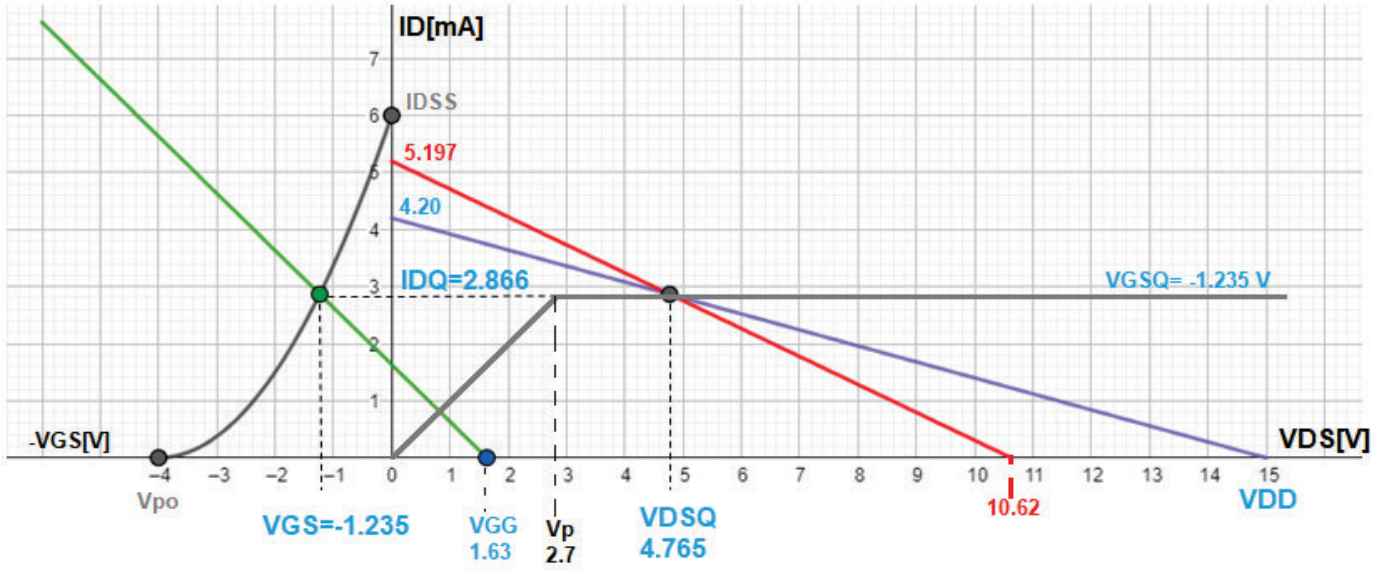
$$VDSQ = 4.765\,V = VDD - IDQ * (RL + RD) = 15V - 2.866mA * (RD + 1\,K\Omega\,) \Rightarrow RD$$

$$\boldsymbol{RD = 2.57\,K\Omega}$$

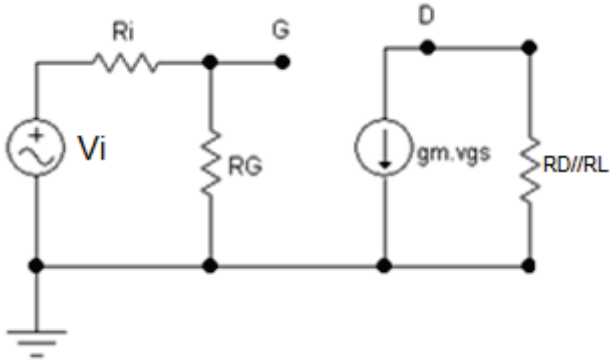
$$PRD = IDQ^2 * RD = 21.12\,mW > 10mW$$

Cumpliendo con la condición de potencia, esta ubicación es la correcta.

d) Graficando:



e) Dibujando el circuito en corriente alterna con el modelo híbrido del JFET, queda:



$$\boldsymbol{Ze} = RG = (100K\Omega \parallel 820\text{K}\Omega) + 1\text{M}\Omega = \boldsymbol{1089.13\ K\Omega}$$

f)

Siendo gm:

$$gm = -\frac{2IDSS}{Vpo} * \left(1 - \frac{VGSQ}{Vpo}\right) = -\frac{2 * 6\ mA}{-4V} * \left(1 - \frac{-1.235\ V}{-4V}\right) = 2.073\ (K\Omega)^{-1}$$

$$Av = \frac{\widehat{VRL}}{\widehat{vgs}} = \frac{-2\ V}{\widehat{vgs}} = -gm * (RD \parallel RL) = -2.073\ (K\Omega)^{-1} * 2.044\ K\Omega = -4.238 \Rightarrow \widehat{vgs}$$

$$\widehat{vgs} = 471.92\ mV$$

$$\frac{\widehat{vgs}}{\widehat{V\imath}} = \frac{471.92\ mV}{\widehat{V\imath}} = \frac{RG}{(RG + Ri)} = 0.99 \Rightarrow \boldsymbol{\widehat{V\imath} = 476.68\ mV}$$

$$\boldsymbol{\widehat{I\imath}} = \frac{\widehat{V\imath}}{(RG + Ri)} = \boldsymbol{433.69\ nA}$$

Problema 14

a) Dibuje una etapa amlificadora en configuración surtidor común para una carga de 3 KΩ, con transistor JFET, consideraderando que:
- **Se dispone de una fuente de alimentación única de 13V de CC.**
- **La tensión de entrada es de 500mV. senωt, cuya Ri=50 KΩ.**
- **VRL = -1.66V. senωt.**
- **La impedancia de entrada de la etapa amplificadora, debe ser de 600KΩ.**
- **La corriente en reposo por el drenador es de 3.55 mA y la pendiente de la característica de transferencia en el punto Q, vale 3000 µS.**

b) Dibuje la Recta de polarización en los ejes de la característica de Transferencia.

c) Situe el punto de reposo en la característica de salida y grafique las rectas de carga de CC y ca, con sus valores extremos.

d) Obtenga Ai, en función de la Av.

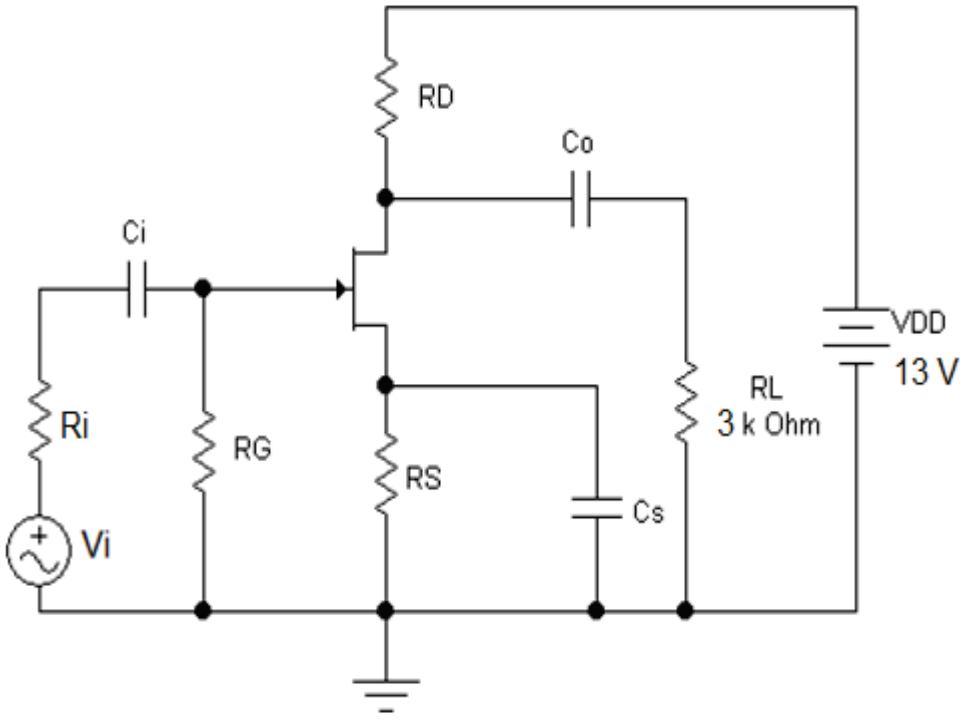
e) Indique los valores de Vpo máx e IDSS mínimo, que debe tener el transistor para satisfacer el diseño.

f) En base al item e), seleccione el transistor del lote dado.

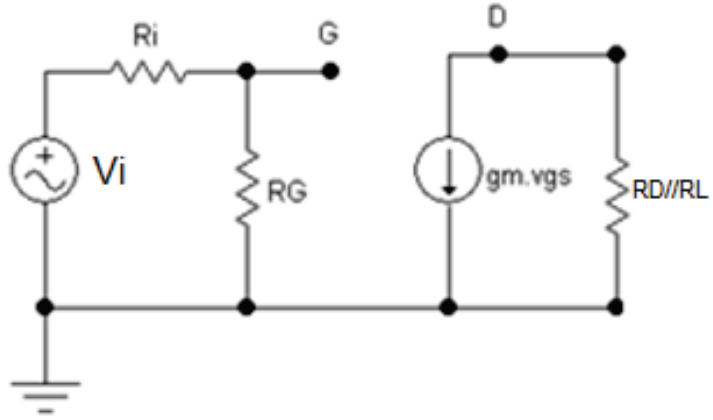
JFET	IDSS[mA]	Vpo [V]
A	5	-3.5
B	10	-4
C	16	-6

Solución:

a)
La única polarización posible es el autopolarizado, por lo cual el circuito debe contener RS.
La polarización fija se descarta, porque hay una sola fuente de corriente continua y la polarización con divisor de tensión también porque se requiere como dato el valor de VGG.



A continuación, se dibuja el circuito en corriente alterna con el reemplazo del JFET por su equivalente híbrido:



Con los datos de gm=3(KΩ)$^{-1}$, Ze=RG=600 KΩ y Ri=50 KΩ, resulta la Av:

$$Av = \frac{VRL}{Vi} = \frac{-1.66\,V}{0.5\,V} = -3.32 = \frac{VRL}{Vgs} * \frac{Vgs}{Vi} = -gm * (RD \parallel RL) * \frac{Ze}{Ze + Ri}$$
$$= -3(K\Omega)^{-1} * (RD \parallel RL) * \frac{600K\Omega}{(600K\Omega + 50K\Omega)} \Rightarrow (RD \parallel RL) = 1.2\,K\Omega$$

Siendo RL=3 KΩ, resulta **RD=2 KΩ**

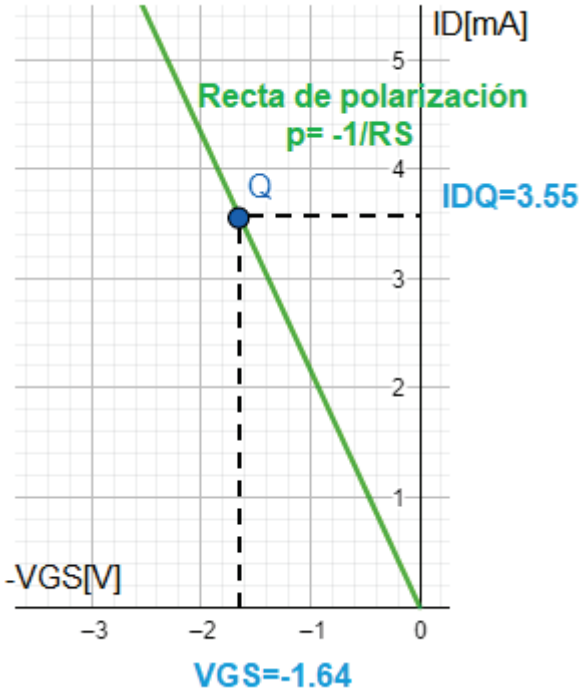
Para el cálculo de RS, se propone la ubicación del punto Q para ESMáx:

$$IDQ_{ESMax} = 3.55\,mA = \frac{VDD}{RCC + rca} = \frac{13V}{RD + RS + (RD \parallel RL)} \Rightarrow \boldsymbol{RS = 0.4619K\Omega}$$

$$\boldsymbol{VGSQ} = -IDQ * RS = -3.55\,mA * 0.4619\,K\Omega \cong \boldsymbol{-1.64V}$$

$$\boldsymbol{VDSQ} = VDD - IDQ * (RD + RS) = 13V - 3.55\,mA * (2\,K\Omega + 0.4619\,K\Omega) = \boldsymbol{4.26\,V}$$

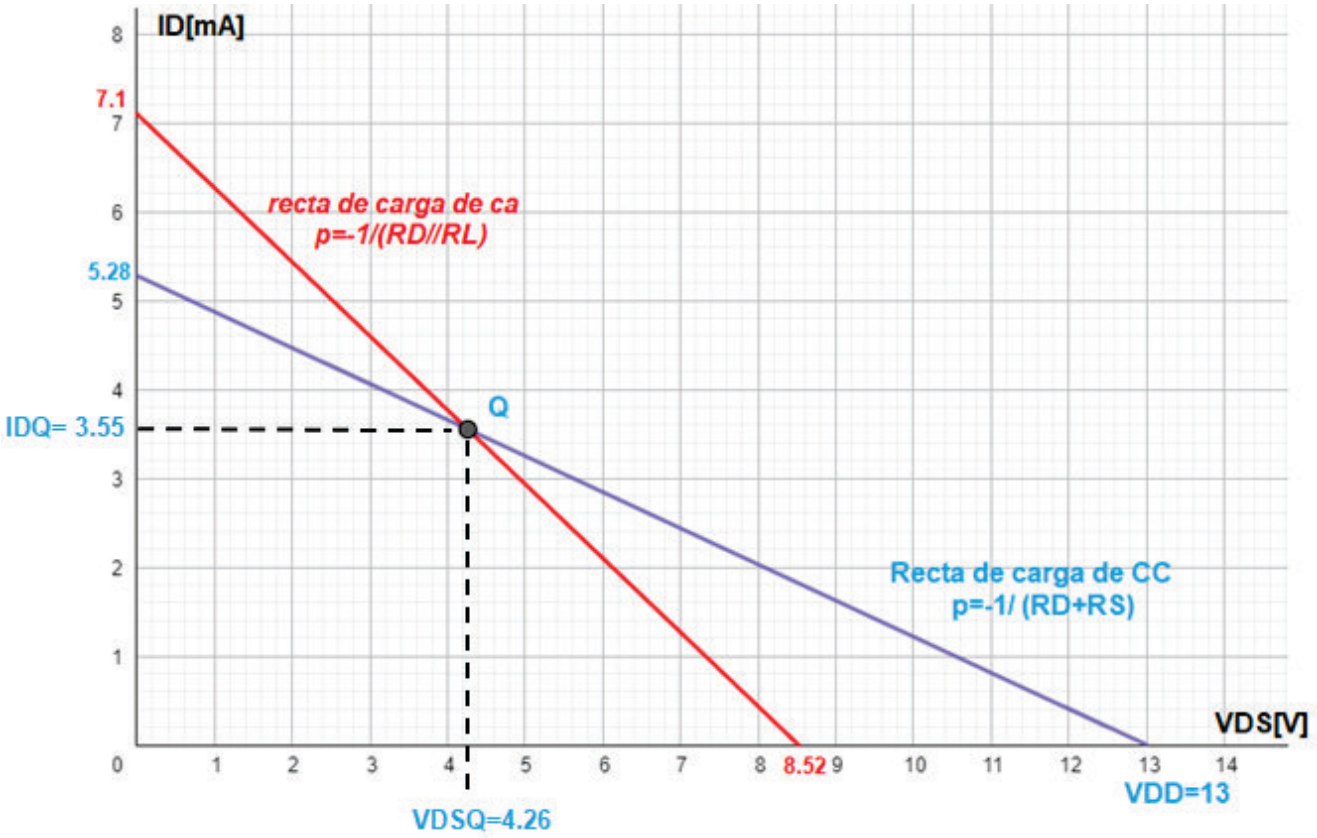
b) Se dibuja la recta de polarización en los ejes de la característica de transferencia:



c) Se dibuja ahora las rectas de carga de corriente continua y alterna.

Recta de carga de corriente continua:
Puntos extremos: VDD= 30V y VDD/(RD+RS)=5.28 mA
Pendiente: -1/(RD+RS)=-1/(2.462 KΩ)
Coordenadas del punto Q: ICQ=3.55 mA y VDSQ=4.26 V

Recta de carga de corriente alterna:
Puntos extremos: IDQ +VDSQ/rca=7.1 mA y VDSQ+ID*rca= 8.52 V
Pendiente: -1/(RD//RL)=-1/(1.2 KΩ)



e)

$$\boldsymbol{Ai} = \frac{il}{ii} = \frac{\frac{\widehat{VRL}}{RL}}{\frac{\widehat{Vi}}{(RG+Ri)}} = AV * \frac{(RG+Ri)}{RL} = \frac{-1.66\,V}{0.5\,V} * \frac{(600K\Omega + 50\,K\Omega)}{3K\Omega} = \boldsymbol{-719.33}$$

f)

Para obtener $\widehat{VRL} = 1.66\,V, luego\ Vp < VDSQ - \widehat{VRL} = 2.6\,V$

$$Siendo\ |Vpo| < 2.6V + |VGSQ| = 2.6\,V + 1.64\,V = 4.24\,V$$

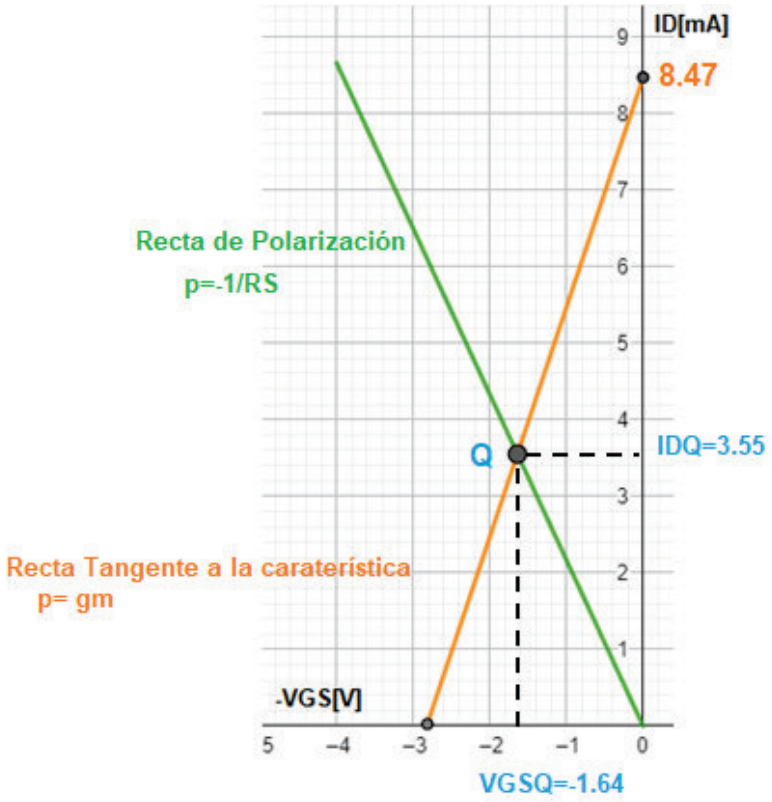
Con el dato de gm y las coordenadas del punto Q, se calcula la recta tangente a la característica de transferencia, resultando:

$$ID = gm * VGS + 8.47\,mA$$

Si el valor extremo de la recta tangente es 8.47mA, entonces se concluye que el valor de IDSS> 8.47mA, dado que por ser la función de transferencia una ecuación cuadrática, cualquier tangente queda por debajo de la característica.

Concluyendo:

$$\boldsymbol{|Vpo| < 4.24\,V \ \ e\ IDSS > 8.47\,mA}$$



g) De acuerdo a los datos dados de los JFET, resulta:

El JFET A, descartado por su valor de IDSS.
El JFET B, es el que mejor se adapta.
El JFET C, descartado por su valor de Vpo.

Con los datos de JFET B, se re calcula:

$$RS = 0.471\ K\Omega$$
$$VGSQ = -1.66\ V$$
$$VDSQ = 4.22\ V$$

Problema 15

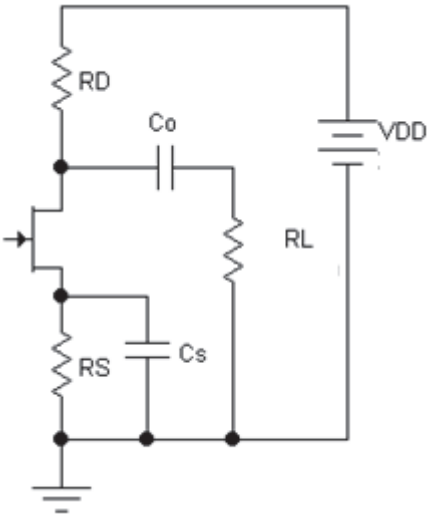
En un circuito amplificador con transistor JFET, en configuración SC, con desacople de RS y acoplamiento de CA en la carga, calcular:

a) VGSQ, IDQ y RD, contando con los datos de : gm= 2130μS, RS= 2.4 KΩ, RL =10KΩ, VDD =18V y VDQ = 5.7 V.
b) Halar el valor máximo de RS que permita trabajar al JFET como elemento activo.
c) Dibujar los probables circuitos de polarización que admite y diseñarlos en forma completa para una Ze de 500 KΩ.
d) Dibujar la recta de polarización.
e) Hallar el valor de Vi máximo, para la máxima salida sin recorte.

Datos del JFET del canal N:
IDSS= 12 mA
Vpo= -4V

Solución:

a) Se dibuja la malla de salida de la etapa amplificadora:



A partir de los datos, se desprende VGSQ:

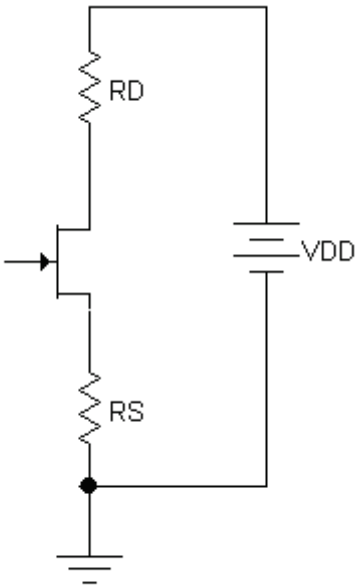
$$Vpo = -4\,V, IDSS = 12\,mA\ y\ gm = 2130\,\mu S = -\frac{2IDSS}{Vpo} * \left(1 - \frac{VGSQ}{Vpo}\right) \Rightarrow \boldsymbol{VGSQ}$$

$$\boldsymbol{VGSQ = -2.58\,V}$$

Aplicando la ecuación de Shockley se calcula IDQ:

$$\boldsymbol{IDQ} = IDSS * \left(1 - \frac{VGSQ}{Vpo}\right)^2 = \boldsymbol{1.51\,mA}$$

Planteando la ecuación de tensión en la malla de salida en corriente continua:

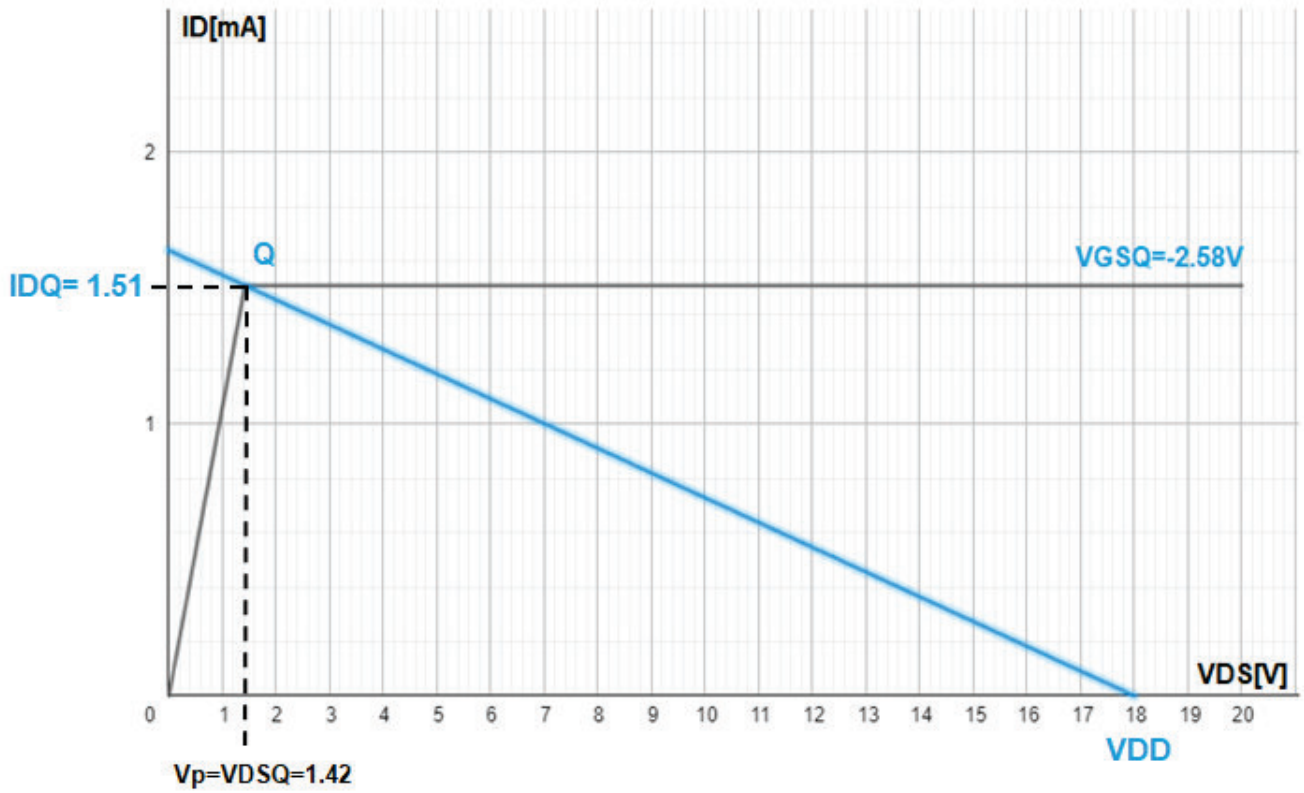


Circuito en CC

$$VDSQ = 5.7V = VDD - IDQ * (RD + RS)$$
$$= 18V - 1.51\,mA * (RD + 2.4\,K\Omega) \Rightarrow RD$$
$$\boldsymbol{RD = 8.145K\Omega}$$

b) El valor límite de RS, será aquel que haga que la pendiente de la recta de carga de corriente continua intercepte a la característica del JFET en Vp, siendo este el límite de la región lineal.

A continuación, se traza la recta de carga de corriente continua, con el punto Q interceptado la característica del JFET para VGSQ= 2.58V.



Siendo $Vp = VGSQ - Vpo = -2.58V + 4V = 1.42\,V \equiv VDSQ\ (Condición\ Límite)\ para RS\ máx$

$$VDSQ = 1.42\,V = VDD - IDQ * (RD + RSmáx) \Rightarrow \boldsymbol{RSmáx = 2.835K\Omega}$$

El valor de RS=1.4 KΩ cumple la condición, por lo cual el transistor JFET trabaja en la zona activa.

c)

- La polarización fija no se admite, pues se cuenta con una única fuente de alimentación y además no debe contener a RS.
- Autopolarizado se descarta, pues no verifica la siguiente ecuación:

$$VGSQ = -IDQ * RS = -1.51\,mA * 2.4K\Omega = -3.62\text{V} \neq -2.58\text{V}$$

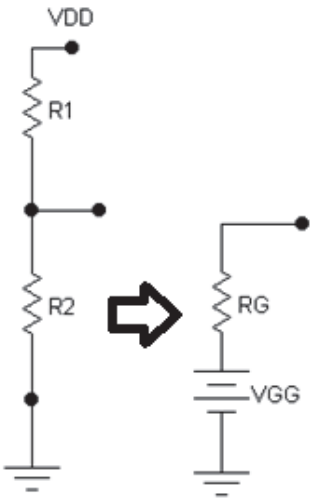
- Polarización por divisor de tensión, es el indicado.

Se calcula ahora la tensión VGG del equivalente Thevenin del divisor de tensión, contando con el dato de Ze:

Siendo $Ze = 500K\Omega \equiv RG$

$$VGG = VGSQ + IDQ * RS = -2.58V + 1.51\,mA * 2.4K\Omega = 1.044\text{V}$$

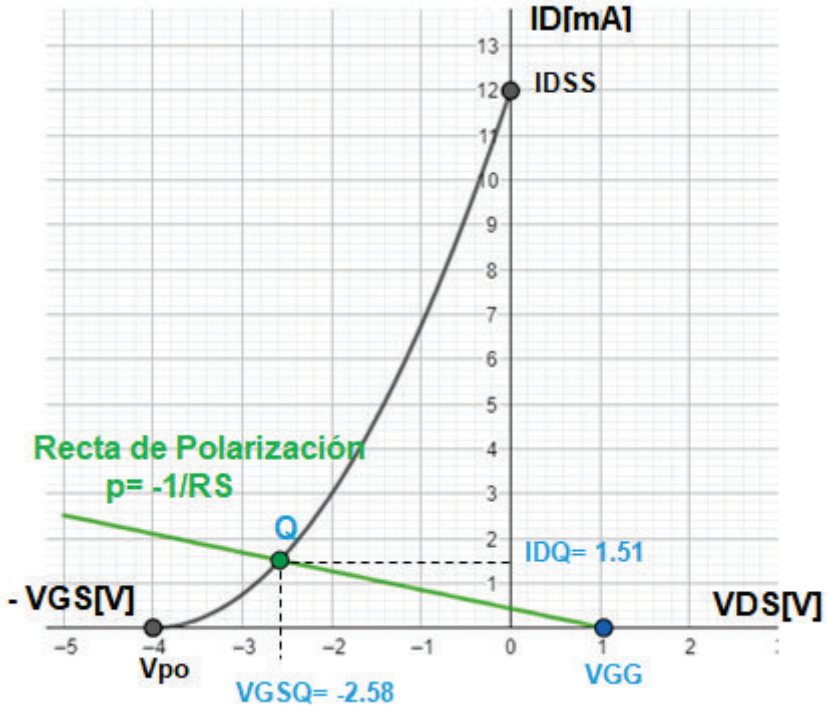
Con los valores de VGG y RG, se calcula el divisor de tensión:



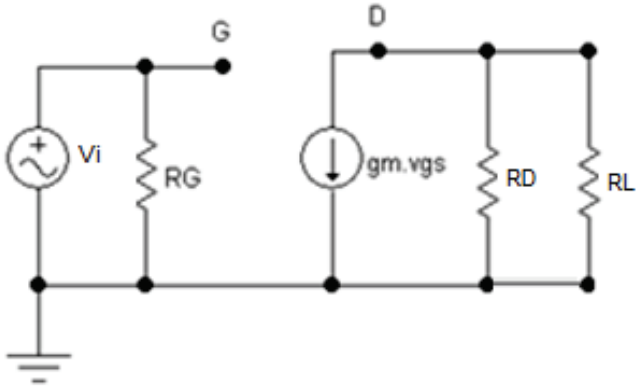
$$\boldsymbol{R1} = RG * \frac{VDD}{VGG} = 500K\Omega * \frac{18V}{1.044\,V} = \boldsymbol{8.620\ M\Omega}$$

$$\boldsymbol{R2} = \frac{RG}{(1 - \frac{VGG}{VDD})} = \frac{500\ K\Omega}{(1 - \frac{1.044V}{18\,V})} = \boldsymbol{530.78\ K\Omega}$$

d) Se dibuja a continuación la recta de polarización:



e) Trabajando con el circuito en corriente alterna y reemplazando al JFET por su modelo híbrido, queda:



$$Av = -gm * (RL \parallel RD) = -2.136 * \frac{1}{\text{K}\Omega} * (10K\Omega \parallel 8.145\ K\Omega) = -9.56$$
$$VDSQ = VDD - IDQ * (RD + RS) = 18V - 1.51\ mA * (8.145\ K\Omega + 2.4\ K\Omega) = 2.07\ V$$

Siendo $ICQ * rca = ICQ * (RL \parallel RD) = 6.77\ V$, luego la máxima excursión simétrica de la tensión en la carga, será:

$$\widehat{VRL\ máx} = VDSQ - Vp = 2.07V - 1.42V = 0.65V$$

Luego, volviendo a la ecuación de AV se obtiene el valor de Vi máxima:

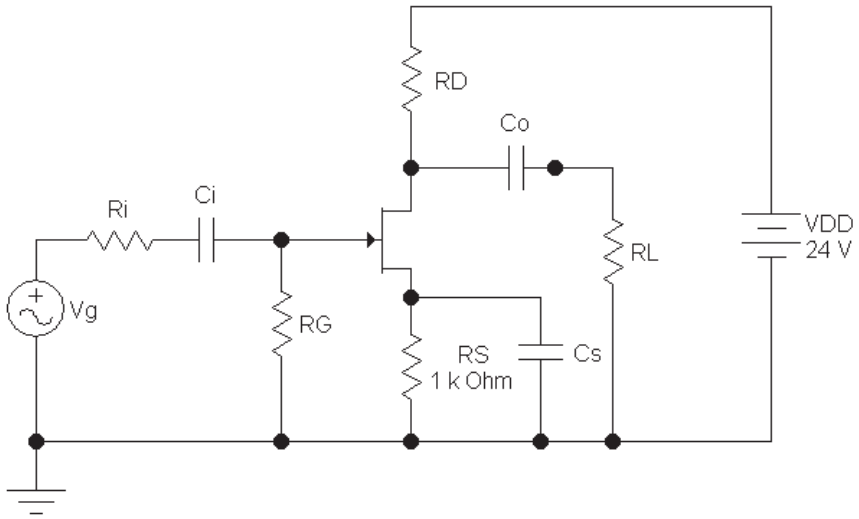
$$Av = -9.56 = \frac{-0.65V}{\widehat{Vi\ máx}} \Rightarrow \boldsymbol{\widehat{Vi\ máx} = 68\ mV}$$

Problema 16

Dado el siguiente circuito amplificador:

a) **Hallar el valor de VGSQ**
b) **Determinar el punto de reposo en la característica de salida, para impedancia de salida de 3.9K Ω.**
c) **Determinar el valor de RL que proporcione una Av= Vo/Vg= - 4.5, siendo Ri= 10KΩ y la Ze =100KΩ.**

Datos del Transistor: JFET de canal N, IDSS= 10mA y Vpo= - 4V



Solución:

a) Siendo autopolarizado entonces la ecuación de la malla de entrada, resulta:

$$VGSQ = -IDQ * RS$$

Aplicando la ecuación de Shockley e igualándola con la ecuación de la malla de entrada:

$$IDQ = IDSS * \left(1 - \frac{VGSQ}{Vpo}\right)^2 = -\frac{VGSQ}{RS}$$

Resolviendo la ecuación cuadrática se obtienen los valores de VGSQ:
$VGSQ = -2.146\,V \;\; y - 7.453\,V$. *Este último se descarta por ser superior a* Vpo.

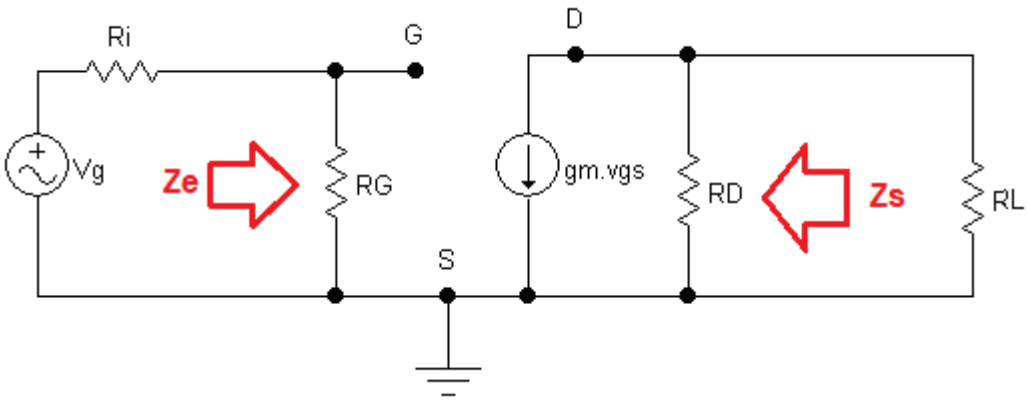
$$\boldsymbol{VGSQ = -2.146\,V}$$

b)

Volviendo a la ecuación de Shockley, se obtiene IDQ:

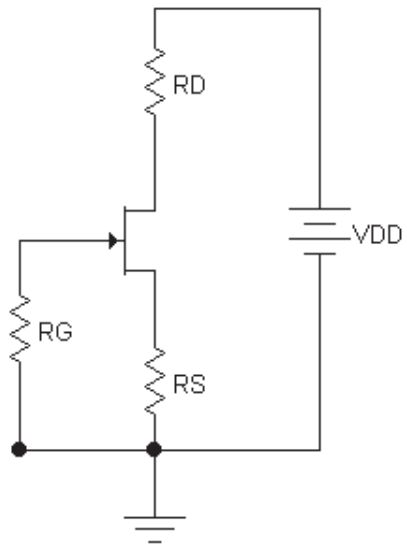
$$\boldsymbol{IDQ} = IDSS * \left(1 - \frac{VGSQ}{Vpo}\right)^2 = 10\,mA * (1 - \frac{-2.146V}{-4V})^2 = \boldsymbol{2.148\,mA}$$

Trabajando con el circuito en corriente alterna y reemplazando al JFET por su modelo híbrido, la impedancia que ve la carga es:



Zs=3.9 KΩ =RD, e Ze=100KΩ=RG

Planteando la ecuación de tensión en la malla de salida en corriente continua, se obtiene VDSQ:



$$VDD = IDQ * (RD + RS) + VDSQ \Rightarrow VDSQ$$
$$VDSQ = VDD - IDQ * (RD + RS) =$$
$$\boldsymbol{VDSQ} = 24V - 2.146\,mA * (3.9\,K\Omega + 1K\Omega) = \boldsymbol{13.47V}$$

c)

$$gm = -\frac{2IDSS}{Vpo} * \left(1 - \frac{VGSQ}{Vpo}\right) = -\frac{2 * 10\,mA}{(-4V)} * \left[1 - \frac{(-2.146\,V)}{(-4V)}\right] = 2.3175(\frac{1}{K\Omega})$$

$$Av = -4.5 = \frac{VRl}{Vg} = \frac{VRl}{vgs} * \frac{vgs}{Vg} = -gm * (RD \parallel RL) * \frac{RG}{RG + Ri}$$
$$= -2.3175\left(\frac{1}{K\Omega}\right) * (RD \parallel RL) * \frac{100K\Omega}{100K\Omega + 10\text{K}\Omega} \Rightarrow (RD \parallel RL) = 2.135K\Omega$$

Luego $\boldsymbol{RL = 4.72\ K\Omega}$

Problema 17

Proponer y diseñar un circuito amplificador con transistor JFET en configuración S-C, para una carga en el drenador de 3KΩ que admite componentes de corriente continua.
Considerando que:

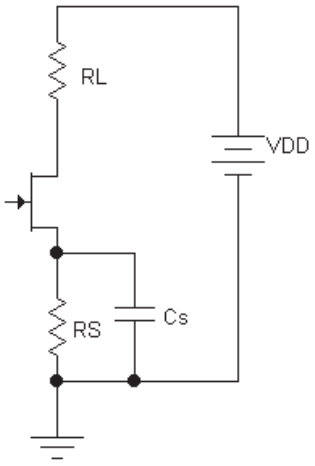
- **Se dispone de una fuente de alimentación única de CC, de 30V.**
- **La resistencia de surtidor se halla desacoplada para CA y disipa una potencia ≤18mW.**
- **El amplificador debe presentar una Ze = 2 MΩ.**
- **La señal de tensión de entrada proviene de un sensor cuya resistencia interna es de 50 KΩ.**

Determinar:

a) VGS y ID del punto de reposo, a fin de obtener una excursión simétrica máxima en la salida de 12Vpp que produzca la mínima disipación de potencia en CC en la resistencia de drenador.
b) El valor de la resistencia de surtidor en base a los probables circuitos de polarización, y diséñelos en forma completa.
c) El circuito de polarización que otorgue mayores ventajas, en relación a lo obtenido en b). Justifique la elección.
d) Las rectas de carga dinámica y estática, la Característica de Transferencia y la Recta de Polarización.
e) El valor de pico de la tensión de entrada, para una excursión de tensión en la salida de 2Vpp.

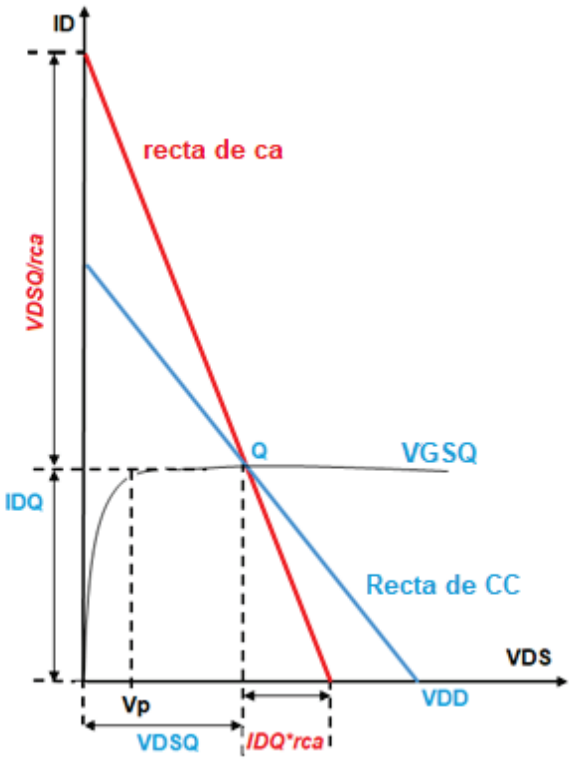
Solución:

a) A continuación, se dibuja la malla de salida del circuito propuesto de acuerdo a los considerandos:

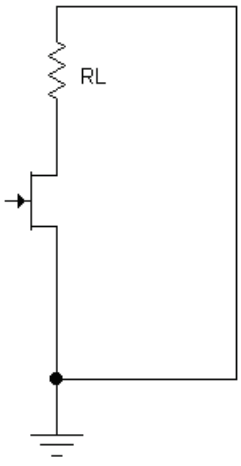


La ubicación del punto Q debe ser por debajo del punto medio de la recta de ca, pues de este modo IDQ será menor y la disipación de potencia en corriente continua en RL será menor.

De acuerdo a esto, entonces la excursión en la salida deberá coincidir con IDQ*rca, tal como se observa en la siguiente gráfica:



Siendo rca=RL, tal como se observa en el siguiente esquema de la malla de salida en corriente alterna:



Malla de salida en ca

Concluyendo:

$$\widehat{vRL} = \widehat{vds} = 6V = IDQ * rca = IDQ * RL \Rightarrow \boldsymbol{IDQ} = \frac{6V}{3K\Omega} = \boldsymbol{2mA}$$

De la ecuación de Shockley, aplicando el valor de IDQ se obtiene VGSQ:

$$IDQ = IDSS * \left(1 - \frac{VGSQ}{Vpo}\right)^2 \Rightarrow \boldsymbol{VSQ} = \left(1 - \sqrt{\frac{IDQ}{IDSS}}\right) * Vpo = \boldsymbol{-3V}$$

b) El circuito de polarización debe contener RS, por lo cual la polarización fija quedad descartada.

Si es autopolarizado, entonces se cumple que:

$$VGSQ = -3V = -IDQ * RS = -2\ mA * RS \Rightarrow RS = \frac{3V}{2\ mA} = 1.5\ K\Omega$$

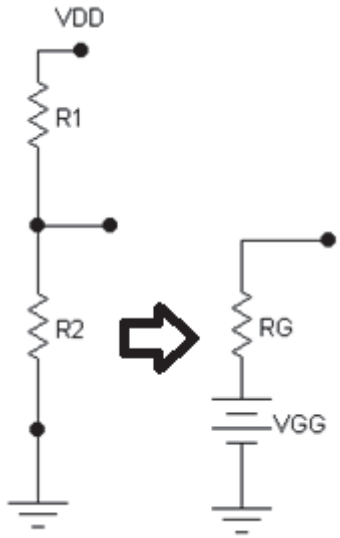
Ahora se calcula la disipación de potencia en RS:

$PRS = IDQ^2 * RS = (2mA)^2 * 1.5K\Omega = 6mW < 18\ mW$ Cumpliendo el requisito.

Si el circuito de polarización fuese por divisor de tensión, entonces se debe calcular VGG, para ello se requiere el valor de RS y éste se lo calcula uutilizando el dato de la potencia:

$$PRS = IDQ^2 * RS = (2mA)^2 * RS = 18\ mW \Rightarrow RS = 4.5\ K\Omega$$
$$\mathrm{VGG} = \mathrm{VGSQ} + \mathrm{IDQ} * \mathrm{RS} = -3\mathrm{V} + 2\mathrm{mA} * 4.5\ \mathrm{K\Omega} = 6\mathrm{V}$$

Con el dato de Ze= 2MΩ=RG y VGG, se calcula las resistencias del divisor de tensión:

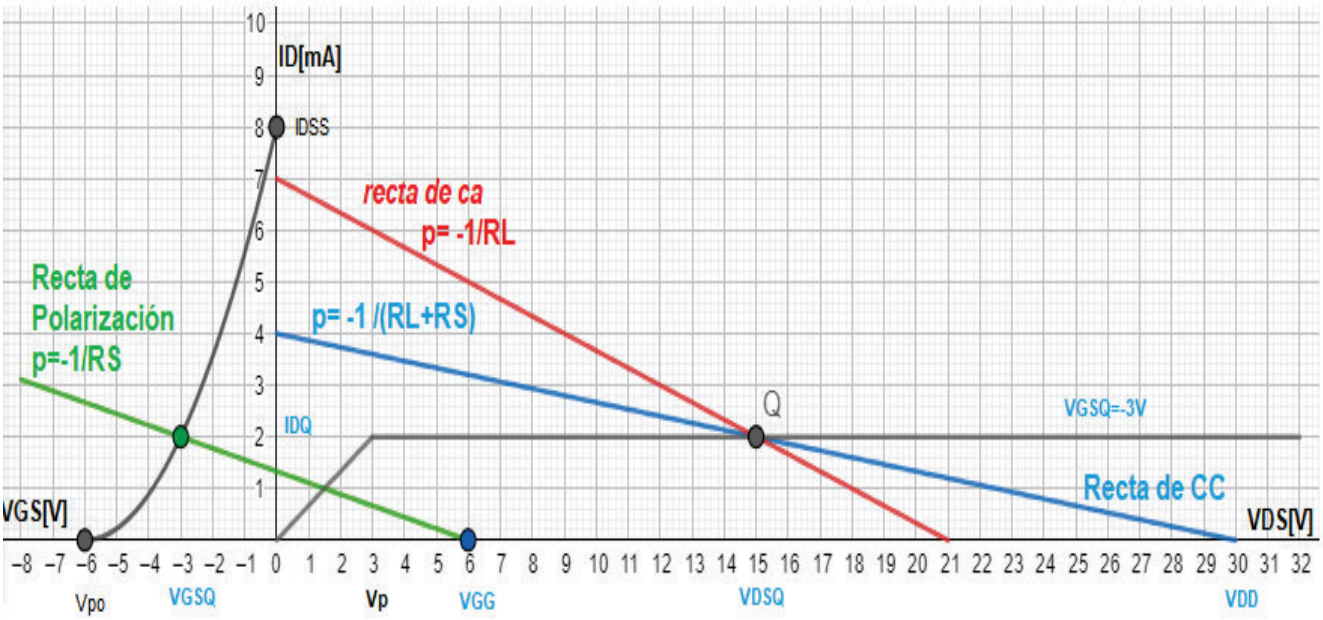


$$\boldsymbol{R1} = RG * \frac{VDD}{VGG} = 2M\Omega * \frac{30V}{6\ V} = \boldsymbol{10\ M\Omega}$$

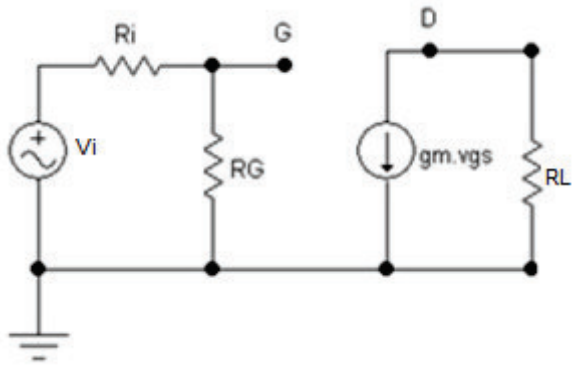
$$\boldsymbol{R2} = \frac{RG}{(1 - \frac{VGG}{VDD})} = \frac{2\ M\Omega}{(1 - \frac{6V}{30\ V})} = \boldsymbol{2.5 M\Omega}$$

c) El circuito de polarización que otorga mayor estabilidad del punto Q frente a variaciones de temperatura, es el que usa el divisor de tensión. Mientras mayor sea el valor de RS, se logra más estabilidad. En consecuencia, se elige este circuito de polarización.

d) A continuación, se dibujan las rectas de carga de corriente continua, alterna y la recta de polarización.



e) Trabajando con el circuito en corriente alterna y reemplazando al JFET por su modelo híbrido:



$$gm = -\frac{2IDSS}{Vpo} * \left(1 - \frac{VGSQ}{Vpo}\right) = -\frac{2 * 8\,mA}{(-6V)} * \left[1 - \frac{(-3\,V)}{(-6V)}\right] = 1.333(\frac{1}{K\Omega})$$

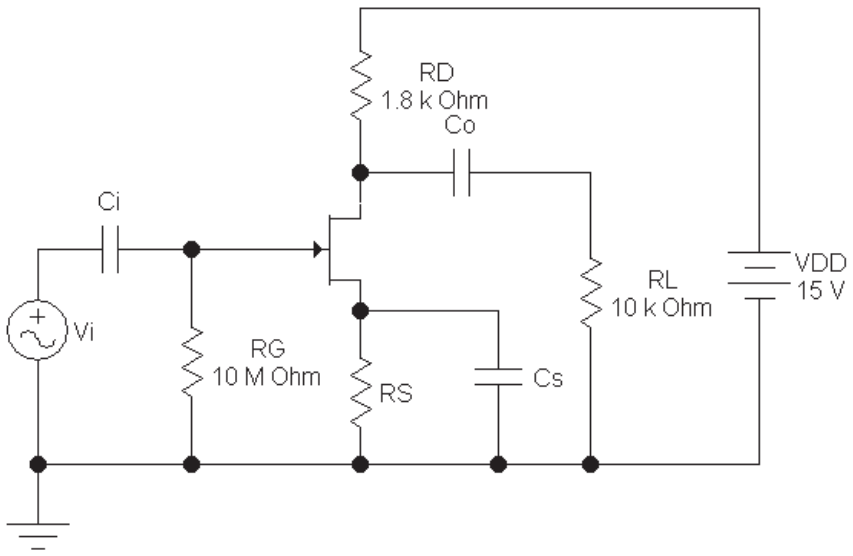
$$Av = \frac{vRl}{vi} = \frac{vRl}{vgs} * \frac{vgs}{vi} = -gm * RL * \frac{RG}{RG + Ri} = -1.333\left(\frac{1}{K\Omega}\right) * 3K\Omega * \frac{2M\Omega}{(2M\Omega + 50\text{K}\Omega)} = -3.9$$

$$\widehat{vi} = \frac{\widehat{vRL}}{Av} = \frac{-1V}{-3.9} = \mathbf{256.4\ mV}$$

Problema 18

Para el circuito amplificador de la figura, contando con el dato de gm=6000μS, obtener:

a) La condición de reposo.
b) El valor de la resistencia de surtidor.
c) Dibujar la característica de salida y las rectas de carga de corriente continua y alterna. Calcular la máxima excursión de tensión sobre la carga.
d) El valor máximo de la señal de entrada que no produce recorte.



Datos del Transistor JFET de canal N:
IDSS= 12mA
Vpo= - 2V

Solución:

a)

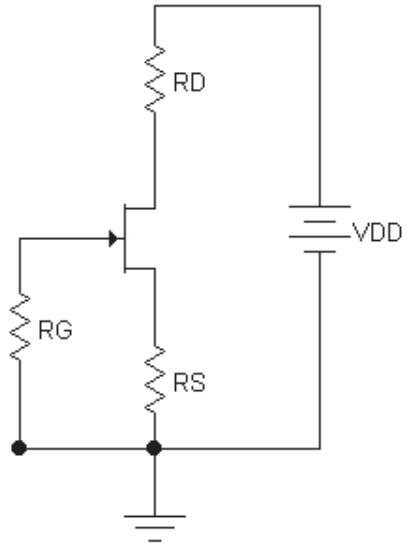
$$gm = 6\left(\frac{1}{K\Omega}\right) = -\frac{2IDSS}{Vpo} * \left(1 - \frac{VGSQ}{Vpo}\right) \Rightarrow \boldsymbol{VGSQ} = Vpo * \left(1 + \frac{gm * Vpo}{2IDSS}\right) = \boldsymbol{-1V}$$

$$\boldsymbol{IDQ} = IDSS * \left(1 - \frac{VGSQ}{Vpo}\right)^2 = 12\ mA * \left(1 - \frac{(-1V)}{(-2V)}\right)^2 = \boldsymbol{3mA}$$

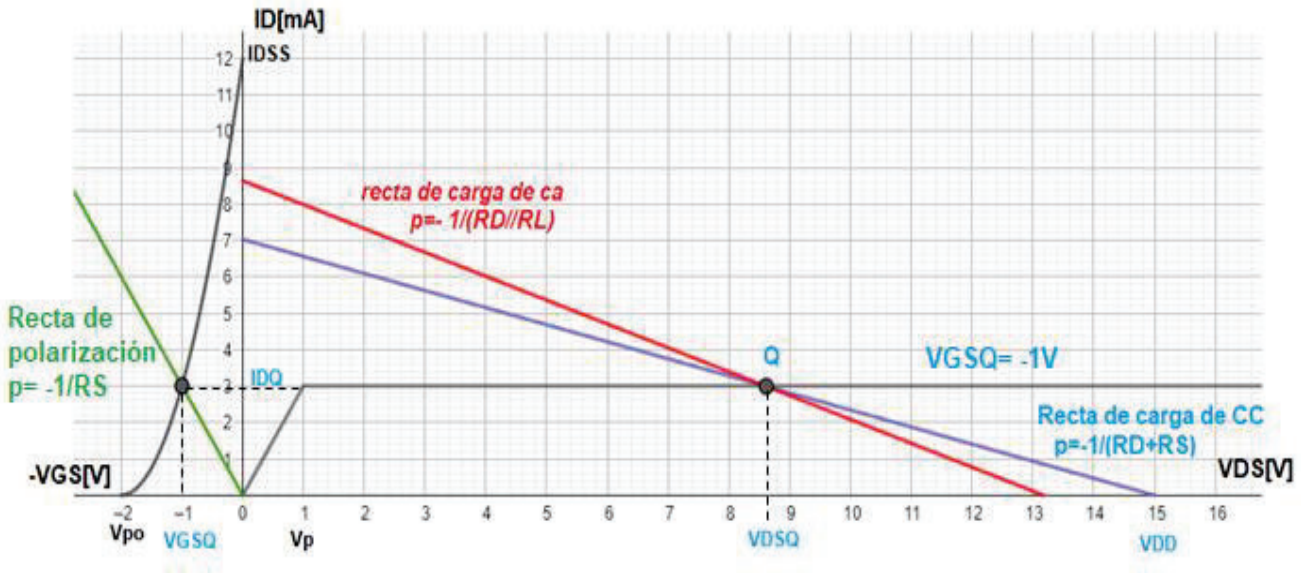
b) El circuito es autopolarizado, por lo cual se verifica que:

$$VGSQ = -1V = -IDQ * RS = -3\ mA * RS \Rightarrow \boldsymbol{RS} = \frac{1V}{3\ mA} = \boldsymbol{333\Omega}$$

c) Planteando la ecuación de tensión en la malla de salida en corriente continua, se obtiene VDSQ:



$$VDD = IDQ * (RD + RS) + VDSQ \Rightarrow VDSQ$$
$$VDSQ = VDD - IDQ * (RD + RS) =$$
$$\boldsymbol{VDSQ} = 15V - 3\ mA * (1.8\ K\Omega + 0.333K\Omega) = \boldsymbol{8.6V}$$



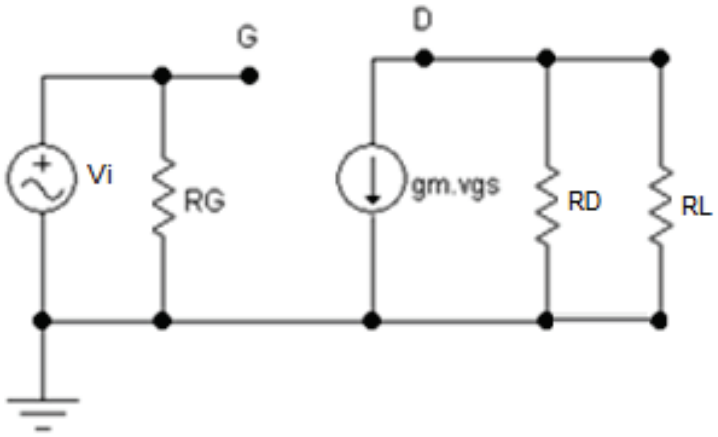
Recta de carga de corriente continua:
Puntos extremos: VDD= 15V y VDD/(RD+RS)=7.03 mA
Pendiente: -1/(RD+RS)=-1/(2.133 KΩ)
Coordenadas del punto Q: ICQ=3 mA y VDSQ=8.6 V

Recta de carga de corriente alterna:
Puntos extremos: IDQ +VDSQ/rca=3 mA y VDSQ+ID*rca= 13.17 V
Pendiente: -1/(RD//RL)=-1/(1.525 KΩ)

La máxima excursión de la tensión en la carga es:

$$\widehat{\boldsymbol{vRL}} = ICQ * rca = 3mA * 1.525K\Omega = \mathbf{4.575\ V}$$

d) Trabajando con el circuito en corriente alterna y reemplazando al JFET por su modelo híbrido, queda:



$$Av = \frac{\widehat{VRL}}{\widehat{Vi}} = -gm * (RL \parallel RD) = -6 * \frac{1}{\mathrm{K\Omega}} * (10K\Omega \parallel 1.8\ K\Omega) = -9.15 \Rightarrow \widehat{Vi}$$

$$\widehat{\boldsymbol{Vi}} = \frac{\widehat{VRL}}{Av} = \frac{-4.575V}{-9.15} = \mathbf{500mV}$$

Problema 19

a) Dibuje una etapa amplificadora con JFET, en configuración surtidor común para una carga de 10 MΩ que admite sólo componentes de ca., considerando que:
- **Se disponde de una única fuente de alimentación de CC, de 20V.**
- **La impedancia de entrada de la etapa amplificadora, debe ser de 10 MΩ.**

b) Siendo $\frac{\widehat{vd}}{\widehat{vgs}} =$ - 8, y VGSQ = -1V, diseñe el circuito de polarización y situe el punto Q en la Característica de Transferencia. Dibuje las rectas de carga y de polarización.

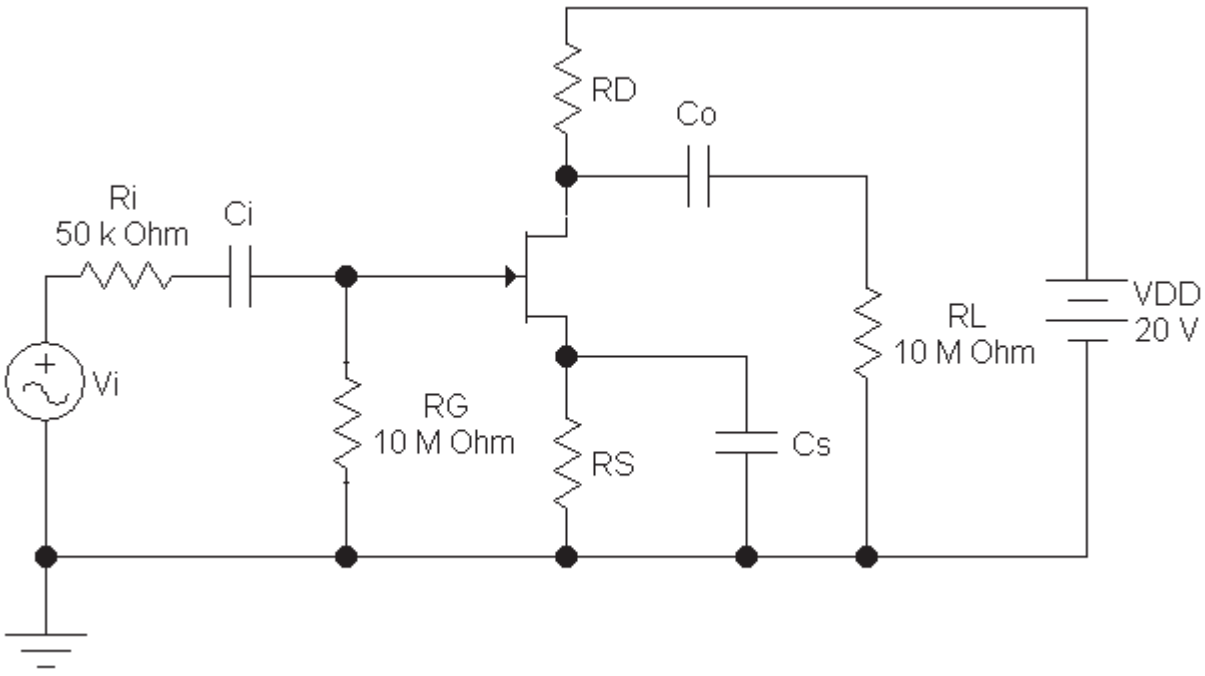
c) Halle el valor de vimáx para la máxima excursión en la salida, siendo la resistencia interna del generador de 50KΩ.

d) Determine la Ai y el valor de iimáx para la máxima corriente por la carga.

Datos del Transistor: JFET J2N3819 de canal-N
IDSS= 10mA, Vpo= - 4V

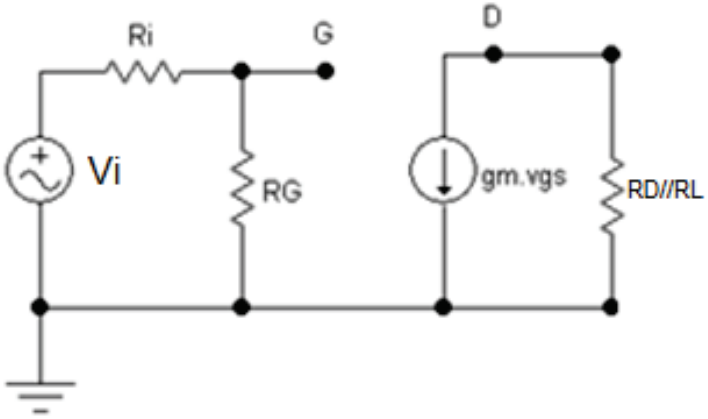
Solución:

a) El circuito que se propone es que se dibuja a continuación:



De acuerdo a los considerandos se descarta la polarización fija pues se cuenta con una única fuente de alimentación. La polarización con divisor de tensión, también por falta de datos.

b) Con el dato de la ganancia de voltaje, se calcula el valor de la resistencia de drenador. Para ello se tiene en cuenta el circuito en corriente alterna con el reemplazo del transistor por su equivalente híbrido:



$$Av = \frac{\widehat{vd}}{\widehat{vgs}} = -8 = \frac{\widehat{VRL}}{\widehat{vgs}} = -gm * (RL \parallel RD) = -\frac{2IDSS}{Vpo} * \left(1 - \frac{VGSQ}{Vpo}\right) * (RL \parallel RD)$$

$$= -3.75 \left(\frac{1}{K\Omega}\right) * (RL \parallel RD) \Rightarrow (10\ M\Omega \parallel RD) = 2.13\ K\Omega\ \Rightarrow \mathbf{RD = 2.13K\Omega}$$

Aplicando la ecuación de Shockley:

$$\boldsymbol{IDQ} = IDSS * \left(1 - \frac{VGSQ}{Vpo}\right)^2 = 10\ mA * (1 - \frac{-1V}{-4V})^2 = \mathbf{5.625\ mA}$$

Planteando la ecuación de la malla de entrada:

$$VGSQ = -1V = -IDQ * RS = -5.625\ mA * RS \Rightarrow \boldsymbol{RS} = \frac{1V}{5.625\ mA} = \mathbf{177.8\Omega}$$

Planteando la ecuación de tensión en la malla de salida se obtiene VDSQ

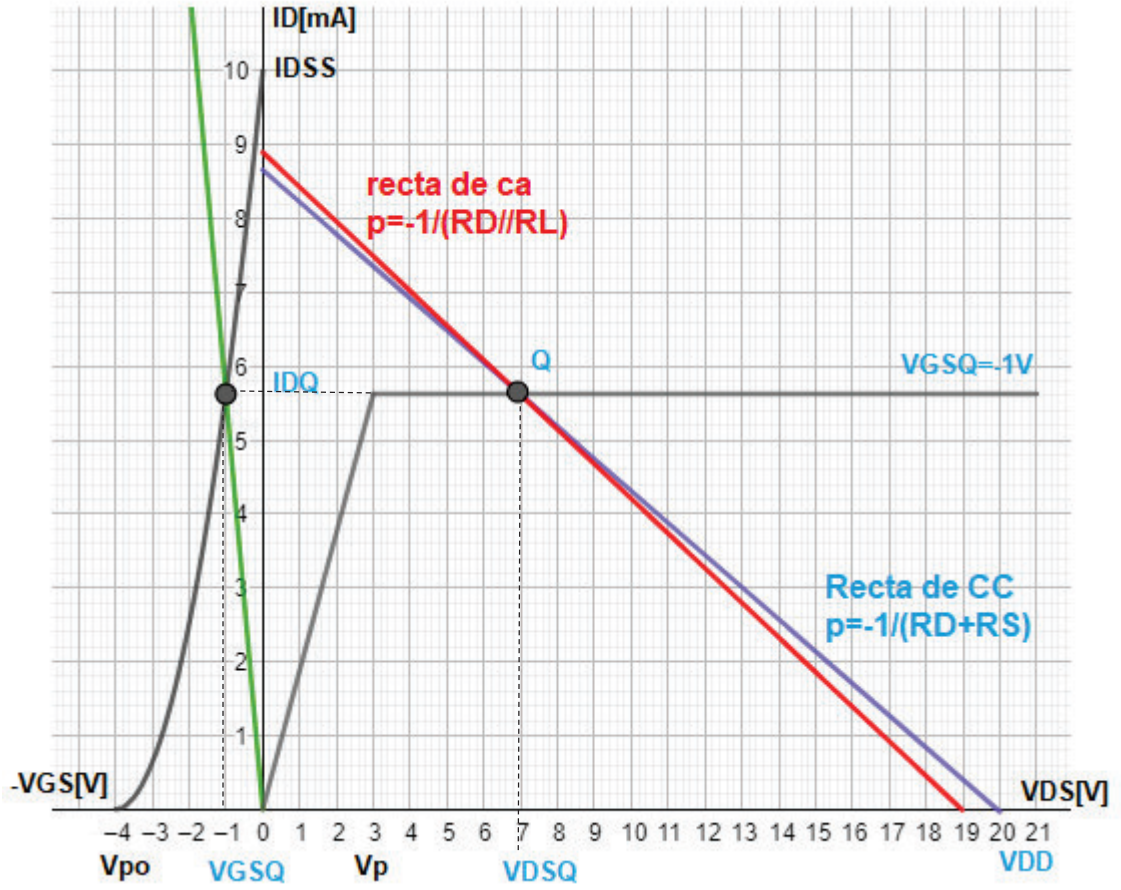
$$VDD = IDQ * RD + VDSQ \Rightarrow VDSQ$$

$$\boldsymbol{VDSQ} = VDD - IDQ * (RD + RS) = 20V - 5.625\ mA * (2.13\ K\Omega + 0.1778\ \mathrm{K\Omega}) = \mathbf{7\ V}$$

Se dibujan las rectas de carga de coriente continua y alterna, indicando sus valores extremos:

Recta de carga de corriente continua:
Puntos extremos: VDD= 20V y VDD/(RD+RS)=8.66 mA
Pendiente: -1/(RD+RS)=-1/(2.3 KΩ)
Coordenadas del punto Q: ICQ=5.625 mA y VDSQ=7V

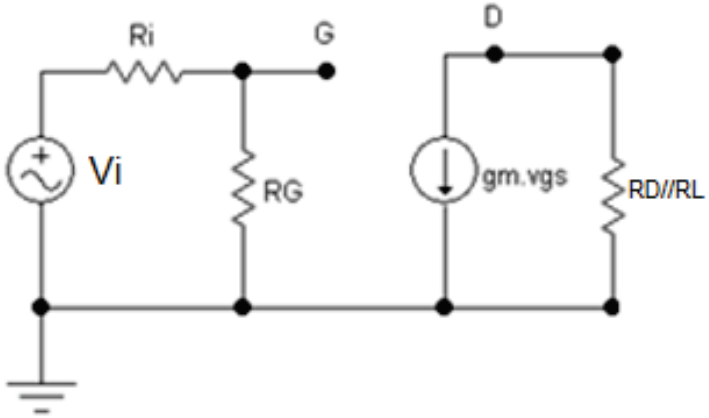
Recta de carga de corriente alterna:
Puntos extremos: IDQ +VDSQ/rca=5.625 mA y VDSQ+ID*rca= 18.98 V
Pendiente: -1/(RD//RL)=-1/(2.13 KΩ)



La máxima excursión simétrica de la tensión en la carga, está dada por:

$$\widehat{VRL} = VDSQ - Vp = VDSQ - (VGSQ - Vpo) = 7V - 3V = 4V$$

c)Dibujando el circuito en corriente alterna con el modelo híbrido del JFET, queda:



Siendo $Ze = 10M\Omega \equiv RG$

$$Av = \frac{\widehat{VRL}}{\widehat{Vi}} = \frac{\widehat{VRL}}{\widehat{vgs}} * \frac{\widehat{vgs}}{\widehat{Vi}} = (-8) * \frac{RG}{(RG + Ri)} = -7.96$$

$$\Rightarrow \boldsymbol{\widehat{Vi}} = \frac{\widehat{VRL}}{Av} = \frac{-4\,V}{-7.96} = \boldsymbol{500mV}$$

d)

$$id = gm * vgs = gm * ii * RG \Rightarrow \frac{id}{ii} = gm * RG$$

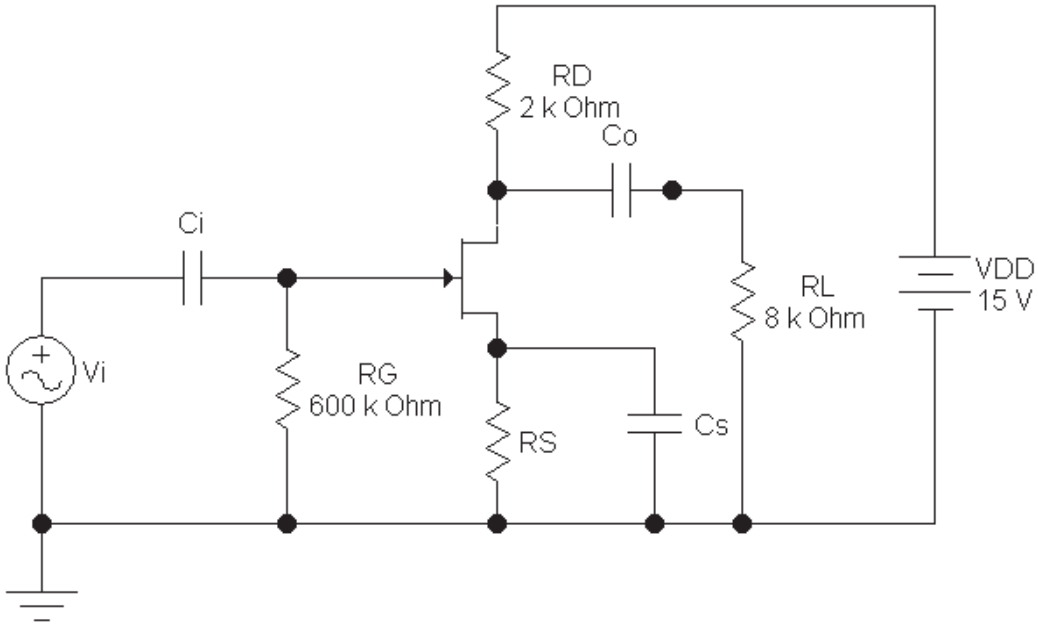
$$Ai = \frac{il}{ii} = -\frac{il}{id} * \frac{id}{ii} = -\frac{RD}{(RD + RL)} * gm * RG$$

$$\boldsymbol{Ai} = -\frac{RD}{(RD + RL)} * \frac{RL}{RL} * gm * RG *= -Av * \frac{RG}{RL} = -7.96 * \frac{10\ M\Omega}{10\ M\Omega} = \mathbf{-7.96}$$

$$\boldsymbol{\hat{ii}} = \frac{\hat{iL}}{Ai} = \frac{\hat{VRL}}{RL * Ai} = \frac{-4V}{10M\Omega * (-7.96)} = \mathbf{50nA}$$

Problema 20

Sea el circuito amplificador con JFET dibujado, determinar:



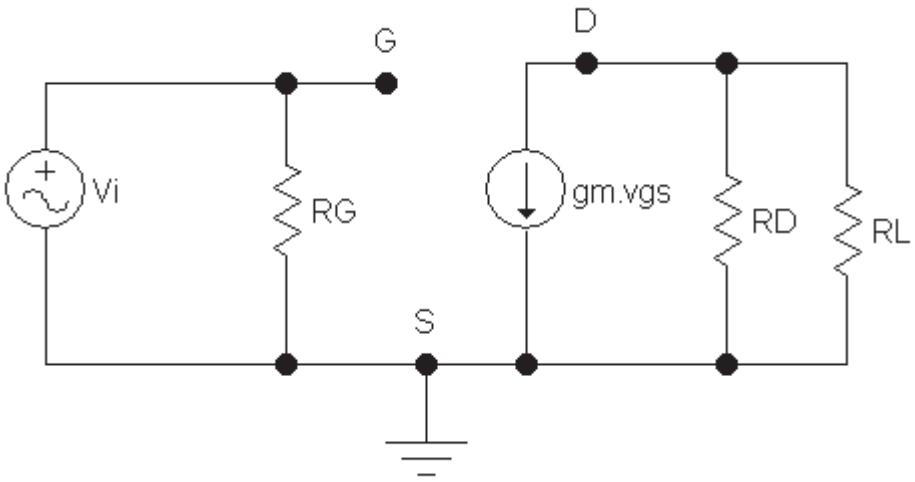
a) **La condición de reposo, que permita una E.S.Max. de la corriente en la carga de 1.2 mA p-p**
b) **El valor del resistor de surtidor.**
c) **Si el JFET debe ser reemplazado, seleccione del lote dado, aquel que mejor se ajuste al diseño. Recalcular en caso de ser necesario la máxima excursión en la carga.**

JFET	IDSS[mA]	Vpo [V]
A	10	-2
B	13	-8
C	16	-6

d) **Con el transistor ya seleccionado, calcule la excursión de la tensión en la carga.**

Solución:

a) Dibujando el equivalente en corriente alterna:



$$\widehat{il} = 0.6\,mA = \frac{RD}{(RD + RL)} * \widehat{id} = \frac{2K\Omega}{(2K\Omega + 8K\Omega)} * \widehat{id} \Rightarrow \widehat{id} = 3\,mA$$

A fin de trabajar en la zona lineal (cuando el transistor JFET se comporta como una fuente de corriente), la excursión de vds se halla limitada por Vp (Vp= VGSQ-Vpo). De forma similar al transistor bipolar se utiliza la ecuación de IDSQ para ESMax.

Siendo: RCC=RD+RS y rca=RD//RL, se plantea la ecuación de IDQ para ESMax:

$$\boldsymbol{IDQ_{ESMax} = 3\,mA} = \frac{VDD}{RCC + rca} = \frac{15V}{2K\Omega + RS + 1.6\,K\Omega} \Rightarrow \boldsymbol{RS = 1.4\,K\Omega}$$

b) El circuito de polarización es el autopolarizado, entonces:

$$\boldsymbol{VGSQ} = -IDQ * RS = -3\,mA * 1.4\,K\Omega = \boldsymbol{-4.2\,V}$$

Planteando la ecuación de tensión en la malla de salida se obtiene VDSQ

$$VDD = IDQ * (RD + RS) + VDSQ \Rightarrow VDSQ$$
$$\boldsymbol{VDSQ} = VDD - IDQ * RD = 15V - 3\,mA * (2\,K\Omega + 1.4\,K\Omega) = \boldsymbol{4.8\,V}$$

c) Aplicando la ecuación de Shockley e igualándola con la ecuación de la malla de entrada:

$$IDQ = IDSS * \left(1 - \frac{VGSQ}{Vpo}\right)^2 = \frac{-VGSQ}{RS} \Rightarrow VGSQ$$
$$VGSQ^2 + \left[\left(\frac{1}{Rs} - \frac{2 * IDSS}{Vpo}\right) * \frac{Vpo^2}{IDSS}\right] * VGSQ + Vpo^2 = 0$$

Resolviendo la ecuación cuadrática para los distintos valores de Vpo e IDSS de los JFET dados, se obtienes los valores de VGSQ; y utilizando la ecuación de Shockley, se obtiene IDQ.

Los valores de VGSQ e IDQ, se muestran en la siguiente tabla descartando los valores de $|VGSQ| > |Vpo|$:

JFET	VGSQ[V]	IDQ[mA]
A	-1.37	0.97
B	-4.17	2.978
C	-3.59	2.56

El JFET B, es el que mejor se ajusta al diseño.

d) Utilizando el JFETB se calcula la excursión de la salida, limitada por Vp:

$$Vp = VGSQ - Vpo = -4.17V - (-8V) = 3.83V$$
$$VDSQ = VDD - IDQ * (RS + RD) = 4.87\,V$$
$$\widehat{Vd} = VDSQ - Vp = 4.87V - 3.83V = \boldsymbol{\widehat{VRL} = 1.04\,V}$$

Dispositivos de Control de Potencia

Los circuitos de control de potencia son ampliamente utilizados tanto en la industria como en los equipamientos médicos, por esta razón en esta sección se propone el diseño de diferentes aplicaciones tanto en corriente continua como en corriente alterna.

Se desarrollan problemas con tiristores y triac, con elementos de disparo como el transistor unijuntura y el diac.

Los conocimientos teóricos y prácticos requeridos para la resolución de los problemas, se detallan a continuación:

- Conocer las características de tensión-corriente de los componentes y zonas de funcionamiento.
- Simbología y parámetros aportados en las hojas de especificaciones dadas por los fabricantes.

Cuestionario 5

1) Indique como deben ser las polaridades del ánodo y de la puerta de un tiristor respecto de cátodo, para el estado de conducción.
   a) Negativa
   b) Positiva
   c) Es indistinta
   d) Ninguna opción es válida, porque las polaridades del ánodo y el cátodo son distintas.
2) La corriente anódica de cebado o encendido con relación a la de mantenimiento, es:
   a) Igual
   b) Mayor
   c) Menor
   d) 0,707 de la corriente anódica
3) Si la corriente en la puerta es cero, ¿puede un tiristor pasar del estado de bloqueo al de conducción?
   a) Siempre que la tensión ánodo-cátodo sea menor que la tensión de bloqueo directo
   b) Siempre que se supere la corriente de cebado
   c) Nunca
   d) Solo si la tensión ánodo-cátodo es mayor que la tensión de bloqueo directo
4) La corriente mínima anódica que puede activar un tiristor se llama:
   a) Bloqueo por disminución de corriente
   b) Corriente de mantenimiento
   c) Corriente nominal
   d) Corriente de cebado
5) La corriente mínima de ánodo que mantiene un tiristor en conducción se llama:
   a) Corriente de mantenimiento
   b) Corriente nominal
   c) Corriente de cebado
   d) Bloqueo por disminución de corriente
6) El diodo volante se aplica para:
   a) Puentes controlados con cargas resistivas
   b) Convertidores de CC a CA
   c) Convertidores de CA a CC con cargas inductivas
   d) Ninguna opción es válida
7) Una vez que el tiristor está en conducción, ¿cómo se apaga?
   a) Aplicando tensión negativa en la compuerta respecto al cátodo
   b) Invirtiendo la polaridad ánodo- cátodo
   c) Disminuyendo la corriente anódica por debajo a la de cebado
   d) Aplicando tensión positiva en la compuerta respecto al ánodo
   e) Disminuyendo la corriente por la puerta
8) El diac es un:
   a) Transistor
   b) Dispositivo unidireccional
   c) Dispositivo de cuatro capas
   d) Dispositivo bidireccional

9) El triac es equivalente a:
   a) Un diodo de cuatro capas
   b) Dos dispositivos diac en paralelo
   c) Un tiristor con una conexión en la puerta
   d) Dos dispositivos SCR en antiparalelo
10) La característica V-I de un triac es similar a la
   a) De dos tiristores en paralelo
   b) De un tiristor en paralelo con un diodo
   c) De dos tiristores en antiparalelo
   d) Ninguna opción es válida
11) Si durante un semiciclo de c.a. se producen varios pulsos de disparo
   a) Sólo el primero produce el disparo del tiristor o triac.
   b) Todos pulsos son necesarios para mantener la conducción
   c) Que acorta la vida útil del dispositivo
   d) Todas las opciones son válidas
12) En un circuito de control total de potencia en una carga de corriente alterna de 500 W, desde la red de suministro de 220 V, utilizando un Tiac, seleccione el componente adecuado
   a) VB= 400V y IN= 2A
   b) VB= 200V y IN= 3A
   c) VB= 600V y IN= 3A
   d) VB= 400V y IN= 1A
13) Todos los dispositivos usados como elementos de disparo se caracterizan por presentar:
   a) Disparo bidireccional
   b) Zona de resistencia negativa
   c) Disparo unidireccional
   d) Alta resistencia en baja potencia
14) El control por fase se usa en aplicaciones:
   a) De baja potencia por la interferencia que producen
   b) En todo el rango de potencia
   c) Solo con reducido ángulo de encendido
   d) Sólo en convertidores de CC a CA
15) Un tiristor se puede usar como
   a) Una resistencia
   b) Un amplificador
   c) Un interruptor
   d) Una fuente de alimentación
16) En el sistema de disparos por ciclos enteros o por salvas:
   a) Se aplica cuando la carga tiene alta inercia.
   b) Se aplica a pesar de su bajo rendimiento.
   c) Produce interferencia de radio frecuencia.
   d) Requiere un filtro para atenuar la interferencia de radio frecuencia.
17) El diodo volante:
   a) Se aplica cuando la carga tiene alta inercia.
   b) Se aplica en convertidores de CC a CA con cargas inductivas.
   c) Se conecta en serie con la carga.
   d) Se conecta en paralelo con la carga.

18) En el circuito de disparo de Triac con doble constante de tiempo:
    a) Produce el efecto de histéresis.
    b) Se usa para corregir el efecto producido por cargas inductivas.
    c) El desfasaje de la segunda red es menor de 10 grados.
    d) Permite controlar potencia con ángulos de encendidos mayores a 90º.
19) El sistema de disparo por fase:
    a) Se aplica cuando la carga tiene alta inercia.
    b) Se aplica porque tiene mejor precisión en el control.
    c) No produce interferencia de radio frecuencia.
    d) Requiere un filtro para atenuar la interferencia de radio frecuencia, para controlar grandes potencias.
20) En el circuito de disparo del Triac con doble constante de tiempo:
    a) El capacitor de la primera red puede alcanzar la tensión del valor de pico de la tensión de línea.
    b) El capacitor de la primera red puede alcanzar la tensión eficaz de la tensión de línea.
    c) El valor de disparo del diac es una constante.
    d) El valor de disparo del diac no es una constante y depende del circuito de disparo.
21) En un circuito de control total de potencia en una carga de corriente alterna de 1000 W para una estufa de esterilización, desde la red de suministro de 220V rms, utilizando un Triac, seleccione el componente adecuado
    a) VBO= 400V y IN= 5A
    b) VBO= 200V y IN= 6A
    c) VBO= 600V y IN= 3A
    d) VBO= 400V y IN= 4A
22) Con un circuito de control con Tiristor, se puede controlar cargas:
    a) Solamente en corriente continua.
    b) Solamente en corrientes de alterna.
    c) Las opciones a) y b) son falsas.
    d) Sólo en los ciclos positivos.
23) Es más preciso el control por:
    a) Ciclos enteros.
    b) Fase.
    c) Las opciones a) y b) son falsas.
    d) Nada se puede asegurar, porque depende del ángulo de encendido
24) Para que un oscilador con TUJ funcione como oscilador, la pendiente de la recta de carga del condensador de emisor debe ser:
    a) Mayor que punto de valle
    b) Menor que la tensión de disparo
    c) Debe estar comprendida entre el valle y la tensión de disparo
    d) No se puede contestar, porque depende del ángulo de encendido
25) En un circuito de control total de potencia en una carga de corriente alterna de 500 W, desde la red de suministro de 220Vrms y utilizando un TUJ, seleccione el componente adecuado.
    a) Triac: VBD= 400V y IN= 2A
    b) Triac: VBD= 200V y IN= 3A
    c) Tiristor: VBD= 600V y IN= 3ª

d) Tiristor: VBD= 400V y IN= 2A

26) Un amortiguador RC protege a un SCR frente a:
   a) Sobretensiones de la alimentación
   b) Falsos disparos
   c) Cebados
   d) Cortocircuitos

27) El transistor uniunión se comporta como un
   a) Diodo de cuatro capas
   b) Diac
   c) Triac
   d) Ninguna opción es válida

28) Un SCR puede conmutar al estado de conducción si:
   a) Se excede su tensión de bloqueo directa
   b) Se aplica una corriente en la puerta
   c) Las opciones a) y b) son válidas
   d) Se excede la velocidad crítica de crecimiento de la tensión
   e) Todas las opciones son válidas

29) Un SCR puede ser encendido y apagado mediante
   a) Conmutación forzada
   b) Un pulso negativo en la compuerta
   c) Interrupción de la corriente en el ánodo
   d) Las opciones a), b) y c) son válidas
   e) Las opciones a) y c) son válidas

30) En la región de bloqueo en directa, el SCR se
   a) Polariza en inversa
   b) Encuentra apagado
   c) Encuentra encendido
   d) Se encuentra en el punto de ruptura

31) ¿Cuál de lo siguiente no es una característica del UJT?
   a) Relación intrínseca
   b) Resistencia negativa
   c) Voltaje de punto pico
   d) Conducción bilateral

32) ¿Cuál de las siguientes conclusiones relativas al SCR es falsa?
   a) La magnitud de la corriente I(g) de puerta condiciona el valor de la tensión A-K a la que se ceba el componente.
   b) Una vez cebado la corriente de ánodo depende exclusivamente de la tensión puerta-cátodo.
   c) El SCR se bloquea cuando la corriente de ánodo Ia desciende por debajo del valor de mantenimiento Ih.
   d) Con pequeñas corrientes de puerta se pueden controlar grandes corrientes de ánodo.

33) En un tiristor:
   a) El valor de la corriente de puerta regula la tensión directa ánodo-cátodo necesaria para producir el disparo.
   b) La corriente de puerta debe disminuir por debajo de un valor llamado de mantenimiento para interrupir la conducción del tiristor.

c) El impulso de puerta debe permanecer aplicado durante todo el tiempo que dure la conducción.
d) Si la corriente de puerta es nula, es imposible el cebado.

34) En aplicaciones de potencia de corriente alterna es falso que el TRIAC:
a) Ahorre coste y espacio.
b) Utilice un solo radiador frente a los dos necesarios en la configuración equivalente de dos tiristores.
c) Sustituya o complemente a los contactores y relés proporcionando menor ruido, mayor precisión y ausencia de rebotes.
d) Precisa una elevada potencia de control en comparación con la potencia a controlar.

35) La tensión que se aplica a la puerta de un SCR para hacerlo conductor puede ser:
a) Continua
b) Tren de pulsos
c) Las opciones a) y b) son válidas
d) Impulsos de polaridad invertida

36) En aplicaciones del SCR en corriente continua:
a) Son precisos circuitos auxiliares de descebado.
b) Es obligado el disparo por tren de impulsos.
c) Debe realizarse el cebado exclusivamente por polarización directa Vak > VBO.
d) Hay que aplicar impulsos negativos a la puerta para lograr el cese de la conducción.

37) La tensión a la que se produce el cebado del DIAC:
a) Es mayor que en el TRIAC.
b) Suele ser de unos 30 V en los de uso más frecuente.
c) Debe pertenecer a una señal en diente de sierra.
d) Todas las respuestas anteriores son ciertas.

38) Aunque los cuatro métodos citados a continuación son ciertos, la forma usual para cebar los tiristores es:
a) Aumentando la tensión ánodo-cátodo hasta alcanzar el valor de la tensión de cebado.
b) Aumentando la temperatura.
c) Por derivada de tensión (dv/dt).
d) Mediante impulsos de disparo aplicados en la puerta.

39) El SCR y TRIAC se diferencian en ...
a) Que el SCR llega a controlar potencias mucho mayores que el TRIAC.
b) El número de terminales.
c) La forma para pasar del estado de conducción al de bloqueo.
d) Que el TRIAC es un componente usado principalmente para disparo de los DIAC.

40) Un tiristor conduce cuando:
a) Siendo el ánodo negativo y el cátodo positivo se aplica un impulso positivo a puerta.
b) Siendo el ánodo negativo y el cátodo positivo se aplica un impulso negativo a puerta.

c) Siendo el ánodo positivo y el cátodo negativo se aplica un impulso positivo a puerta.
d) El ánodo es ligeramente positivo con respecto al cátodo.

41) Una vez que un DIAC conduce, la forma de bloqueo consiste en:
a) Aplicar un impulso entre sus ánodos.
b) Reducir su corriente a un valor inferior al de mantenimiento.
c) Desconectar la alimentación.
d) Cualquiera de las opciones es válida

42) Los TRIAC se utilizan preferentemente en:
a) Convertidores estáticos de corriente continua.
b) Regulación y control de corriente alterna.
c) Electrónica digital.
d) Radiofrecuencia.

43) Al polarizar inversamente un SCR se sabe que:
a) Una unión quedará inversamente polarizada y las otras dos en directa.
b) Será atravesado por una corriente constituida por portadores mayoritarios.
c) Podrá conducir en caso de recibir un impulso negativo en la puerta.
d) No deberá soportar una tensión mayor que V(BO) inversa.

44) En un SCR:
a) A mayor corriente de puerta, menor tensión de cebado.
b) A mayor corriente de puerta, mayor tensión de cebado.
c) A mayor corriente de puerta no es posible el cebado.
d) Con una corriente de puerta nula no es posible el cebado.

45) Si se supera la velocidad de crecimiento de la tensión crítica que figura en la hoja de características de un tiristor:
a) Se origina una excesiva disipación de potencia.
b) El dispositivo se bloquea.
c) Se producen disparos indeseados.
d) No es posible el cebado.

46) ¿Cuál de los siguientes métodos no produce el disparo de un tiristor?
a) El aumento de la tensión directa hasta alcanzar la tensión de bloqueo directo.
b) La aplicación de una velocidad de crecimiento de la tensión directa superior a la especificada por el fabricante.
c) La aplicación de un impulso de corriente en puerta.
d) El aumento de la tensión inversa hasta alcanzar un valor llamado de ruptura.

47) El ángulo de conducción en el control por fase, se disminuye cuando se:
a) Aumenta la resistencia de la red de disparo
b) Disminuye la resistencia de la red de disparo
c) Disminuye el periodo de carga del condensador de la red
d) Ninguna opción es válida

48) En un circuito de control de potencia por fase para una carga de corriente continua, la tensión en la carga es:
a) Linealmente dependiente del ángulo de encendido
b) Dependiente sólo de la constante de carga de la red RC
c) Inversamente proporcional al valor de pico de la señal de la red de entrada
d) Ninguna opción es válida.

49) En el circuito de disparo del Triac con doble constante de tiempo, el ángulo de disparo máximo es:
    a) 45°
    b) 90°
    c) 180°
    d) 360°

50) En el circuito de disparo del Triac, con Diac con simple constante de tiempo:
    a) Es más indicado, por su precisión con el ángulo de encendido.
    b) Presenta efecto de histéresis.
    c) Se utiliza sólo para conrolar potencia de corriente continua.
    d) Todas las opciones son válidas.

Solución:

1) b)	11) a)	21) a)	31) d)	41) b)
2) b)	12) c)	22) c)	32) b)	42) b)
3) d)	13) b)	23) c)	33) a)	43) d)
4) d)	14) a)	24) c)	34) d)	44) a)
5) a)	15) c)	25) c)	35) c)	45) c)
6) c)	16) a)	26) b)	36) a)	46) d)
7) b)	17) d)	27) d)	37) b)	47) a)
8) d)	18) d)	28) e)	38) d)	48) d)
9) d)	19) d)	29) e)	39) a)	49) c)
10) c)	20) c)	30) b)	40) c)	50) b)

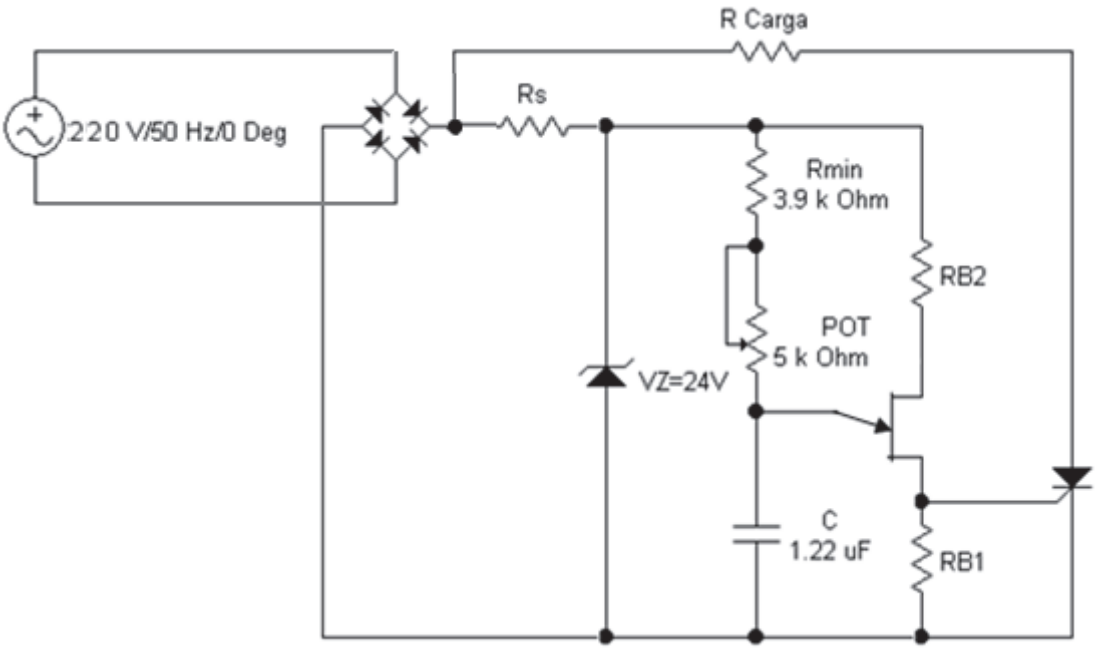
Problema 1

a) Dibujar un circuito de control de potencia, (desde la red de 220Vrms, 50Hz), para una carga de corriente continua de 150Ω, utilizando como elemento de disparo a un transistor unijuntura (UJT).
b) Calcular la variación del ángulo de encendido, en todo el rango del potenciómetro.
c) Determinar la máxima potencia que entrega la carga.
d) Indicar las especificaciones para el elemento de control.

Consideraciones:
- **El UJT, se alimenta con 24V y posee un η =0,65.**
- **La red de carga del oscilador está conformada por R= 3,9 KΩ, POT =5KΩ y un condensador C= 1,22μF**

Solución:

a)



b)

$$\tau min = Rmin * C * \ln\frac{1}{(1-\eta)} = 3.9K\Omega * 1.22\mu F * \ln\frac{1}{(1-0.65)} = 5mseg$$

$$5mseg * \frac{180°}{10mseg} \Rightarrow \boldsymbol{\alpha e\ min = 90°}$$

Con POT=5KΩ, la Rmáx=3.9 KΩ+5 KΩ=8.9 KΩ, luego:

$$\tau máx = Rmáx * C * \ln\frac{1}{(1-\eta)} = 8.9K\Omega * 1.22\mu F * \ln\frac{1}{(1-0.65)} = 11mseg$$

$$11mseg * \frac{180°}{10mseg} = 198° \Rightarrow \boldsymbol{\alpha e\ máx = 180°}$$

c)

$$Vmedia\ en\ la\ carga = \frac{Vmax}{\pi}\ (1 + cos\ \alpha e)\ para\ \alpha e = 90°, resulta:$$

$$Vmedia\ máx = \frac{\sqrt{2} * 220\ V}{\pi} * (1 + 0) = 99\ V$$

$$\boldsymbol{Pmedia\ máx} = \frac{Vmedia\ máx^2}{RL} = \frac{(99\ V)^2}{150\Omega} = \boldsymbol{65.34\ W}$$

d)

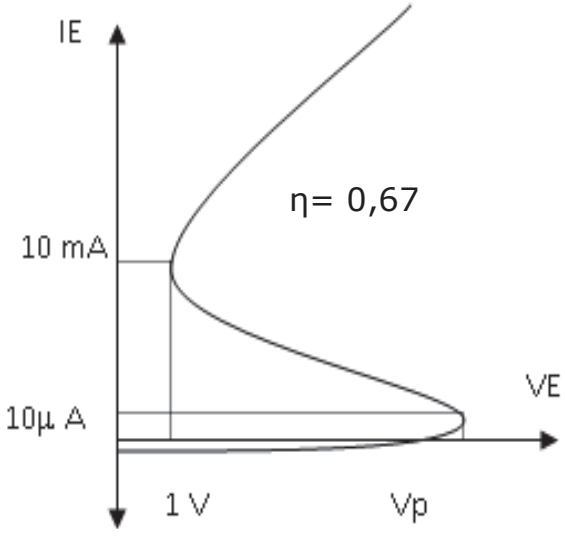
$$\boldsymbol{VBO} > \sqrt{2} * 220V = \boldsymbol{311.12\ V}$$

$$\boldsymbol{Imed\ máx} = \frac{Potencia\ \alpha e\ min}{Vmed\ máx} = \frac{65.34\ W}{99\ V} = \boldsymbol{660\ mA}$$

$$o\ también\ Imed\ máx = \frac{Vmed\ máx}{Rl} = \frac{99\ V}{150\Omega} = 660\ mA$$

Problema 2

a) Dibuje un circuito que permita un control de potencia en una carga de corriente alterna de 500 W, desde la red de suministro (220V, 50 Hz), utilizando un tiristor y un UJT.
b) Seleccione la tensión de alimentación (según los valores dados) para el circuito de disparo (justifique la elección) y determine el rango del resistor para la oscilación del UJT.
c) Determine el valor de la tensión en la carga, siendo el resistor del circuito oscilador con UJT de 4,5 KΩ y C=1μF.
d) Si se desea controlar potencia en todo el rango, re calcule si es necesario el valor del resistor y el condensador del ítem c), agregando un potenciómetro a fin de realizar esta variación en el rango de control.
e) Determine las especificaciones del elemento de control.

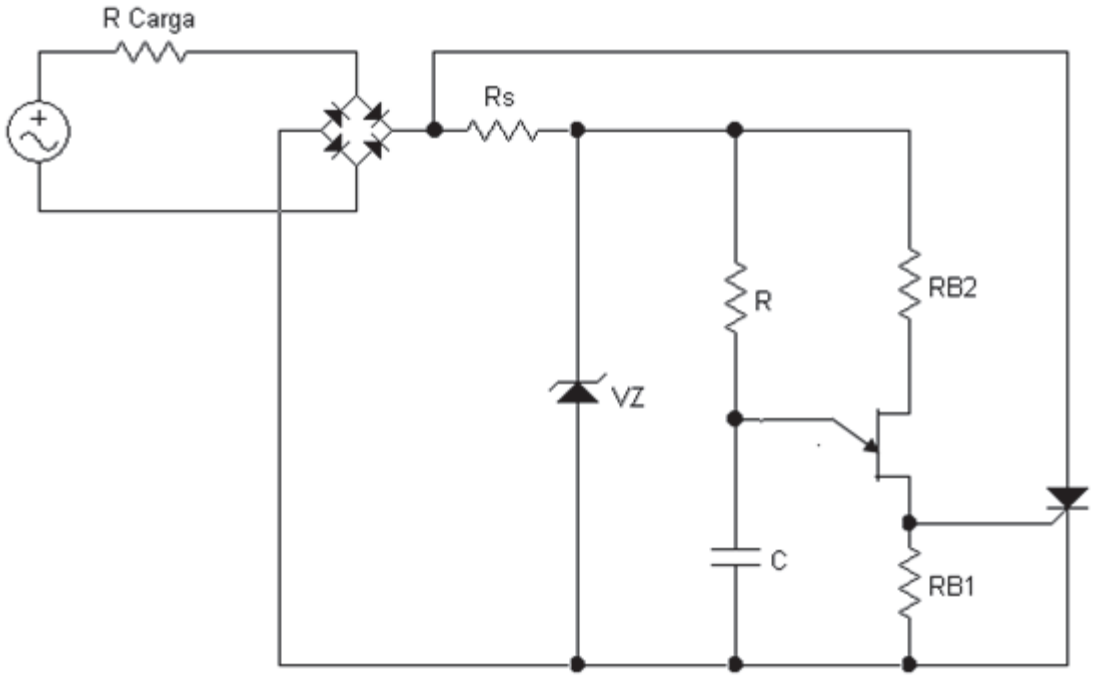


Característica V-I del UJT

Tensión de alimentación disponible para el oscilador:
- **Pila de 1,5 V**
- **FT de CA de 25 V**
- **Zener de 12 V**
- **FT de CC de 24 V**

Solución:

a) El circuito que se propone es el que se dibuja a continuación:



b) El circuito oscilador debe alimentarse en forma sincronizada con la red de suministro, por lo cual se elige el diodo zener de 12V.

Se calculan los valores límites de la resistencia del circuito oscilador, en función de los datos de UJT dados en su característica V-I:

$$Rmin = \frac{Vz - Vv}{Iv} = \frac{12V - 1V}{10\ mA} = 1.1\ K\Omega$$

$$Rmáx = \frac{Vz - (\eta * Vz + 0.7V)}{Ip} = \frac{12V(1 - 0.67) - 0.7V}{10\mu A} = 326K\Omega$$

$$1.1\ K\Omega < \mathrm{R} < 326\mathrm{K}\Omega$$

c) Con los valores de la resistencia y el condensador dados se calcula el periodo del oscilador, siendo este:

$$\tau = R * C * \ln\frac{1}{(1-\eta)} = 4.5\ K\Omega * 1\mu F * \ln\frac{1}{(1-0.67)} = 5mseg$$

$$5mseg * \frac{180°}{10mseg} \Rightarrow \boldsymbol{\alpha e = 90° = \pi/2}$$

Se calcula el valor eficaz de la tensión en la carga, a través de la siguiente ecuación:

$$\boldsymbol{Vrms\ en\ la\ carga} = \sqrt{\frac{Vemax^2}{2}\left(1 - \frac{\alpha e}{\pi} + \frac{sen\ 2\alpha e}{2\pi}\right)} = \frac{220\ Vrms}{\sqrt{2}} = \boldsymbol{155.56\ V}$$

d) Para controlar potencia, desde potencia plena a nula se realizan las siguientes consideraciones:
   - Para disponer de potencia plena en la carga, debería encender el tiristor con un αe =0° (ángulo de encendido nulo). Sin embargo, en forma práctica se debe adoptar un αemin cercano a cero, considerando que existe un tiempo de carga del condensador del circuito de oscilación por lo cual se considera "αemin cercano a cero" un rango de aproximadamente 0<αemin<10°. Dentro de este rango, el tiristor se enciende casi inmediatamente después del cruce por cero de la onda AC, lo que permite una entrega de potencia casi máxima a la carga. La capacidad de lograr un ángulo de encendido tan bajo dependerá de la calidad y precisión del circuito de disparo y de los componentes utilizados; considerando entre los parámetros del tiristor: la corriente de cebado y la mínima tensión del umbral para la conducción.
   - Para disponer de potencia nula en la carga, el ángulo de encendido αemáx≥180°, aunque el tiristor se bloquea cuando la tensión de AC produce una corriente inferior a la mantenimiento.

Concluyendo, se adopta para el diseño: αemin: 5° y αemáx=180°

Con αemin, se obtiene τmin:

$$\tau min = 5° * \frac{10mseg}{180°} = Rmin * C * \ln\frac{1}{(1-\eta)} \Rightarrow Rmin = 243\Omega$$

Este último valor resulta menor que el valor de Rmin=1.1 KΩ (condición para la oscilación del UTJ). Por este motivo se opta por adopta **Rmin=1.1 KΩ** y se calcula el valor del condensador a través de la ecuación de τmin:

$$\tau min = 5° * \frac{10mseg}{180°} = 1.1K\Omega * C * \ln\frac{1}{(1-0.67)} \Rightarrow \boldsymbol{C = 2.2\mu F}$$

Para controlar potencia desde potencia plena a nula, se conecta en serie con Rmin un potenciométro. El valor del mismo se halla a través de la ecuación de τmáx, siendo este Rmáx= Rmin+POT:

$$\tau máx = 10mseg = Rmáx * C * \ln\frac{1}{(1-\eta)} = Rmáx * 2.2\mu F * \ln\frac{1}{(1-0.67)} \Rightarrow Rmáx = 4.099K\Omega$$

Luego, resulta **POT=3KΩ**

e)

$$\boldsymbol{VBO} > \sqrt{2} * 220V = \boldsymbol{311.12\ V}$$

$$Pmáx = 500W = \frac{Ve\ rms^2}{RL} = \frac{220V^2}{RL} \Rightarrow RL = 96.8K\Omega$$

$$\boldsymbol{Imedia} = \frac{Vmedia}{RL} = \left(\frac{1}{RL}\right) * \left[\frac{Ve\ max}{\pi} * (1 + cos\ \alpha e\ min)\right] = \boldsymbol{2.04\ A}$$

Problema 3

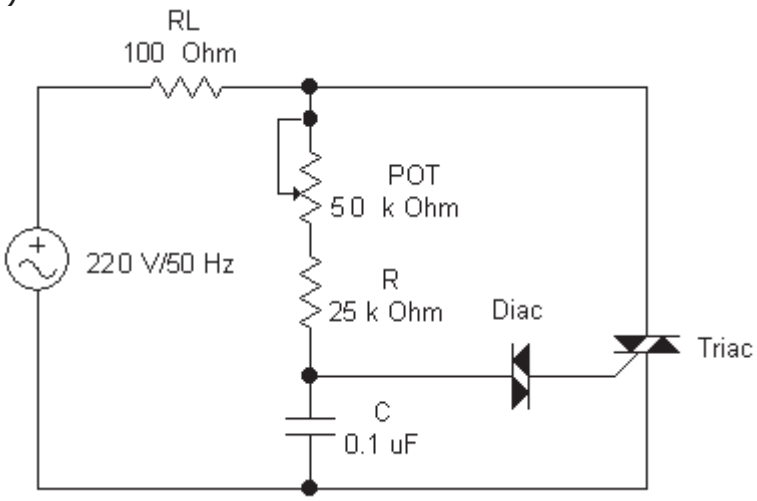
a) Dibuje un circuito que permita controlar potencia en una carga de corriente alterna desde un generador de 220V, 50Hz. El circuito de disparo deberá contener a un Diac, como elemento de disparo, sin compensación del efecto de histéresis.

b) Si la red de carga está conformada por R= 25KΩ, POT= 50KΩ y C= 0,1 μF, determine el rango de variación del αe de forma aproximada y la potencia que disipa la carga.

c) Indicar las especificaciones del elemento de control, siendo RL= 100Ω.

Solución:

a)



El circuito propuesto con una simple constante de tiempo presenta un efecto de histéresis, por el cual el condensador pierde su carga cuando activa al Diac y en consecuencia el ángulo de encendido para el próximo semiciclo se adelanta.
Por ello no es confiable ni seguro asegurar que el ángulo de encendido se mantenga estable. La ubicación de la carga en este caso permite que haya un único disparo del Triac por cada semiciclo, minimizando el efecto de histéresis.
Para calcular el ángulo de encendido se debe considerar que la ecuación de la tensión del condensador a través de la fuente de AC, es una función sinusoidal; y el tiempo en que el Diac se dispara depende de cuándo la tensión del condensador alcanza el umbral de disparo del Diac. Este umbral está alrededor de los 30 volts (entre 28 y 40V)

b)
La primera consideración que se hace para calcular los valores de los parámetros del circuito, es la que se refiere a los ángulos de disparo mínimo y máximo, determinados por el voltaje de ruptura del Diac. Se asume que el voltaje de ruptura del Diac es de VBO = 30V.

El voltaje de alimentación es:

$$Ve = \sqrt{2} * 220V * sen\omega t \quad Siendo\ \omega = 2 * \pi * f = 314.159\ rad/seg$$

La constante de carga del condensador es mínima cuando el potenciómetro esté en cortocircuito, y el ángulo de encendido será el mínimo.
La impedancia de la malla será:

$$Z = \sqrt{R^2 + Xc^2} = \sqrt{R^2 + \left(\frac{1}{\omega * C}\right)^2} = \sqrt{25K\Omega^2 + \left(\frac{1}{314.159\frac{rad}{seg} * 100 * 10^{(-9)}F}\right)^2} = 40.475K\Omega$$

La corriente eficaz en la malla, antes del disparo del diac:

$$Irms = \frac{Ve\ rms}{Z} = \frac{220V}{40.475\ K\Omega} = 5.435\ mA$$

$$Vc\ rms = Irms * Xc = 173V$$

La ecuación de la tensión sinusoidal del condensador es:

$$Vc = \sqrt{2} * Vc\ rms * \sin(\omega t - \phi min), siendo \quad \phi min[rad] = \frac{\pi}{2} + \tan^{-1}(-\frac{1}{2\pi fCR})$$

Reemplazando valores, resulta:

$$Vc = \sqrt{2} * 173V * \sin\left(314.159\ \frac{rad}{seg} * t - 0.6657rad\right)$$

Cuando la tensión del condensador alcance la tensión de ruptura del Diac, se producirá el disparo del Triac. Igualando Vc con VBO, resulta:

$$Vc = 30V = \sqrt{2} * 173V * \sin(\omega t - \phi min)$$

$$\Rightarrow \omega t - \phi min = \sin^{-1}\left(\frac{30V}{\sqrt{2} * 173V}\right) \Rightarrow tmin = 2.5mseg.\ Equivalente\ \alpha emin = 45°$$

Cuando se varía el potenciómetro hasta su valor extremo, resulta un ángulo de encendido máximo. Se calcula ahora Z, Irms y Vc:

$$Z = \sqrt{(R + POT)^2 + Xc^2} = \sqrt{(R + POT)^2 + \left(\frac{1}{\omega * C}\right)^2} = 81.475\ K\Omega$$

$$Irms = \frac{Ve\ rms}{Z} = \frac{220V}{81.475\ K\Omega} = 2.7\ mA$$

$$Vc\ rms = Irms * Xc = 85.94V$$

$$Vc = \sqrt{2} * Vc\ rms * \sin(\omega t - \phi máx),$$

$$siendo \quad \phi máx\ [rad] = \frac{\pi}{2} + \tan^{-1}\left(-\frac{1}{2\pi fC(R + POT)}\right) = 1.169\ rad$$

$$Vc = 30V = \sqrt{2} * 85.94\ V * \sin(\omega t - \phi máx)$$

$$\Rightarrow \omega t - \phi máx = \sin^{-1}\left(\frac{30V}{\sqrt{2} * 85.94\ V}\right) \Rightarrow tmáx = 4.5mseg.\ Equivalente\ \alpha emáx = 81.23°$$

Se calcula el valor eficaz de la tensión en la carga, a través de la siguiente ecuación:

$$\boldsymbol{Vrms\ en\ la\ carga} = \sqrt{\frac{Vemax^2}{2}\left(1 - \frac{\alpha e}{\pi} + \frac{sen\ 2\alpha e}{2\pi}\right)}$$

Para $\alpha e\ min = 0.785\ rad, resulta$:

$$Vrms\ en\ la\ carga = Ve\ rms\sqrt{\left(1 - \frac{0.785\ rad}{\pi} + \frac{sen\ (2 * 0.785\ rad)}{2\pi}\right)} = 209.78\ V$$

$$\boldsymbol{PRLmáx} = \frac{Vrms^2}{RL} = \frac{(209.78)^2}{100\Omega} = \mathbf{440\ W}$$

Para $\alpha e\ máx = 1.4137\ rad, resulta$:

$$Vrms\ en\ la\ carga = Ve\ rms\sqrt{\left(1 - \frac{1.4137\ rad}{\pi} + \frac{sen\ (2 * 1.4137\ rad)}{2\pi}\right)} = 170.296\ V$$

$$\boldsymbol{PRLmin} = \frac{Vrms^2}{RL} = \frac{(\ V)^2}{100\Omega} = \mathbf{290\ W}$$

c)

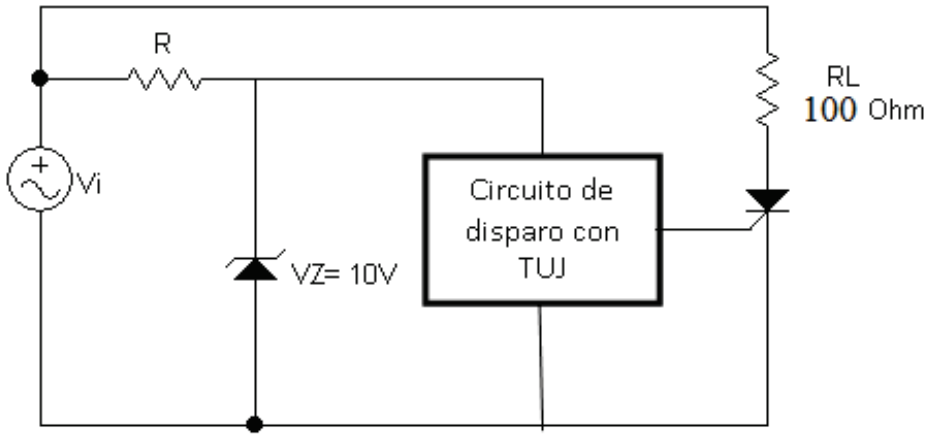
$\boldsymbol{VBO} > \sqrt{2} * 220V = \mathbf{311.12\ V}$

$$\boldsymbol{Irms\ máx} = \frac{Vrms\ máx}{RL} = \frac{209.78\ V}{100\Omega} = \mathbf{2.09\ A}$$

Problema 4

Dado el siguiente esquema circuital:

a) **Dibuje el circuito de disparo correspondiente.**
b) **Diseñe la red RC del oscilador, de modo de que el ángulo de encedido varíe de 60º a potencia nula en la carga.**
c) **Calcule la máxima potencia que disipa la carga.**
d) **Dibuje la VRL y la VAK del tiristor indicando sus puntos notables, para la máxima potencia en un ciclo de Vi.**
e) **Indique las especificaciones del elemento de control.**

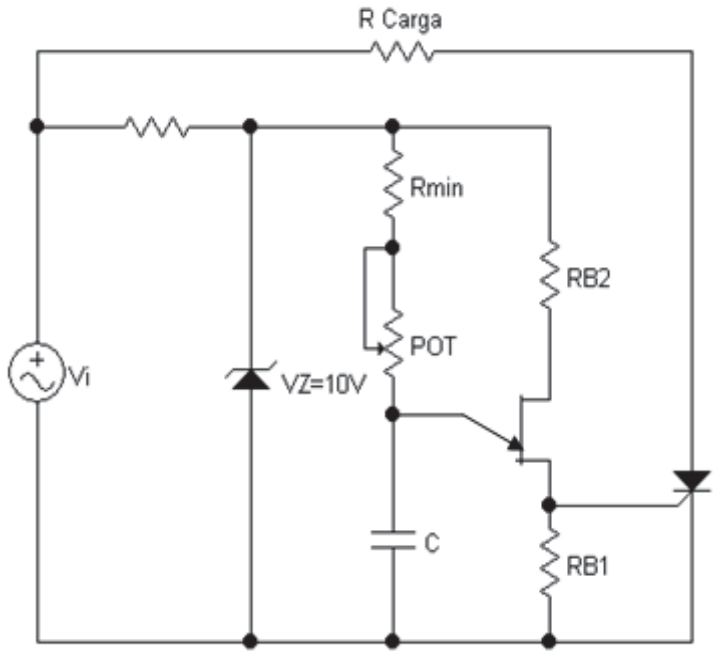


Datos:

Vi = 160V. sen (377 rad/seg.t)
Para el UJT: η = 0.7, Ip = 10 μA, Vv= 2V e Iv = 3 mA

Solución:

a)
En conformidad con los datos, se propone el siguiente circuito:



b)

Siendo $Vi = \hat{V\imath}\,\sin(\omega t) = 160V\,\sin\left(377\,\frac{rad}{seg}\,t\right)$, se desprende:

$\omega = 2\pi f = 377\ \frac{rad}{seg} \Rightarrow f = 60Hz\ y\ T = 16.6\ mseg\ correspondiente\ a\ 2\pi$

Para el ángulo de encendido mínimo:

$$\alpha e\ min = 60° \Rightarrow \tau min = 60° * \frac{8.33\ mseg}{180°} = 2.77\ mseg$$

La condición para la oscilación del UJT, lo determina los valores límite de la resistencia de la red de carga del condensador; y en base a los datos de UJT dados se calcula:

$$Rmin = \frac{Vz - Vv}{Iv} = \frac{10V - 1V}{3\ mA} = 2.66\ K\Omega$$

$$Rmáx = \frac{Vz - (\eta * Vz + 0.7V)}{Ip} = \frac{10V(1 - 0.7) - 0.7V}{10\mu A} = 230K\Omega$$

$$2.66\ K\Omega < \mathrm{R} < 230\mathrm{K}\Omega$$

Se adopta como **Rmin= 2.66 KΩ** y a través de la ecuación de τmin y despeja el valor del condensador:

$$\tau min = 2.77\ mseg = Rmin * C * \ln\frac{1}{(1-\eta)} \Rightarrow \boldsymbol{C = 865\ nF}$$

Para potencia nula, el ángulo de encendido máximo es:

$$\alpha e\ máx = 180° \Rightarrow \tau máx = \frac{T}{2} = 8.33\ mseg$$

Planteando la ecuación de τmáx, se obtiene el valor del potenciómetro de control:

$$\tau máx = 8.33 mseg = (Rmin + POT) * C * \ln\frac{1}{(1-\eta)} \Rightarrow \boldsymbol{POT \approx 5K\Omega}$$

c)

El tiristor solo puede conducir en los semiciclos positivos de la señal de entrada en

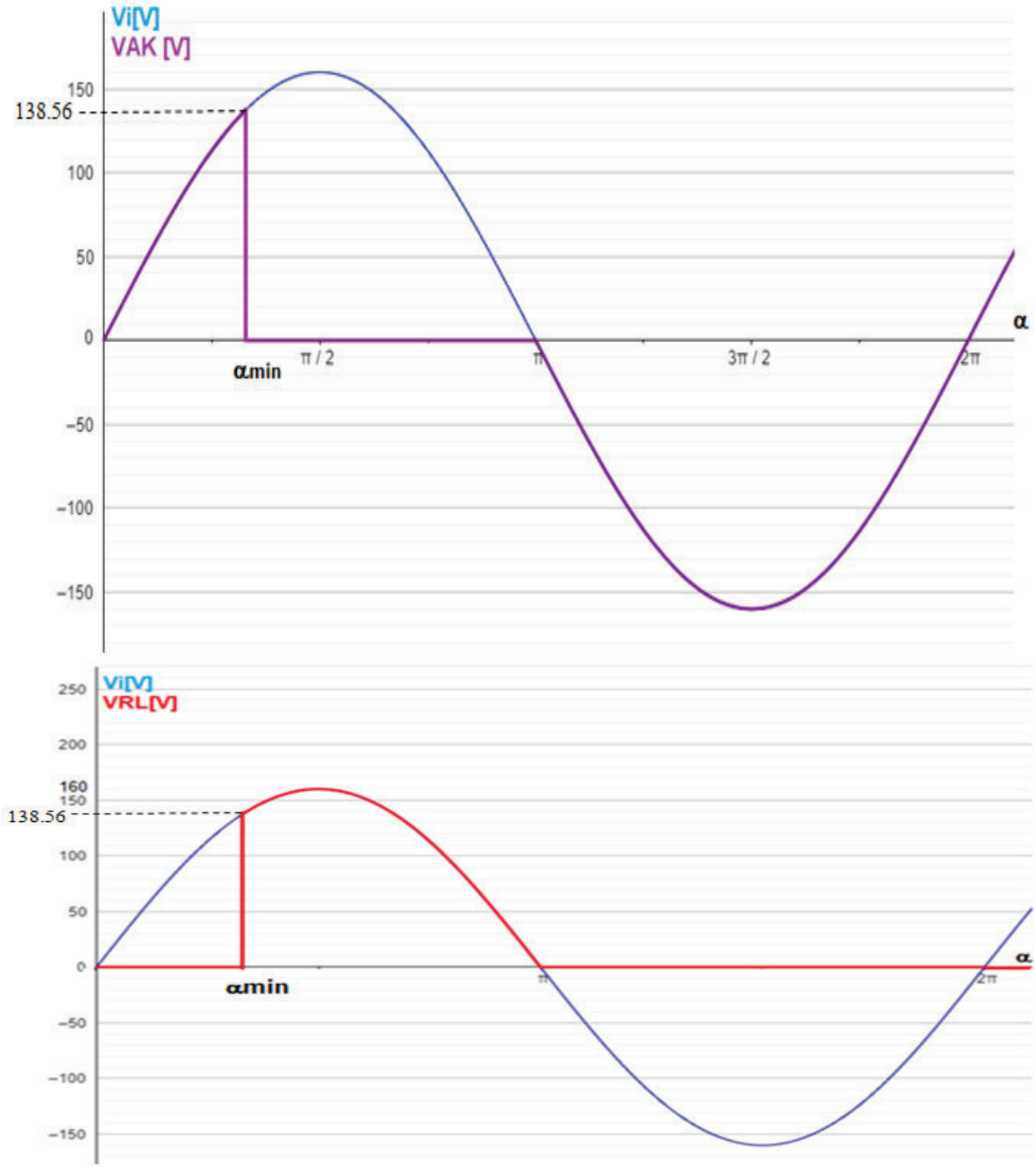
consecuencia, el valor medio de la tensión en la carga resulta ser la mitad del valor correspondiente a la rectificación controlada de onda completa.
Para el ángulo de encendido mínimo, se obtiene la máxima disipación de potencia en la carga:

$$Vmedia\ en\ la\ carga = \frac{Vmax}{2\pi}\ (1 + cos\ \alpha e)$$

$$para\ \alpha e = 60°, resulta:\ Vmedia\ en\ RL = \frac{160V}{2\pi}\ (1 + cos\ 60°) = 38.19\ V$$

$$\boldsymbol{PRLmáx} = \frac{Vmedia^2}{RL} = \frac{(38.19\ V)^2}{100\Omega} = \mathbf{14.59\ W}$$

d) Graficando para el αemin=60°



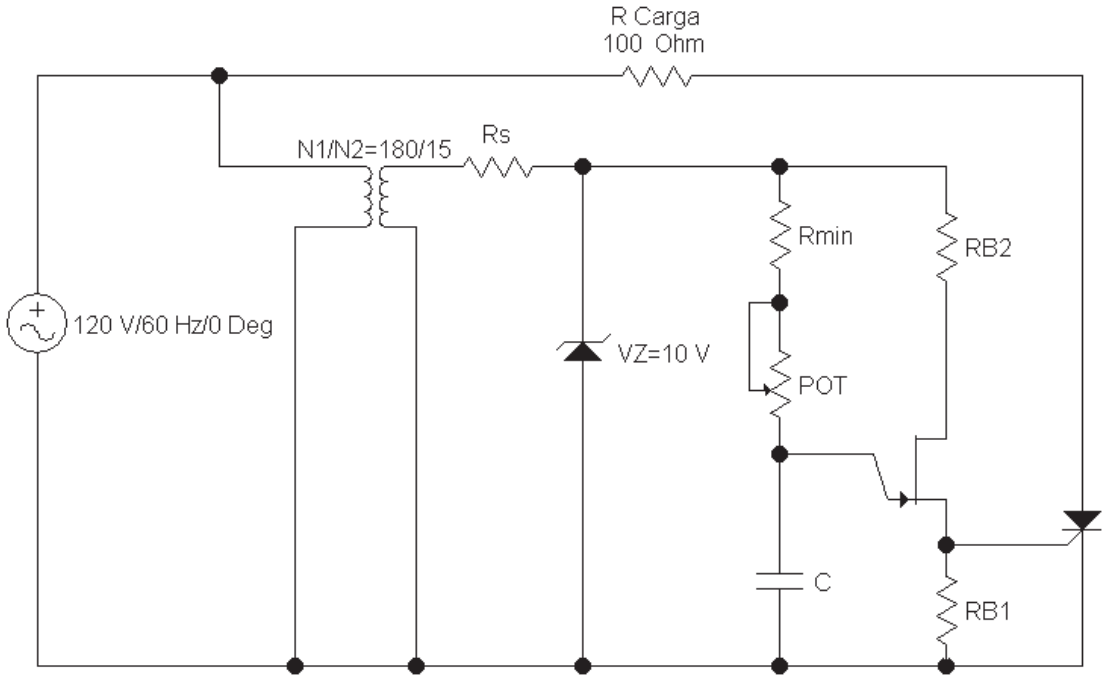
e)

$$\boldsymbol{VBO\ Tiristor > 160V}$$

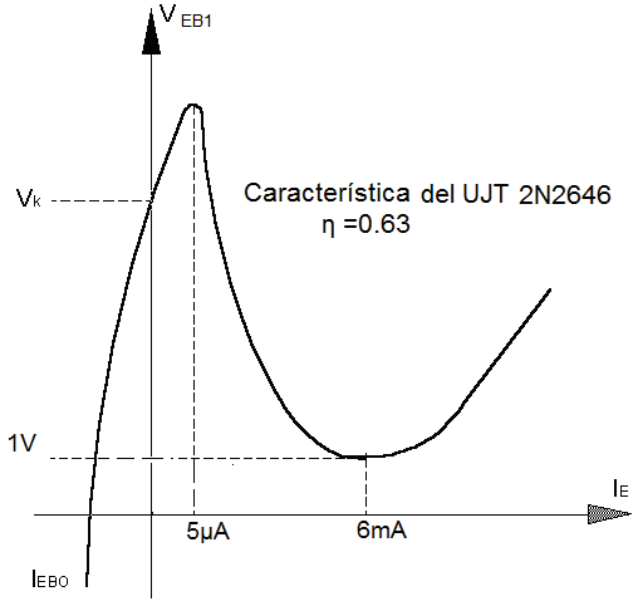
$$\boldsymbol{Imed\ máx} > \frac{Vmed\ máx}{RL} = \frac{38.19V}{100\Omega} = \boldsymbol{0.38A}$$

Problema 5

Sea el siguiente circuito:



a) Diseñe el oscilador en forma completa, de modo de controlar la potencia en la carga con un ángulo de encendido entre 45° y 120°.
b) Indique la potencia que dispa la carga, en cada límite.
c) Indique las especificaciones del elemento de control.



Solución:

a)
El circuito de control propuesto, permite controlar potencia de corriente continua de media onda, puesto que en los semiciclos negativos de la señal de entrada el SCR se bloquea.
El mismo cuenta con el transformador de tensión para alimentar con tensión reducida al circuito de control del Tiristor.
El circuito de control del Tiristor, es un oscilador de relajación con UJT con una tensión de alimentación estabilizada con un diodo Zener. De este modo la alimentación está sincronizada con la frecuencia de la red, aprovechando el cruce por cero de la tensión de la red. Cuando la tensión pase por cero, todo el circuito prácticamente esta con valor cero de tensión, el capacitor del oscilador esta descargado y así en cada semiciclo la base de tiempo genera el pulso de disparo con el mismo periodo de tiempo "T", de otra forma se disparará al tiristor con diferente ángulo en cada semiciclo, con respecto al cruce por cero de la tensión de red.
Cumple también el diodo zener, con la función de estabilizar la tensión de alimentación del generador de pulsos, permitiendo en cada semiciclo generar el pulso, con la misma tensión de disparo Vp.
Dado que la tensión de disparo depende de η, y ésta puede variar con la temperatura; los fabricantes aconsejar compensar este fenómeno si se calcula el valor de RB2 como RB2 $\cong$ 10.000/(η.VBB). Cabe mencionar que esta ecuación es empírica.
El valor de RB1 es generalmente de 100 ohms pudiendo llegar a los 200 ohms, y junto con el condensador del circuito de relajación, determina la constante de tiempo de descarga del pulso en la compuerta del Tiristor. Asimismo, permite evitar disparos imprevistos del SCR (con transformador de pulsos no se coloca), al drenar parte de la corriente que circula por el UJT por la resistencia internase RBB. Por lo tanto, debe ser lo más bajo posible, siempre que asegure el disparo del SCR

La condición para la oscilación del UJT, lo determina los valores límites de la resistencia de la red de carga del condensador; y en base a los datos de UJT dados se calcula:

$$Rmin = \frac{Vz - Vv}{Iv} = \frac{10V - 1V}{6\ mA} = 1.5\ K\Omega$$

$$Rmáx = \frac{Vz - (\eta * Vz + 0.7V)}{Ip} = \frac{10V(1 - 0.63) - 0.7V}{5\mu A} = 600K\Omega$$

$$1.5\ K\Omega < \mathrm{R} < 600\mathrm{K}\Omega$$

Siendo el periodo de la señal de la red:

$$T = \frac{1}{60\ Hz} = 16.6\ mseg$$

Para el ángulo de encendido mínimo de 45°, se calcula el periodo mínimo:

$$\alpha e\ min = 45° \Rightarrow \tau min = 45° * \frac{8.33\ mseg}{180°} = 2.083\ mseg$$

Se adopta como **Rmin= 1.5 KΩ** y a través de la ecuación de τmin, se despeja el valor del condensador:

$$\tau min = 2.083\ mseg = Rmin * C * \ln\frac{1}{(1-\eta)} \Rightarrow \boldsymbol{C \approx 1.4\ \mu F}$$

Para el ángulo de encendido máximo:

$$\alpha e\ máx = 120° \Rightarrow \tau mán = 120° * \frac{8.33\ mseg}{180°} = 5.55\ mseg$$

Planteando la ecuación de τmáx, se obtiene el valor del potenciómetro de control:

$$\tau máx = 5.55 mseg = (Rmin + POT) * C * \ln\frac{1}{(1-\eta)} \Rightarrow \boldsymbol{POT \approx 2.5\ K\Omega}$$

Se calcula ahora la resistencia serie del regulador zener, teniendo en cuenta que que utiliza un transformador reductor cuya relación de transformación es N1/N2=180/15, luego:

$$\frac{N1}{N2} = \frac{180}{15} = \frac{V1}{V2} = \frac{120Vrms}{V2\ rms} \Rightarrow V2\ rms = \frac{120V * 15}{180} = 10V$$

Para calcular la resistencia serie de la etapa de regulación, se considera:

$$Rs = \frac{Vp}{Is}, siendo\ Is = (Izmin + IRC + I)$$

La Iz min, se adopta de 5mA.
IRC se calcula en la condición extrema cuando el condensador está descargado y la resistencia de la red RC es mínima.
I, es la corriente que circula por RB1, RB2 y la denominada "resistencia interbase", cuyo valor varía desde 4,7 a 10 KΩ. Siendo RB1 y RB2 despreciable frente a RBB, la corriente I se calcula como Vz/RBB. Se adopta RBB=5KΩ.

$$\boldsymbol{Rs} = \frac{Vp - Vz}{(Izmin + IRC + IRBB)} = \frac{\sqrt{2} * 10V - 10V}{\left(5\ mA + \frac{10V}{1.5\ K\Omega} + \frac{10V}{5K\Omega}\right)} = \frac{4.1421V}{13.666mA} \approx \boldsymbol{303\Omega}$$

$$\boldsymbol{PRs} = Is^2 * Rs = (13.666mA)^2\ * 303\Omega = \mathbf{56\ mW}$$

Conforme a lo expuesto anteriormente en la descripción del circuito, en relación a RB2 y RB1:

$$RB2 \approx \frac{10.000}{\eta * Vz} = \frac{10000}{0.63 * 10V} = 1587.3\Omega.\ \ Se\ adopta\ \boldsymbol{RB2 = 1\ K\Omega}$$

$$Se\ adopta\ \boldsymbol{RB1 = 100\Omega}$$

b)
Dado que el tiristor solo puede conducir en los semiciclos positivos de la señal de entrada en consecuencia, el valor medio de la tensión en la carga resulta ser la mitad del valor correspondiente a la rectificación controlada de onda completa.
Para el ángulo de encendido mínimo, se obtiene la máxima disipación de potencia en la carga:

$$Vmedia\ en\ la\ carga = \frac{Vmax}{2\pi}\ (1 + cos\ \alpha e)$$

$$para\ \alpha e = 45°, resulta:\ Vmedia\ en\ RL = \frac{\sqrt{2} * 120V}{2\pi}\ (1 + cos\ 45°) = 46.1\ V$$

$$\boldsymbol{PRLmáx} = \frac{Vmedia^2}{RL} = \frac{(46.1\ V)^2}{100\Omega} = \boldsymbol{21.26\ W}$$

$$para\ \alpha e = 120°, resulta:\ Vmedia\ en\ RL = \frac{\sqrt{2} * 120V}{2\pi}\ (1 + cos\ 120°) = 13.5\ V$$

$$\boldsymbol{PRLmin} = \frac{Vmedia^2}{RL} = \frac{(13.5\ V)^2}{100\Omega} = \boldsymbol{1.82\ W}$$

c)

$$\boldsymbol{VBO\ Tiristor} > \text{Ve p} = \sqrt{2} * Ve\ rms = \sqrt{2} * 120V = \boldsymbol{169.70V}$$

$$\boldsymbol{Imed\ máx} > \frac{Vmed\ máx}{RL} = \frac{46.1V}{100\Omega} = \boldsymbol{461\ mA}$$

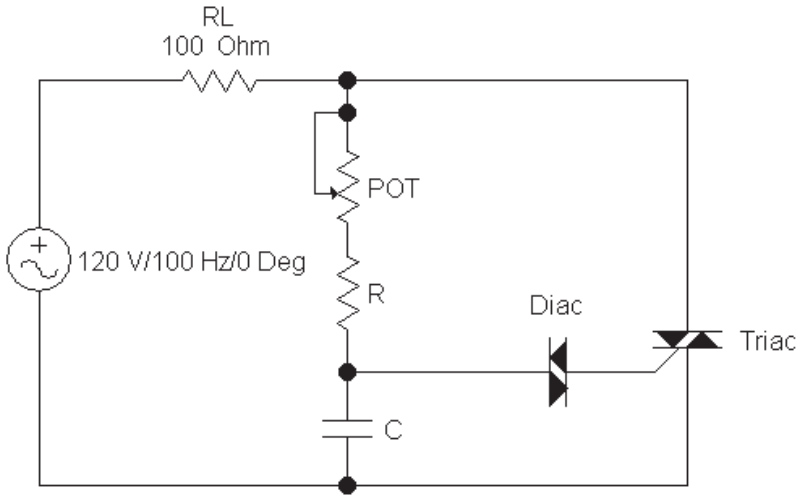
Problema 6

a) Dibuje un circuito de control de potencia para una carga de corriente alterna desde un generador de 120V/100Hz. El circuito de disparo deberá contener a un Diac con efecto de histéresis y activar el elemento de control con un único pulso en cada semiciclo de la señal de entrada.
b) Diseñe el circuito de disparo para controlar potencia en la carga de 100Ω, desde potencia plena hasta la potencia mínima.
c) Dibuje la VRL en un ciclo de Vi para los puntos extemos de control, indicando el valor de pico y la potencia máxima.
d) Indicar las especificaciones del elemento de control.

Solución:

a)
A continuación, se dibuja el esquema del circuito que se propone de acuerdo a los requerimientos pedidos. El mismo contiene como elemento de control al Triac, y el circuito de disparo contiene al Diac con constante de tiempo única. Este circuito disparo presenta efecto de histéresis, debido a la descarga del condensador en la compuerta del Triac, lo que produce en el siguiente semiciclo un adelanto en el ángulo de encendido.
Otra característica de disponer de una única constante de tiempo, es que no se logra obtener ángulo de encendidos muy superiores a 90°.

El efecto de histéresis se minimiza para ángulos de encendido pequeños, ubicando la carga antes de la red RC, de modo que cuando se activa el Triac con el primer pulso de disparo en el semiciclo, él mismo al entrar en conducción deja sin tensión al circuito de disparo. Permitiendo de este modo que, en el próximo ciclo de la señal de entrada, el condensador recomponga su carga manteniendo el ángulo de encendido inicial.



b)

Cabe mencionar que el diseño se realiza en forma aproximada, dado que la resolución formal se halla con métodos iterativos, como por ejemplo Newton-Raphson, entre otros.
En base a adopciones se realiza el diseño y luego se realiza una verificación, para finalmente en forma práctica realizar los ajustes necesarios.

Para el diseño, se realizan las siguientes adopciones:
Ángulo de encendido mínimo = 5°
Tensión de disparo del Diac, VBO= 28V.
Condensador C=0.1μF.

Siendo el periodo de la señal de la red:

$$T = \frac{1}{100\ Hz} = 10\ mseg$$

Para el ángulo de encendido mínimo de 5°, se calcula el periodo mínimo:

$$\tau min = \alpha e\ min\ ° * \frac{5\ mseg}{180°} = 0.138\ mseg$$

$$\tau min = 0.138\ mseg = R * C = R * 0.1\ \mu F \Rightarrow R = 1.38\ K\Omega$$

Se adopta un valor comercial inferior de 1 KΩ.

Con el valor de R, se puede ahora calcular el ángulo de encendido y corregir el valor de R, si es necesario. Para ello se plantea la ecuación de la tensión sinusoidal del condensador:

$$Vc = \sqrt{2} * Vc\ rms * \sin(\alpha e\ min - \phi min), siendo \quad \phi\ min[°] = \tan^{-1}(2\pi fCR)$$

$$Vcrms = Irms * Xc = \frac{120V}{\sqrt{R^2 + \left(\frac{1}{2\pi fC}\right)^2}} * \frac{1}{2\pi fC} = 119.763\ V$$

$$\phi min\ [°] = \tan^{-1}(2\pi fCR) = 3.595°$$

$$Vc = 28V = \sqrt{2} * 119.763\ V * \sin(\alpha e\ min - \phi min)$$

$$\Rightarrow \alpha e\ min - \phi min = \sin^{-1}\left(\frac{28V}{\sqrt{2} * 119.763\ V}\right) \Rightarrow \alpha emin = 13.11°$$

Tal como se aprecia, el ángulo de encendido se desplaza, debido al desfasaje de tensión del condensador respecto a la señal de entrada.

Se puede corregir el valor de R, considerando uno menor siempre que la tensión de pico del condensador alcance a la tensión de disparo del Diac y la corriente del circuito de potencia sea superior a la de cebado del Triac.

Se procede ahora a calcular el valor del potenciómetro para un máximo tiempo de carga del condensador de 5mseg, equivalente a 180°:

$$\tau máx = 5\ mseg = (R + POT) * C = (1K\Omega + POT) * 0.1\ \mu F \Rightarrow POT = 49\ K\Omega$$

Se adopta un valor comercial mayor de 100KΩ.
Con el valor del potenciómetro en el máximo de su resistencia, se calcula la tensión del condensador:

$$Vcrms = Irms * Xc = \frac{120V}{\sqrt{(R + POT)^2 + \left(\frac{1}{2\pi fC}\right)^2}} * \frac{1}{2\pi fC} = 18.86\ V$$

Siendo el valor de pico del condensador de:

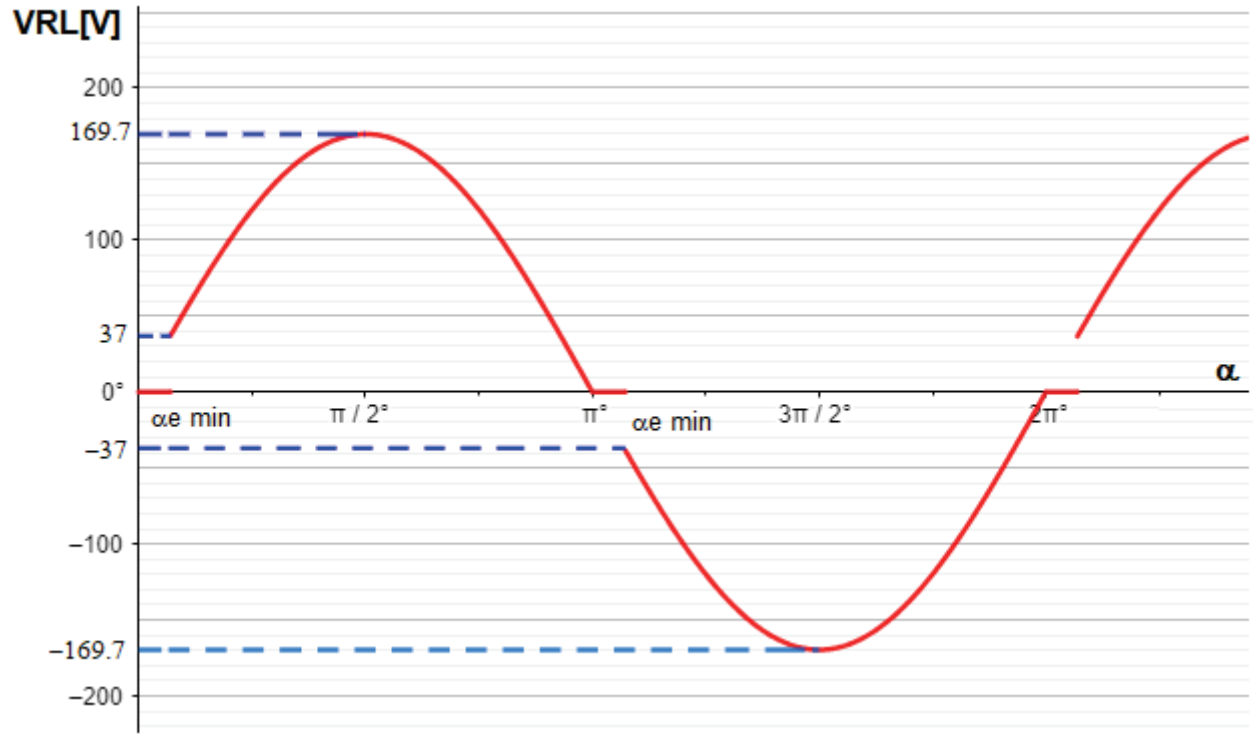
$$Vp = \sqrt{2} * Vc\ rms = 26.67\ V$$

Con este valor extremo del potenciómetro (100%) no se alcanza a disparar el Diac, asegurando una potencia nula en la carga.

Se calcula a continuación el ángulo de encendido para diferentes posiciones del potenciómetro:

Posición del POT	Ángulo de encendido
25%	77°
50%	106.4°
80%	138°

c)



Se calcula el valor eficaz de la tensión en la carga, a través de la siguiente ecuación:

$$\boldsymbol{Vrms\ en\ la\ carga} = \sqrt{\frac{Vemax^2}{2}\left(1 - \frac{\alpha e}{\pi} + \frac{sen\ 2\alpha e}{2\pi}\right)}$$

Para $\alpha e\ min = 13.11° = 0.22\ rad, resulta$:

$$Vrms\ en\ la\ carga = Ve\ rms\sqrt{\left(1 - \frac{0.228\ rad}{\pi} + \frac{sen\ (2 * 0.228\ rad)}{2\pi}\right)} = 119.85\ V$$

$$\boldsymbol{PRLmáx} = \frac{VRL\ rms^2}{RL} = \frac{(119.85)^2}{100\Omega} = \boldsymbol{143.64\ W}$$

d)

$$\boldsymbol{VBO} > \sqrt{2} * 120V = \boldsymbol{169.7\ V}$$

$$\boldsymbol{Irms\ máx} = \frac{Vrms\ máx}{RL} = \frac{119.85\ V}{100\Omega} = \boldsymbol{1.19\ A}$$

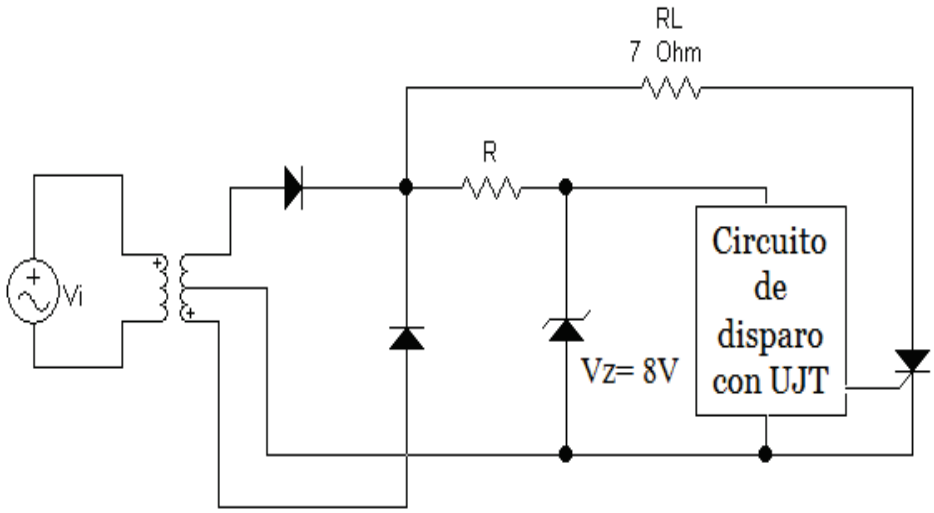
Problema 7

Para el siguiente esquema circuital:

a) Dibuje el circuito de disparo correspondiente.

b) Diseñe la red RC del oscilador, de modo de que la potencia en la carga varíe de 10W a 724 mW. Realice las adopciones que requiera conveniente.

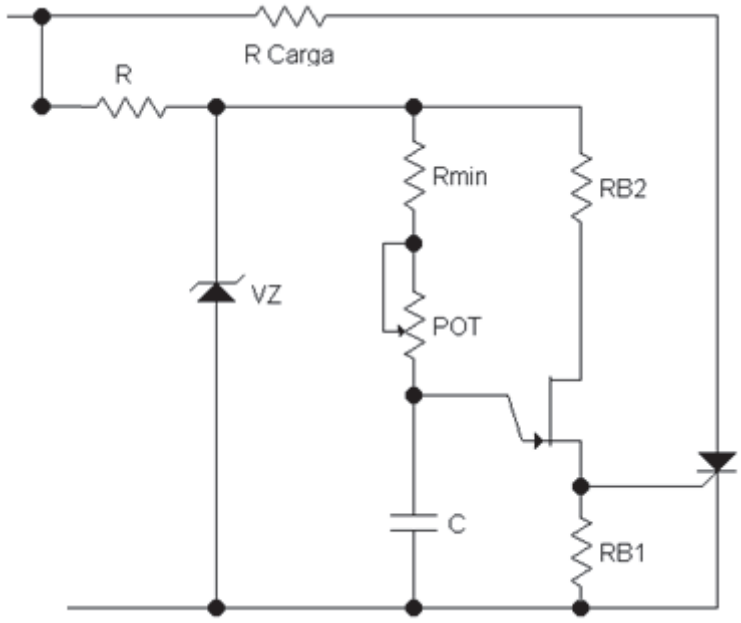
c) Dibuje la VRL, para la máxima y mpotencia en un ciclo de Vi.
d) Indique las especificaciones del elemento de control.



Datos:
Vi= 120V/60Hz
Transformador: 12/1+1
UJT 2N2646:
η = 0.63
Ip = 5 μA
Vv= 1V
Iv = 6 mA

Solución:

a) El circuito de disparo es un oscilador de relajación que contienen como elemento activo al UJT. Este circuita se alimenta desde la tensión del diodo zener y provee los pulsos a la compuerta del Tiristor.



b)

El transformador con punto medio cuya relación de transformación es V1/V2=12/1+1, luego:

$$\frac{V1}{V2} = \frac{12}{1+1} = \frac{120V\ rms}{V2\ rms} \Rightarrow V2rms = 10V + 10V$$

Este circuito permite controlar potencia de corriente continua con rectificación de onda completa.

Para la potencia máxima de 10W, se calcula el angulo de encendido mínimo:

$$PRLmáx = 10W = \frac{VRl\ media^2}{RL} \Rightarrow VRL\ media = \sqrt{PRLmáx * RL} = \sqrt{10W * 7\Omega} \cong 8.4V$$

$$Vmedia\ en\ RL = 8.4V = \frac{Vmax}{\pi}\ (1 + cos\ \alpha emin) = \frac{\sqrt{2} * 10V}{\pi}(1 + \cos \alpha emin) \Rightarrow \alpha emin$$

$$\alpha emin = 30° \ y\ \tau min = 30° * \frac{8.33mseg}{180°} = 1.388\ mseg$$

Para la potencia mínima de 724 mW, se calcula el angulo de encendido máxima:

$$PRLmin = 724\ mW = \frac{VRl\ media^2}{RL} \Rightarrow VRL\ media = \sqrt{PRLmáx * RL} = \sqrt{0.724\ W * 7\Omega} = 2.25V$$

$$Vmedia\ en\ Rl = 2.25V = \frac{Vmax}{\pi}\ (1 + cos\ \alpha emáx) = \frac{\sqrt{2} * 10V}{\pi}(1 + \cos \alpha emáx) \Rightarrow \alpha emáx$$

$$\alpha emáx = 120° y\ \tau máx = 120° * \frac{8.33mseg}{180°} = 5.55\ mseg$$

Se determina los valores límites de la resistencia de la red de carga del condensador, en base a los datos de UJT, para cumplir la condición de oscilación del UJT:

$$Rmin = \frac{Vz - Vv}{Iv} = \frac{8V - 1V}{6\ mA} = 1.16\ K\Omega$$

$$Rmáx = \frac{Vz - (\eta * Vz + 0.7V)}{Ip} = \frac{8V(1 - 0.63) - 0.7V}{5\mu A} = 452\ K\Omega$$

$$1.16\ K\Omega < \mathrm{R} < 452\ \mathrm{K\Omega}$$

Se adopta el valor del condensador, C= 100nF y a traves de la ecuación del periodo de oscilación se calcula el valor de R minímo:

$$\tau min = 1.388\ mseg = Rmin * C * \ln\frac{1}{(1-\eta)} \Rightarrow Rmin = 13.96\ K\Omega > 1.16\ K\Omega$$

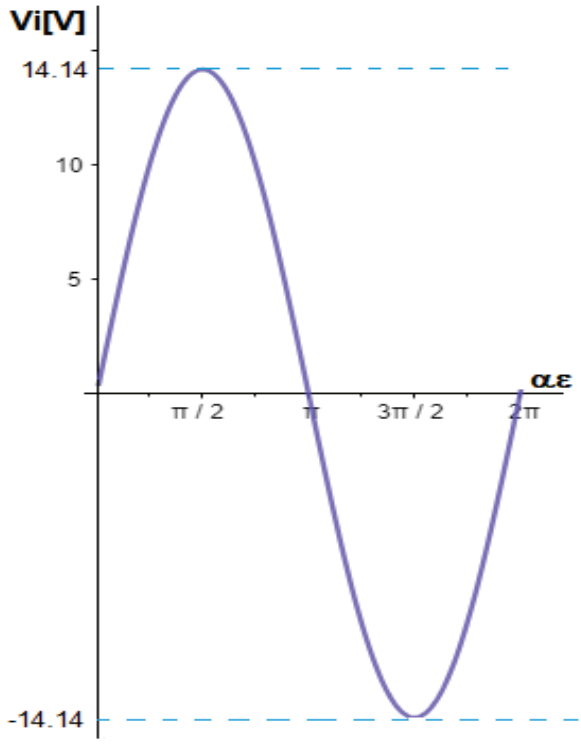
Se adopta un valor comercial de **R min=12 KΩ**, resultando un αe min ≅ 26°

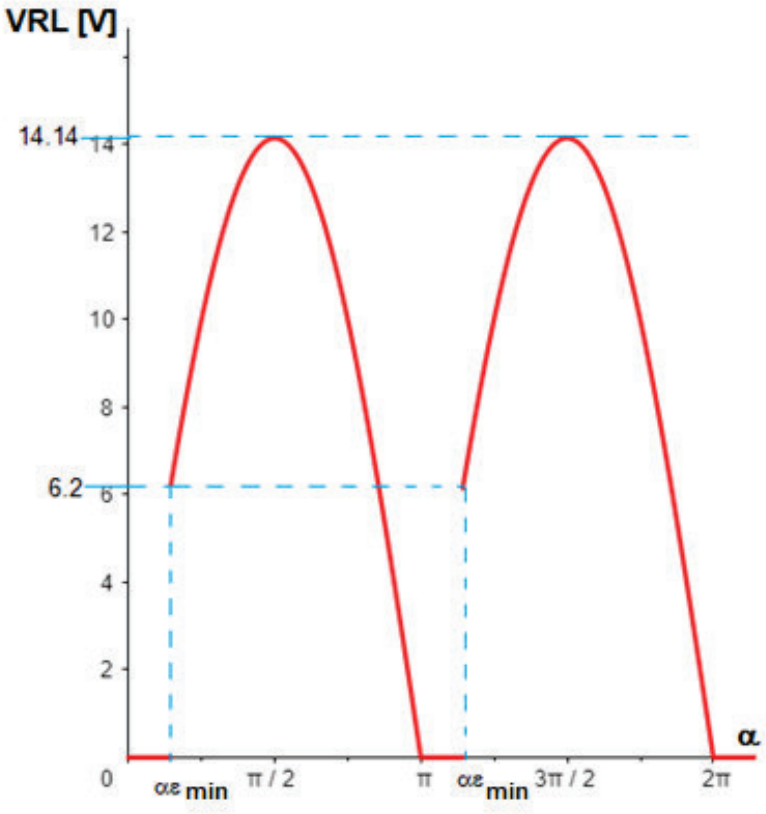
Se calcula ahora el valor del potenciómetro, a través de la ecuación del periodo máximo:

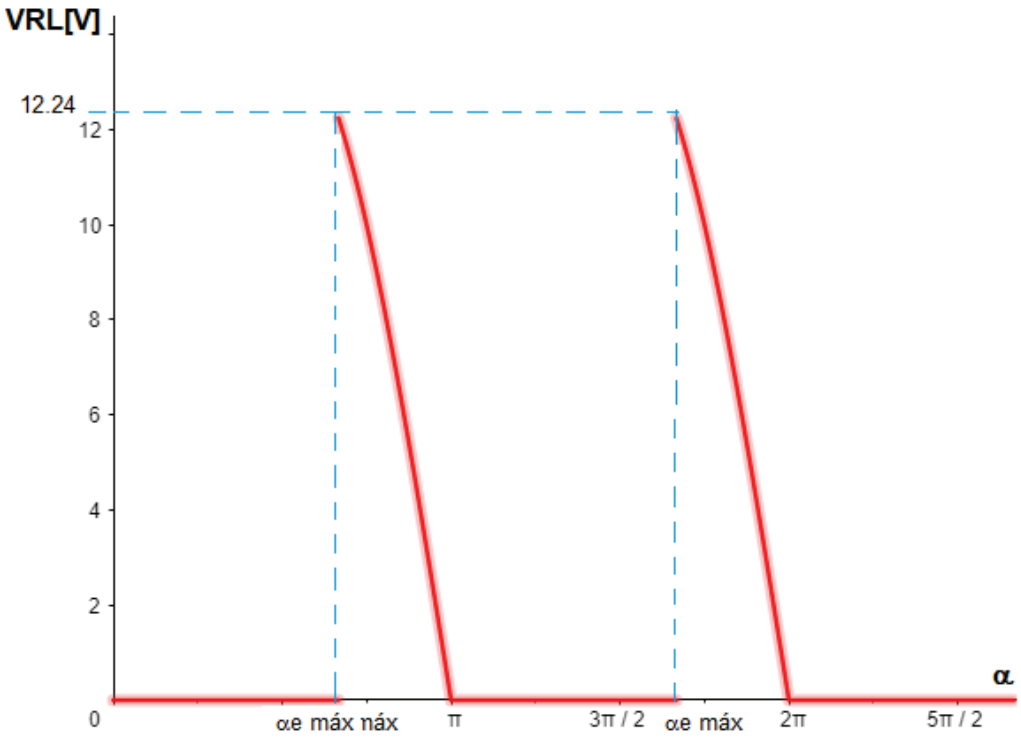
$$\tau máx = 5.55\ mseg = (Rmin + POT) * C * \ln\frac{1}{(1-\eta)} \Rightarrow POT = 43.821\ K\Omega < 452\ K\Omega$$

Se adopta un valor comercial de **POT=50 KΩ**.

c)







d)

$$\boldsymbol{VBO\ Tiristor} > \text{Vip} = \sqrt{2} * Vi\ rms = \sqrt{2} * 10V = \mathbf{14.140V}$$

$$\boldsymbol{Imed\ máx} > \frac{PRl\ máx}{Vmed\ \alpha emin} = \frac{10W}{8.4V} \cong \mathbf{1.2\ A}$$

Problema 8

a) Dibuje y diseñe un circuito de control de potencia de corriente alterna, desde una red de 120V y 60 Hz. La carga es de 25Ω y se desea controlar con un ángulo de encendido entre 90° y 135°. Utilizar como elemento de disparo a un Diac, con corrección de efecto de histéresis para controlar a un Triac.

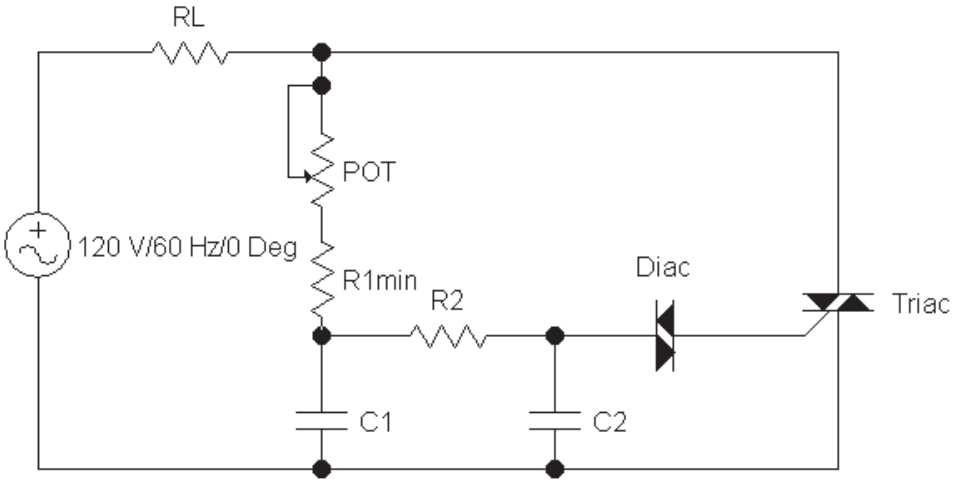
b) Indicar las especificaciones para el elemento de control.

Solución:

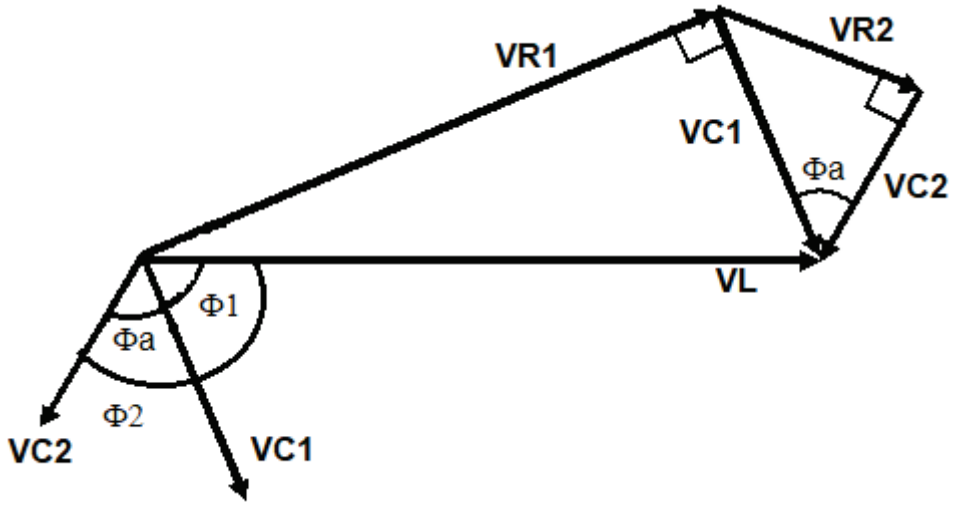
a)

El circuito que se propone para evitar el efecto de histéresis, es el de doble constante de tiempo. Permite recargar al condensador C2 que es el que dispara al Diac, a través del condensador C1. Esta segunda red produce un atraso, compensando el efecto de histéresis.
El diseño se realiza en forma aproximada, al igual que el de simple constante pues intervienen muchas variables vinculadas entre sí. Una resolución formal implicaría metodos matemáticos iterativos, lejos de la aplicación práctica de la electrónica.

Además que hay varios factores que no son datos, como por ejemplo la tensión de umbral de Diac, la corriente compuerta del Triac, la corriente de cebado del Triac, entre otros. Por ello se realizan adopciones para el diseño, luego se verifica con cálculos y finalmente en forma práctica se realizan los ajustes necesarios.



A continuación de dibuja el diagrama fasorial correspondiente:



VL: Tensión de linea o de entrada.
Φ1: ángulo de atraso de la tensión del condensador C1.
Φ2: ángulo de atraso de la tensión del condensador C2= Φ1+Φa
Φa: ángulo de atraso de la tensión del condensador C2, respecto al condensador C1 de la primera red.

Para corregir el efecto de histéresis se incorpora la segunda red, y el ángulo de atraso se adopta entre 10 y 20°.
Teniendo encuenta que la tensión del condesador C2 es la que dispara al Diac y ésta atrasada en Φ1+Φa, para realizar un diseño se aconseja adoptar para la constante de carga del condensador C1 un tiempo menor al ángulo de encendido minimo.

Se inicia el diseño realizando las siguientes adopcciones:
VBO (Diac) = 30V
C1= C2=0.1μF
Φa =10°

Para el ángulo de encendido mínimo de 90°, se adopta una constante mínima de carga del condensador C1 menor al αe. Se adopta τmin=2.5 mseg, siendo el periodo de la señal de red de 16.66mseg (equivalente a 360°).

$$\tau min = 2.5\ mseg = R1 * C1 = R1 * 0.1\mu F \Rightarrow R1 = 25K\Omega$$

Con el ángulo de atraso adoptado de la segunda red, y antes del disparo del Diac, se calcula R2:

$$\tan \phi a = \frac{VR2}{VC2} = \frac{I2 * R2}{I2 * \frac{1}{\omega C2}} = \omega * C2 * R2 \Rightarrow R2$$

$$R2 = \frac{\tan \phi a}{2 * \pi * f * C2} = \frac{0.1763}{2 * \pi * 60 * 0.1\mu F} = 46.765\ K\Omega$$

Se adopta el valor de R2=4.7 KΩ

Para verificar el diseño, se calcula el ángulo de encendido a través de los siguientes cálculos:

$$Z2 = R2 - j\ XC2 = R2 - j\frac{1}{\omega C2} = 4.7K\Omega - \text{j}26.525\text{K}\Omega$$

$$|Z2| = \sqrt{R2^2 + XC2^2} = 26.938K\Omega$$

$$Z1 = -jXC1 = -j\frac{1}{\omega C1} = -j26.525K\Omega$$

$$Z1 \parallel Z2 = 1.1658K\Omega - j13.366K\Omega$$

$$|Z1 \parallel Z2| = 13.416K\Omega$$

$$Z = R1 + (Z1 \parallel Z2) = 26.165K\Omega - j13.366K\Omega\,, Desfaje\ Z = \tan^{-1}\frac{-13.366K\Omega}{26.165K\Omega} = -27.06$$

$$|Z| = 29.382K\Omega$$

$$Irms = \frac{Ve\ rms}{|Z|} = \frac{120V}{29.382K\Omega} = 4.08\ mA$$

$$VC1\ rms = Irms * |Z1 \parallel Z2| = 54.79\ V$$

$$I2\ rms = \frac{Vc1\ rms}{|Z2|} = 2.03\ mA$$

$$VC2\ rms = I2\ rms * XC2 = 53.952\ V$$

$$\phi 1 = \tan^{-1}\frac{VR1}{VC1} = 90° - Desf\ Z = 62.94°$$

$$\phi 2 = \phi 1 + \phi a = 62.94° + 10° = 72.94°$$

$$VC2 = \sqrt{2} * VC2rms * \sin(\alpha emin - \phi 2)$$

$$VC2p = Vdiac = 30V = \sqrt{2} * 53.952\ V * \sin(\alpha emin - 72.94°) \Rightarrow \alpha emin = 96°$$

Con estos cálculos, se considera que las adopcciones realizadas satisfacen los resultados esperados, insistiendo que el diseño es aproximado.

Para el ángulo de encendido máximo de 135°, se adopta una constante máxima de carga del condensador C1 menor al αemáx. Se adopta τ máx=5 mseg:

$$\tau máx = 5\ mseg = (R1 + POT) * C1 = (25K\Omega + \text{POT}) * 0.1\mu F \Rightarrow POT = 25K\Omega$$

Para verificar el diseño, se calcula el ángulo de encendido a través de los siguientes cálculos:

$$Z = (R1 + POT) + (Z1 \parallel Z2) = 51.165K\Omega - j13.366K\Omega$$

$$Desfaje\ Z = \tan^{-1}\frac{-13.366K\Omega}{51.165K\Omega} = -14.64°$$

$$|Z| = 52.882\ K\Omega$$

$$Irms = \frac{Ve\ rms}{|Z|} = \frac{120V}{52.882K\Omega} = 2.269\ mA$$

$$VC1\ rms = Irms * |Z1 \parallel Z2| = 30.44\ V$$

$$I2\ rms = \frac{Vc1\ rms}{|Z2|} = 1.13\ mA$$

$$VC2\ rms = I2\ rms * XC2 = 29.97\ V$$

$$\phi 1 = \tan^{-1}\frac{VR1}{VC1} = 90° - Desf\ Z = 75.36°$$

$$\phi 2 = \phi 1 + \phi a = 75.36° + 10° = 85.36°$$

$$VC2p = \sqrt{2} * VC2rms * \sin(\alpha emáx - \phi 2)$$

$$VC2 = Vdiac = 30V = \sqrt{2} * 29.97\ V * \sin(\alpha emáx - 85.36°) \Rightarrow \alpha emáx = 130.41°$$

b)

Se calcula el valor eficaz de la tensión en la carga, a través de la siguiente ecuación:

$$\boldsymbol{Vrms\ en\ la\ carga} = \sqrt{\frac{Vemax^2}{2}\left(1 - \frac{\alpha e}{\pi} + \frac{sen\ 2\alpha e}{2\pi}\right)} = Ve\ rms * \sqrt{\left(1 - \frac{\alpha e}{\pi} + \frac{sen\ 2\alpha e}{2\pi}\right)}$$

Para $\alpha e\ min = 96° = 1.675\ rad, resulta$:

$$Vrms\ en\ la\ carga = 120V * \sqrt{\left(1 - \frac{1.675\ rad}{\pi} + \frac{sen\ (2 * 1.675\ rad)}{2\pi}\right)} = 82.80\ V$$

$$IRl\ rms = \frac{VRl\ rms}{RL} = \frac{82.80V}{25\Omega} = 3.31\ A$$

$$\boldsymbol{I > 3.31\ A}$$

$$\boldsymbol{VBO} > \sqrt{2} * 120V = \boldsymbol{169.7\ V}$$

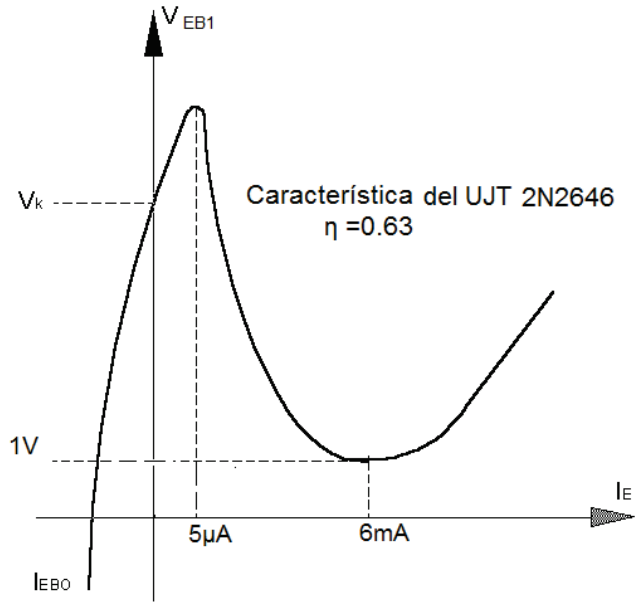
Problema 9

Se desea controlar potencia de corriente continua sobre una carga de 200Ω desde un generador de 200V/100Hz. Para ello se dispone de:

- **Un transformador de punto medio, cuya relación es 1/0.5+0.5**
- **2 SCR**

- **Diodos rectificadores**
- **1 UJT 2N2646 (cuyos parámetros son los indicados en su característica)**
- **Diodos zener de 10V y 25V de ½ W.**
- **Condensadores, resistencias y potenciómetros varios.**
- **Transformador de pulsos.**

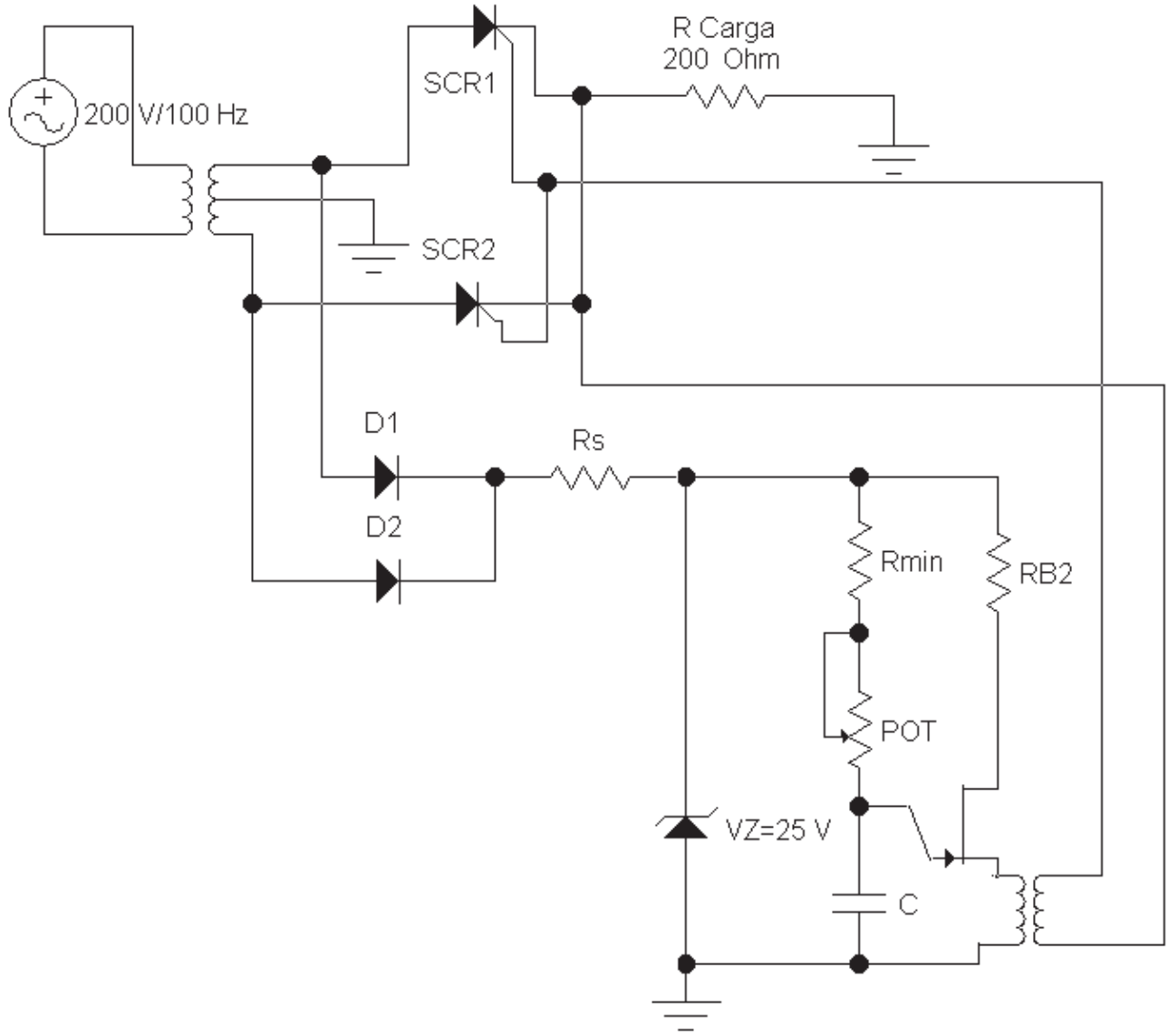
a) Dibuje el esquema circuital completo.
b) Diseñe el circuito de disparo, teniendo en cuenta que la corriente medida en uno de los SCR varía entre 32.96 mA a 168.8 mA.
c) Dibuje (indicando valores) de la VRL y VAK de cada SCR, para la máxima potencia en un ciclo de la señal de entrada.
d) Calcule el rango de variación de la potencia en la carga.
e) Determine los parámetros para la selección de los SCR.



Solución:

a)

El circuito que se dibuja a continuación cumple con los requisitos dados.
El mismo cuenta con dos SCR, que se conectan en puente controlado de onda completa utilizando el transformador de punto medio de potencia.
Este transformador también se utiliza con dos diodos rectificadores para rectificar en onda completa, y permitir al regulador zener alimentar al circuito oscilador con UJT.
En el circuito oscilador del UJT en lugar de la resistencia RB1, se coloca el transformador de pulso, permitiendo así aislar los circuitos de control y de potencia.



b)

El transformador con punto medio cuya relación de transformación es V1/V2=1/0.5+0.5, luego:

$$\frac{V1}{V2} = \frac{1}{0.5+0.5} = \frac{220V\ rms}{V2\ rms} \Rightarrow V2rms = 100V + 100V$$

Se plantea la ecuación de la corriente media en la carga, para hallar el ángulo de encendido:

$$Imedia\ en\ Rl = \frac{Vmedia\ RL}{RL} = \frac{Vmax}{\pi * Rl}\ (1 + cos\ \alpha e) = \frac{\sqrt{2} * 100V}{\pi}(1 + \cos \alpha e) \Rightarrow \alpha e$$

Para Imedia= 65.392 mA, se obtiene αemáx=135° equivalente a 3.75 mseg.

Para Imedia= 337.6 mA, se obtiene αemin=60° equivalente a 1.66 mseg.

Se determina los valores límites de la resistencia de la red de carga del condensador en base a los datos de UJT, que fija la condición para la oscilación del UJT:

$$Rmin = \frac{Vz - Vv}{Iv} = \frac{25V - 1V}{6\ mA} = 4\ K\Omega$$

$$Rmáx = \frac{Vz - (\eta * Vz + 0.7V)}{Ip} = \frac{25V(1 - 0.63) - 0.7V}{5\mu A} = 1.71M\Omega$$

$$4\ K\Omega < \mathrm{R} < 1.71\ \mathrm{M\Omega}$$

Se asume **Rmin=4.7 KΩ**, y de la ecuación de periodo mínimo de carga del oscilador se despeja el valor del condensador:

$$\tau min = 1.66\ mseg = Rmin * C * \ln\frac{1}{(1-\eta)} \Rightarrow C = 355.23\ nF$$

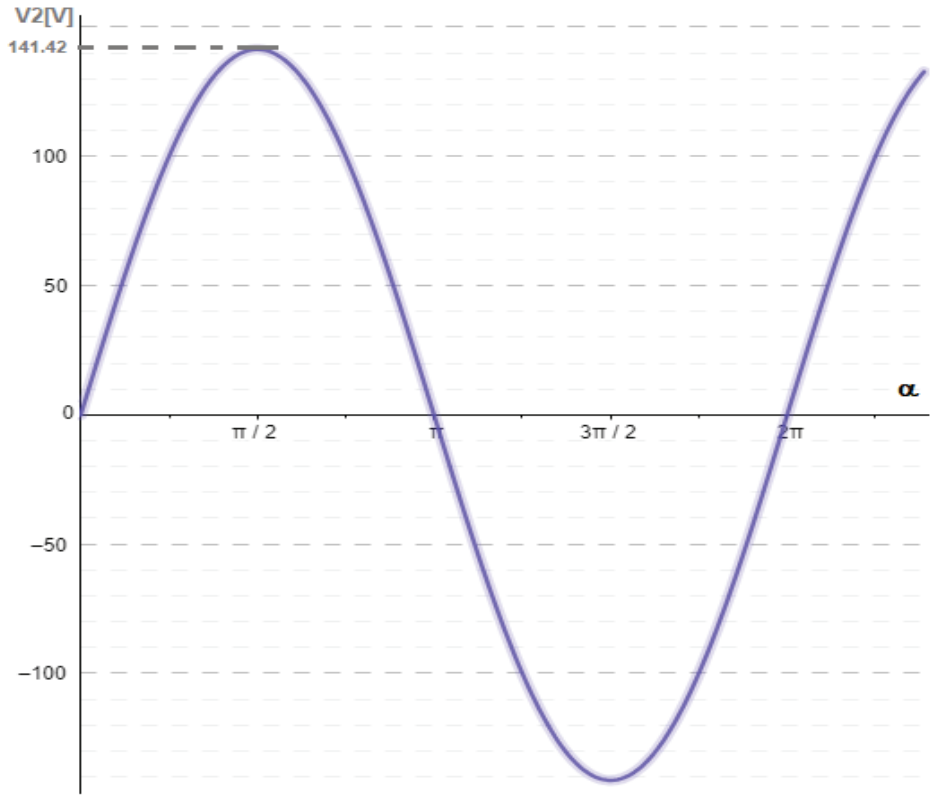
Se adopta un valor comercial **C=390 nF.**

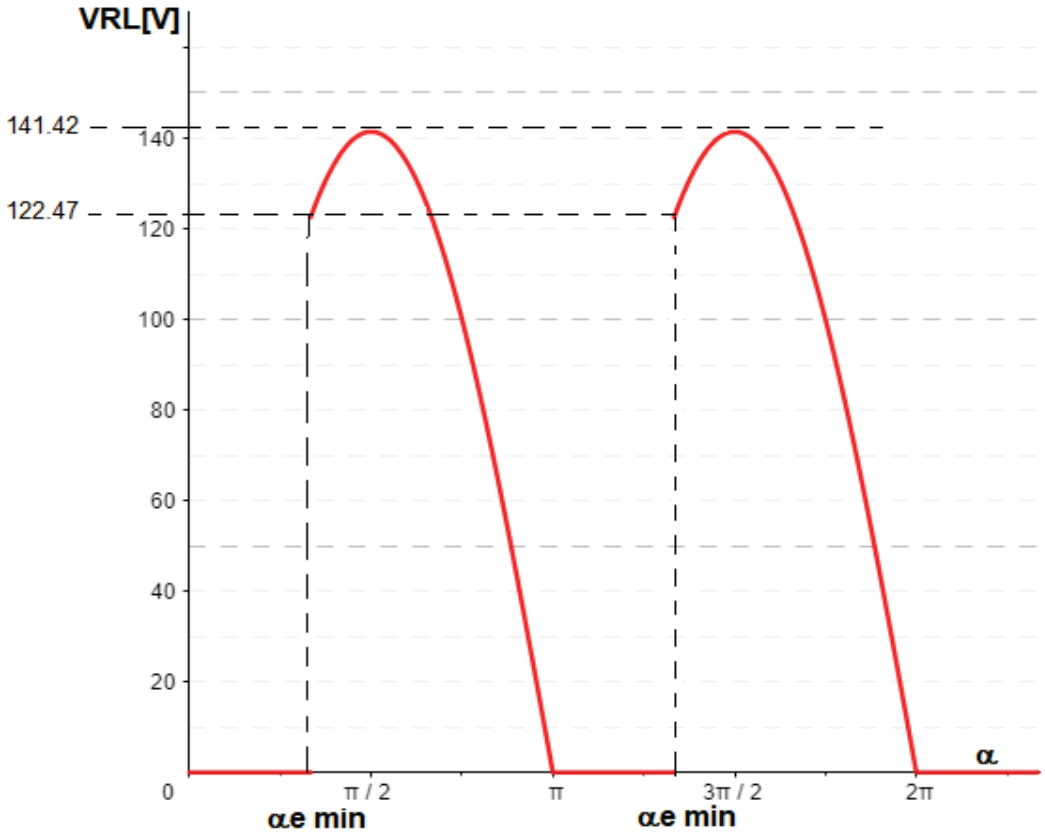
Se plantea la ecuación de periodo máximo de carga del oscilador, y se despeja el valor del potenciómetro:

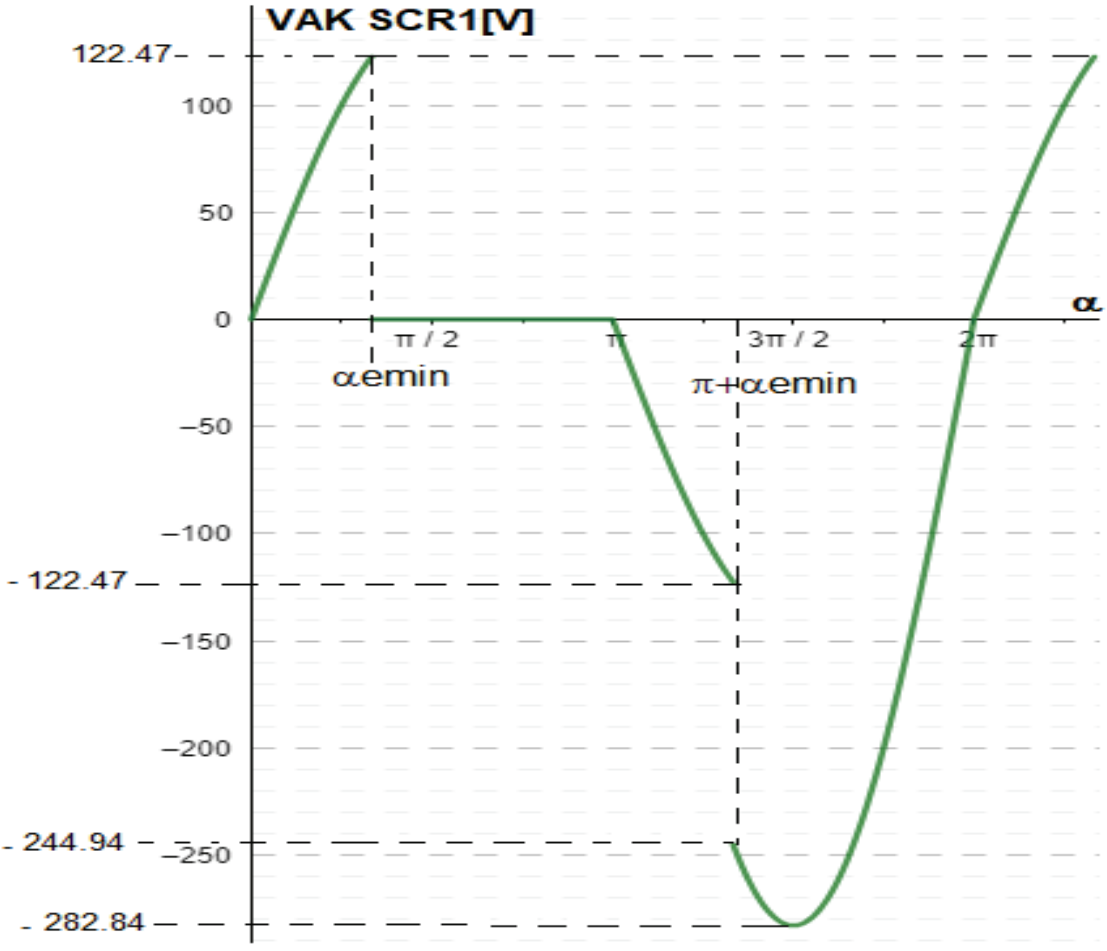
$$\tau máx = 3.75\ mseg = (Rmin + POT) * C * \ln\frac{1}{(1-\eta)} \Rightarrow POT = 4970.9\ K\Omega$$

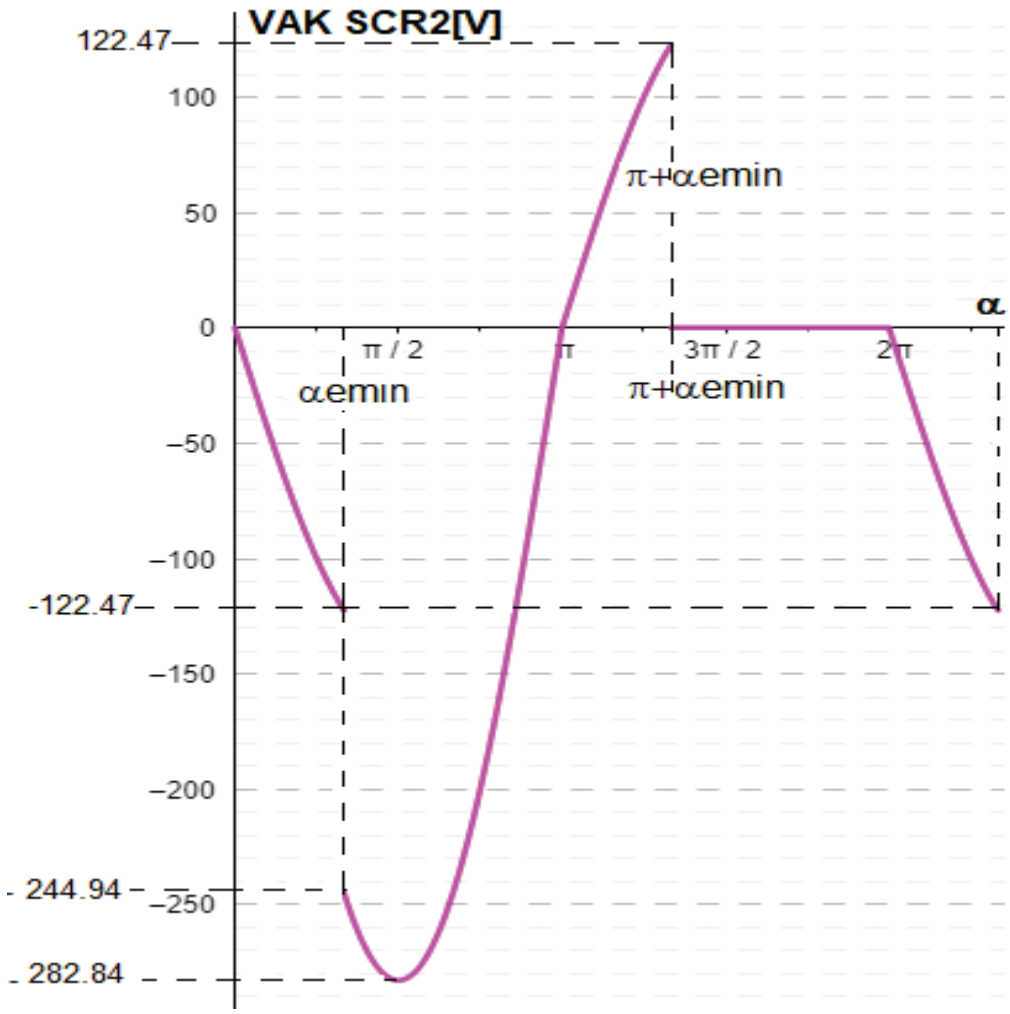
Se adopta **POT=5 KΩ.**

c) Se procede a dibujar las gráficas de: V2, VRL, VAK del SCR1 y SCR2, para el ángulo de encendido mínimo:




VRL[V]
141.42
122.47
140
120
100
80
60
40
20
0
π / 2
π
3π / 2
2π
α
αe min
αe min


VAK SCR1[V]
122.47
100
50
0
−50
−100
- 122.47
−150
−200
- 244.94
−250
- 282.84
π / 2
π
3π / 2
2π
α
αemin
π+αemin



d)

$$Vmedia\ en\ la\ carga = \frac{Vmax}{\pi}\ (1 + cos\ \alpha e)$$

$$para\ \alpha e = 60°, resulta:\ Vmedia\ en\ RL = \frac{100\sqrt{2}\,V}{\pi}\ (1 + cos\ 60°) = 67.52\ V$$

$$\boldsymbol{PRLmáx} = \frac{Vmedia^2}{RL} = \frac{(67.52\ V)^2}{200\Omega} = \boldsymbol{22.79\ W}$$

$$para\ \alpha e = 135°, resulta:\ Vmedia\ en\ RL = \frac{100\sqrt{2}}{\pi}\ (1 + cos\ 135°) = 13.184\ V$$

$$\boldsymbol{PRLmin} = \frac{Vmedia^2}{RL} = \frac{(13.184\ V)^2}{200\Omega} = \boldsymbol{869.19\ mW}$$

e)

$$\boldsymbol{I\ SCR1 = I\ SCR2} = \frac{I\ med\ máx}{2} = \frac{337.6\ mA}{2} = \boldsymbol{168.8\ mA}$$

$$\boldsymbol{VBO\ SCR1\ y\ 2 > \sqrt{2}\ 200V = 282.84\ V}$$

Problema 10

a) Dibuje un circuito que permita controlar potencia de corriente alterna desde la red de 220V, en una estufa de esterilización de 1000W. El circuito de disparo deberá contener a un Diac, como elemento de disparo con doble constante de tiempo para activar a un Triac.

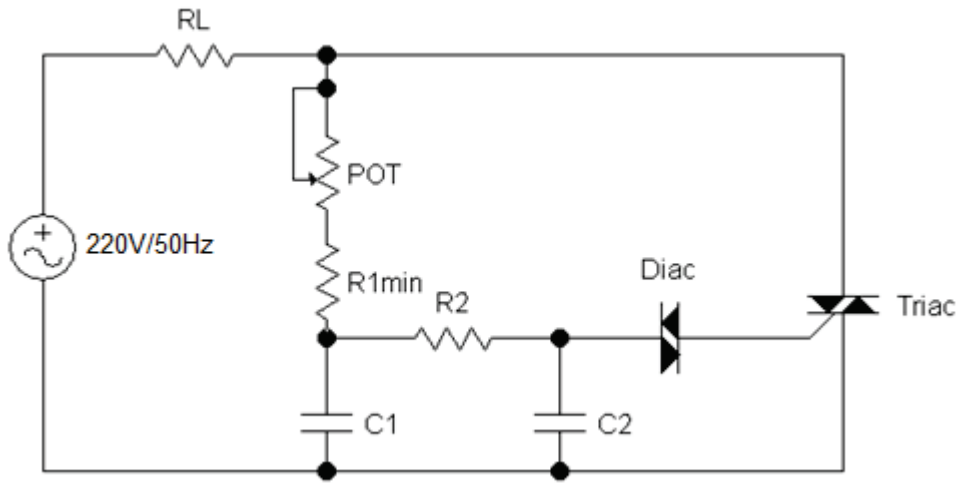
b) Diseñe el circuito de disparo, de modo que permita variar el αe desde 90° a potencia nula.

c) Seleccione el elemento de control según el lote dado.

Tipo	N°	VBO [V]	I [A]
Triac	TIC 2XXD	400	4
Triac	TIC 2XXM	600	2

Solución:

a)



b) El diseño es aproximado, en base a las siguientes adopciones:
VBO (Diac) = 32V
C1= C2=100 nF
Φa =12°

Para el ángulo de encendido mínimo de 90°, se adopta una constante mínima de carga del condensador C1 para el αemin. Se adopta τmin=2.5 mseg, siendo el periodo de la señal de red de 10mseg (equivalente a 180°).

$$\tau min = 2.5\, mseg = R1 * C1 = R1 * 100\, nF \Rightarrow \boldsymbol{R1 = 25\ K\Omega}$$

Con el ángulo de atraso adoptado de la segunda red, y antes del disparo del Diac, se calcula R2:

$$\tan \phi a = \frac{VR2}{VC2} = \frac{I2 * R2}{I2 * \frac{1}{\omega C2}} = \omega * C2 * R2 \Rightarrow R2$$

$$R2 = \frac{\tan \phi a}{2 * \pi * f * C2} = \frac{0.2125}{2 * \pi * 50 * 100\, nF} = \ 6.764\ K\Omega$$

Se adopta el valor de **R2=6.8 KΩ**

Para verificar el diseño, se calcula el ángulo de encendido a través de los siguientes cálculos:

$$Z2 = R2 - j\,XC2 = R2 - j\frac{1}{\omega C2} = 6.8\,K\Omega - \text{j}31.83\ \text{K}\Omega$$

$$|Z2| = \sqrt{R2^2 + XC2^2} = 32.549K\Omega$$

$$Z1 = -jXC1 = -j\frac{1}{\omega C1} = -j\ 31.83K\Omega$$

$$Z1 \parallel Z2 = 1.680\ K\Omega - j16.094K\Omega$$

$$|Z1 \parallel Z2| = 16.182K\Omega$$

$$Z = R1 + (Z1 \parallel Z2) = 26.680K\Omega - j16.094K\Omega\,, Desfaje\ Z = \tan^{-1}\frac{16.094K\Omega}{26.680K\Omega} = -\,31.099°$$

$$|Z| = 31.159\ K\Omega$$

$$Irms = \frac{Ve\ rms}{|Z|} = \frac{220V}{31.159K\Omega} = 7mA$$

$$VC1\ rms = Irms * |Z1 \parallel Z2| = 113.113\ V$$

$$I2\ rms = \frac{Vc1\ rms}{|Z2|} = 3.475mA$$

$$VC2\ rms = I2\ rms * XC2 = 110.614\ V$$

$$\phi 1 = \tan^{-1}\frac{VR1}{VC1} = 90° - Desf\ Z = 58.9\ °$$

$$\phi 2 = \phi 1 + \phi a = ° + 12° = 70.9°$$

$$VC2 = \sqrt{2} * VC2rms * \sin(\alpha emin - \phi 2)$$

$$VC2p = Vdiac = 32V = \sqrt{2} *\ 110.614\ V * \sin(\alpha emin - 70.9°) \Rightarrow \alpha emin = 82.7°$$

Para potencia nula, el ángulo de encendido máximo es:

$$\alpha e\ máx = 180° \Rightarrow \tau máx = \frac{T}{2} = 10\ mseg$$

Para el cálculo del potenciómetro se adopta una constante de carga de C1 superior a 10 mseg, para asegurar que el Diac no se dispare.

$$\tau máx = 15\ mseg = (R1 + POT) * C1 = (25K\Omega + \text{POT}) * 0.1\mu F \Rightarrow POT = 150\ K\Omega$$

Se adopta un valor comercial mayor **POT=200KΩ**.

Para verificar el diseño, se calcula el ángulo de encendido a través de los siguientes cálculos:

$$Z = (R1 + POT) + (Z1 \parallel Z2) = 225K\Omega - j13.366K\Omega$$

$$|Z| =\ 227.251\ K\Omega$$

$$Irms = \frac{Ve\ rms}{|Z|} = \frac{220V}{227.251K\Omega} = 0.9\ mA$$

$$VC1\ rms = Irms * |Z1 \parallel Z2| = 14.56\ V$$

$$VC1p = \sqrt{2} * VC1\ rms = 20.59\ V$$

Con este valor de la tensión de pico del condensador C1 tan baja, la tensión del condensador C2 no puede disparar al Diac.

c)

Se calcula la tensión eficaz en la carga para el ángulo de encendido mínimo, siendo este de 82.7°=1.44 rad :

$$\boldsymbol{Vrms\ en\ la\ carga} = \sqrt{\frac{Vemax^2}{2}\left(1 - \frac{\alpha emin}{\pi} + \frac{sen\ 2\alpha emin}{2\pi}\right)}$$

$$= Ve\ rms * \sqrt{\left(1 - \frac{\alpha emin}{\pi} + \frac{sen\ 2\alpha emin}{2\pi}\right)}$$

$$\boldsymbol{Vrms\ en\ la\ carga} = 220V * \sqrt{\left(1 - \frac{1.44\ rad}{\pi} + \frac{sen\ 2 * 1.44 rad}{2\pi}\right)} = 167.95\ V$$

Siendo:

$$PRL\ máx = 1000W = \frac{Ve\ rms^2}{RL} = \frac{(220V)^2}{RL} \Rightarrow RL = 48.4\Omega$$

$$PRL\ \alpha emin = \frac{(VRL\ rms)^2}{RL} = \frac{(167.95V)^2}{48.4\Omega} = 582.793\ W$$

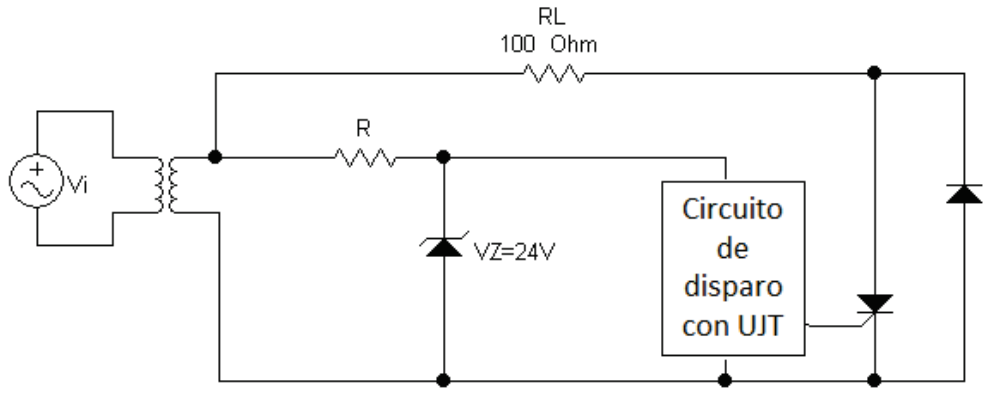
$$IRL\ máx = \frac{VRL\ rms}{RL} = \frac{167.95\ V}{48.4\ \Omega} = 3.47\ A$$

$$\boldsymbol{VBO\ Triac} > \sqrt{2}\ \boldsymbol{220V} = \boldsymbol{311.12\ V\ y\ I} > \boldsymbol{3.47\ A}$$

El Triac que cumple los requerimientos es el **TIC 2XXD**

Problema 11

Para el siguiente esquema circuital:



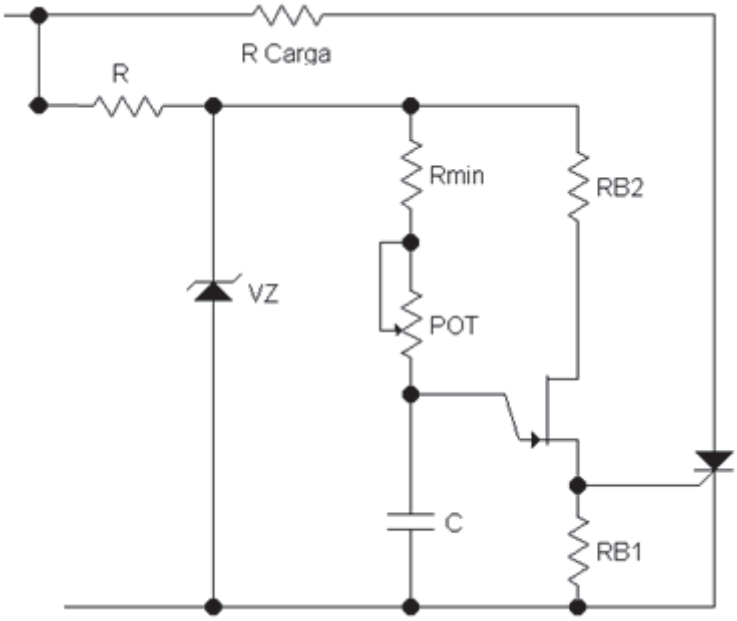
Datos:
Vi= 120V/60Hz
Transformador 24/12
UJT 2N2646
η = 0.63
Ip = 5 µA
Vv= 1V
Iv = 6 mA

a) Dibuje el circuito de disparo correspondiente.
b) Diseñe la red RC del oscilador, de modo de que la potencia en la carga varíe de potencia plena hasta apagar el elemento de control. Realice las adopciones que requiera conveniente.

c) Dibuje la VRL para los límites extremos de control, en un ciclo de Vi y calcule la potencia que dispa la carga.
d) Indique las especificaciones del elemento de control.

Solución:

a) El circuito de disparo es el oscilador de relajación que contiene comoelemento activos al UJT.



b)

Se inicia el diseño calculando los valores límites del resistor de la red RC, en cumplimiento de la condición de oscilación:

$$Rmin = \frac{Vz - Vv}{Iv} = \frac{24V - 1V}{6\ mA} = 3.83\ K\Omega$$

$$Rmáx = \frac{Vz - (\eta * Vz + 0.7V)}{Ip} = \frac{24V(1 - 0.63) - 0.7V}{5\mu A} = 1.636M\Omega$$

$$4\ K\Omega < \mathrm{R} < 1.636\ \mathrm{M}\Omega$$

Se asume **Rmin=4.7 KΩ**, y de la ecuación de periodo mínimo de carga del oscilador se despeja el valor del condensador:

Para potencia plena debe encenderse con un ángulo de encendido mínimo, suficiente para asegurar la activación del Tiristor. Se adopta αe min=5°

$$\tau min = 5° * \frac{8.33\ mseg}{180°} = 0.2314\ mseg = Rmin * C * \ln\frac{1}{(1-\eta)} \Rightarrow C = 49.51\ \mu F$$

Se adopta un valor comercial **C=47 nF**, obteniéndose un αe min=4.7°.

Se logra apagar al tiristor cuando el potenciómetro incorpora toda su resistencia, para un ángulo de encendido αemáx=180°, equivalente a un periodo máximo de:

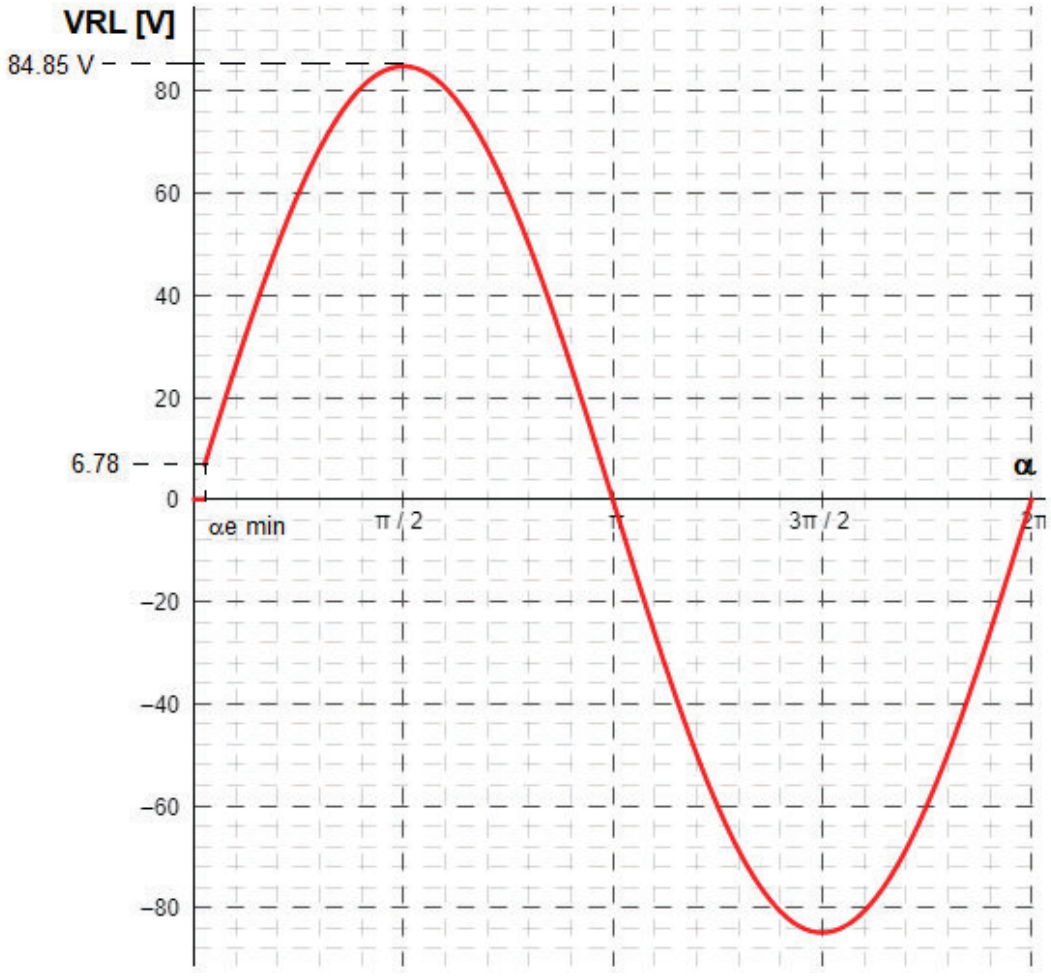
$$\tau máx = 8.33\, mseg = (Rmin + POT) * C * \ln\frac{1}{(1-\eta)} \Rightarrow POT = 173.55\, K\Omega$$

Se adopta el valor comercial mayor, **POT=250 KΩ.**

c)

Siendo la relación de transformación 24/12, la tensión del secundario resulta:

$$\frac{V1}{V2} = \frac{24}{12} = \frac{120V}{V2} \Rightarrow V2\, rms = 60V$$

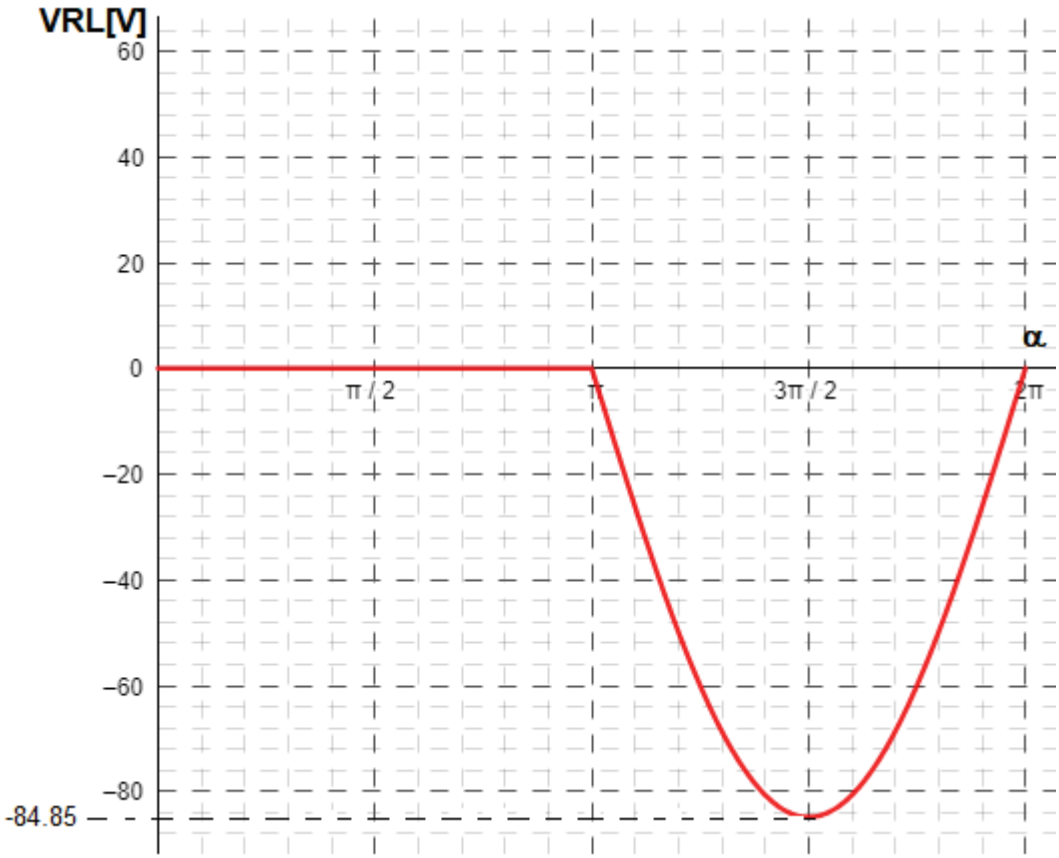


Con el ángulo de encendido mínimo, se logra disipar casi potencia plena.

$$\boldsymbol{PRL\ máx} \cong \frac{(V2\, rms)^2}{RL} = \frac{(60\, V)^2}{100\Omega} = \boldsymbol{36W}$$

Se controla el tiristor sólo con los semiciclos positivos de la señal de entrada, mientras que en los negativos conduce el diodo conectado en antiparalelo.

Para un ángulo de encendido máximo de 180°, se apaga el tiristor y queda conduciendo el diodo en antiparalelo en los semiciclos negativos:



$$para\ \alpha e = 180°, resulta:\ Vmedia\ en\ RL = \frac{\sqrt{2} * 60V}{\pi} = 27V$$

$$\boldsymbol{PRLmin} = \frac{Vmedia^2}{RL} = \frac{(27\ V)^2}{100\Omega} = \boldsymbol{7.29\ W}$$

d)

Teniendo en cuenta que el tiristor se lo controla en los semiciclo positivos, el cálculo de la tensión media en el tiristor corresponderá a un control en media onda:

$$Vmedia\ en\ el\ Tiristor = \frac{Vmax}{2\pi}\ (1 + cos\ \alpha e)$$

$$para\ \alpha e = 4.7°, resulta:\ Vmedia\ en\ el\ Tiristor = \frac{\sqrt{2} * 60V}{2\pi}\ (1 + cos\ 4{,}7°) = 32.60\ V$$

$$I\ Tiristor\ máx = \frac{Vmedia\ en\ el\ tiristor}{RL} = \frac{32.60V}{100\Omega} = 326\ mA$$

$$\boldsymbol{I > 326\ mA}$$

$$\boldsymbol{VBO} > \sqrt{2} * 60V = \boldsymbol{84.85\ V}$$

Problema 12

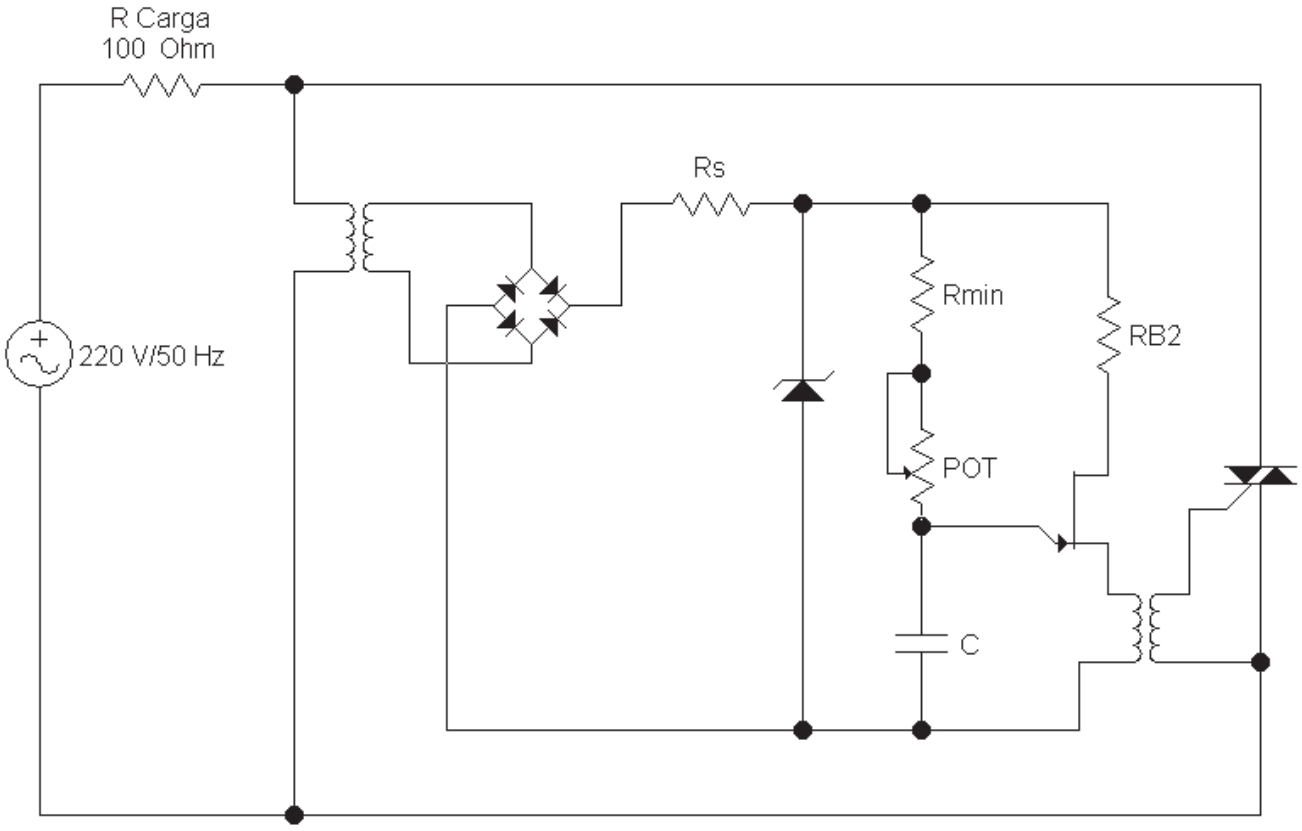
Se desea controlar potencia de corriente alterna desde un ángulo de encendido mínimo a 90° sobre una carga que se alimenta de la red domiciliaria (220V/50Hz), contando para ello de los siguientes componentes:

- **Transformador de baja potencia con relación N1/N2/=440/60.**
- **1 Triac**
- **1 UJT. Datos del UJT: 2N2647 Ip=2 μA, Iv=8 mA, Vv =1V y η=0.75**
- **Transformador de pulsos.**
- **Diodos rectificadores y diodos zeners, varios.**
- **Resistencia, condensadores y potenciómetros varios.**

a) **Dibujar un esquema circuital que permita controlar potencia con los elementos con los que se dispone.**
b) **Diseñarlo en forma completa.**
c) **Graficar la forma de onda de la VRL y la tensión en el TRIAC, para los ángulos de encendido extremos en un ciclo de la señal de la red.**
d) **Indicar las especificaciones del Triac**.

Solución:

a) Se propone el siguiente circuito en cumplimiento a los requerimientos:



El circuito propuesto, permite controlar potencia de corriente alterna desde la red, a través del TRIAC.
El circuito de disparo es un oscilador de relajación que contiene al UJT, como elemento activo. El mismo se alimenta con el regulador zener, con baja tensión proveniente del transformador reductor. La alimentación del circuito de oscilación es sincronizada con el cruce por cero de la tensión de la red.
Se utiliza el transformador de pulsos para aislar el circuito de disparo (alimentado con tensión del diodo zener) respecto a la tensión de alimentación de la carga (220 Vrms).

b)
Se adopta un diodo **zener de 24V**, para alimentar el circuito oscilador.
La condición para la oscilación del UJT, lo determina los valores límites de la resistencia de la red de carga del condensador; y en base a los datos de UJT dados se calcula:

$$Rmin = \frac{Vz - Vv}{Iv} = \frac{24V - 1V}{8\ mA} = 2.875\ K\Omega$$

$$Rmáx = \frac{Vz - (\eta * Vz + 0.7V)}{Ip} = \frac{24V(1 - 0.75) - 0.7V}{2\mu A} = 2.65\ M\Omega$$

$$2.875\ K\Omega < \mathrm{R} < 2.65\ \mathrm{M\Omega}$$

Siendo el periodo de la señal de la red:

$$T = \frac{1}{50\ Hz} = 20\ mseg$$

Para el ángulo de encendido mínimo se adopta de 5°, se calcula el periodo mínimo:

$$\alpha e\ min = 5° \Rightarrow \tau min = 5° * \frac{10\ mseg}{180°} = 0.277\ mseg$$

Se adopta como **Rmin= 3.3 KΩ** y a través de la ecuación de τmin, se despeja el valor del condensador:

$$\tau min = mseg = Rmin * C * \ln\frac{1}{(1-\eta)} \Rightarrow C = 60.55\ nF$$

Se adpta un valor comercial de **C=56 nF**, que da como resultado un αe min=4.6°.

Para el ángulo de encendido máximo:

$$\alpha e\ máx = 90° \Rightarrow \tau mán = 90° * \frac{10\ mseg}{180°} = 5\ mseg$$

Planteando la ecuación de τmáx, se obtiene el valor del potenciómetro de control:

$$\tau máx = 5\ mseg = (Rmin + POT) * C * \ln\frac{1}{(1-\eta)} \Rightarrow POT = 61.106\ K\Omega$$

Se adopta un valor comercial del potenciómetro, **POT = 100 KΩ.**
Se calcula ahora la resistencia serie del regulador zener, teniendo en cuenta que que utiliza un transformador reductor cuya relación de transformación es N1/N2=440/60. Luego:

$$\frac{N1}{N2} = \frac{440}{60} = \frac{V1}{V2} = \frac{220Vrms}{V2\,rms} \Rightarrow V2\,rms = \frac{220V * 60}{440} = 30V$$

Para calcular la resistencia serie de la etapa de regulación, se considera:

$$Rs = \frac{Vp}{Is}, siendo\ Is = (Izmin + IRC + I)$$

Iz min: se adopta de 5mA.
IRC: se calcula en la condición extrema cuando el condensador está descargado y la resistencia de la red RC es mínima.
I: es la corriente que circula por RB1, RB2 y la denominada "resistencia interbase", cuyo valor varía desde 4,7 a 10 KΩ. Siendo RB1 y RB2 despreciable frente a RBB, la corriente I se calcula como Vz/RBB. Se adopta RBB=5KΩ.

$$\boldsymbol{Rs} = \frac{Vp - Vz}{(Izmin + IRC + IRBB)} = \frac{\sqrt{2} * 30V - 24V}{\left(5\ mA + \frac{24V}{3.3\ K\Omega} + \frac{24V}{5\ K\Omega}\right)} = \frac{18.426V}{17.07mA} \approx \mathbf{1\ K\Omega}$$

$$\boldsymbol{PRs} = Is^2 * Rs = (17.07mA)^2\ * 1K\Omega = \mathbf{291.4\ mW}$$

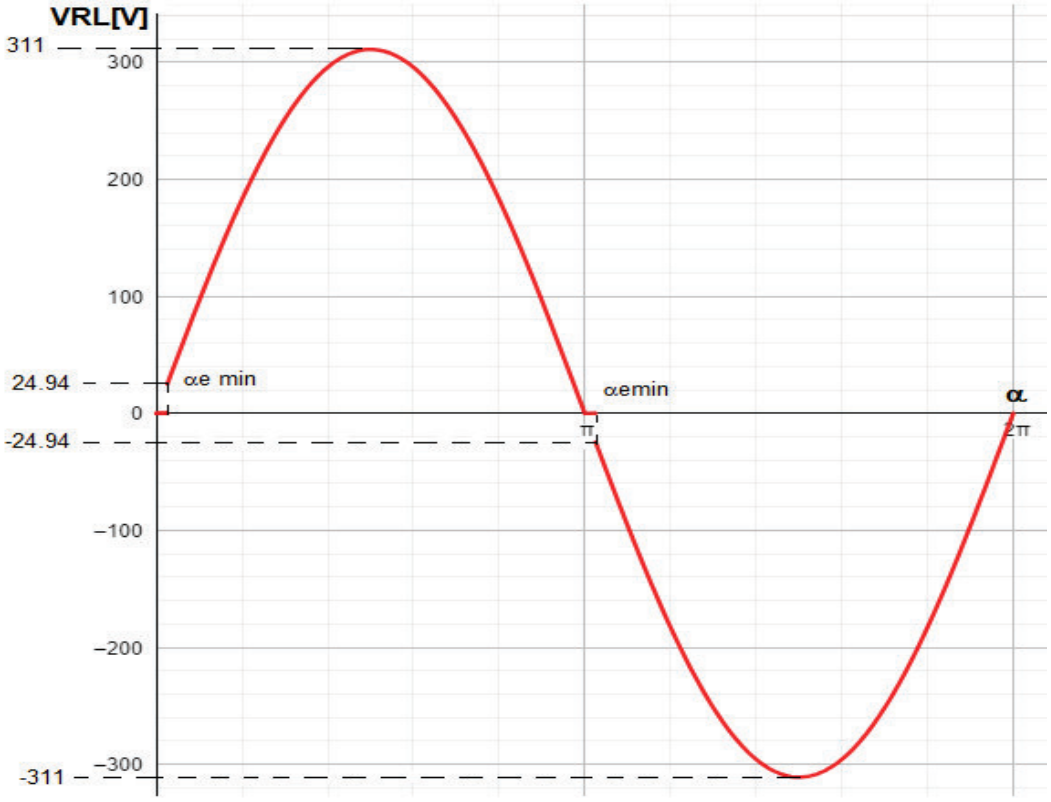
La tensión de disparo puede variar con la temperatura debido a los cambios de η, y es posible compensar este fenómeno si se calcula el valor de RB2 como RB2 ≅ 10.000/(η.VBB). Esa ecuación es empírica y aconsejada por los fabricantes.

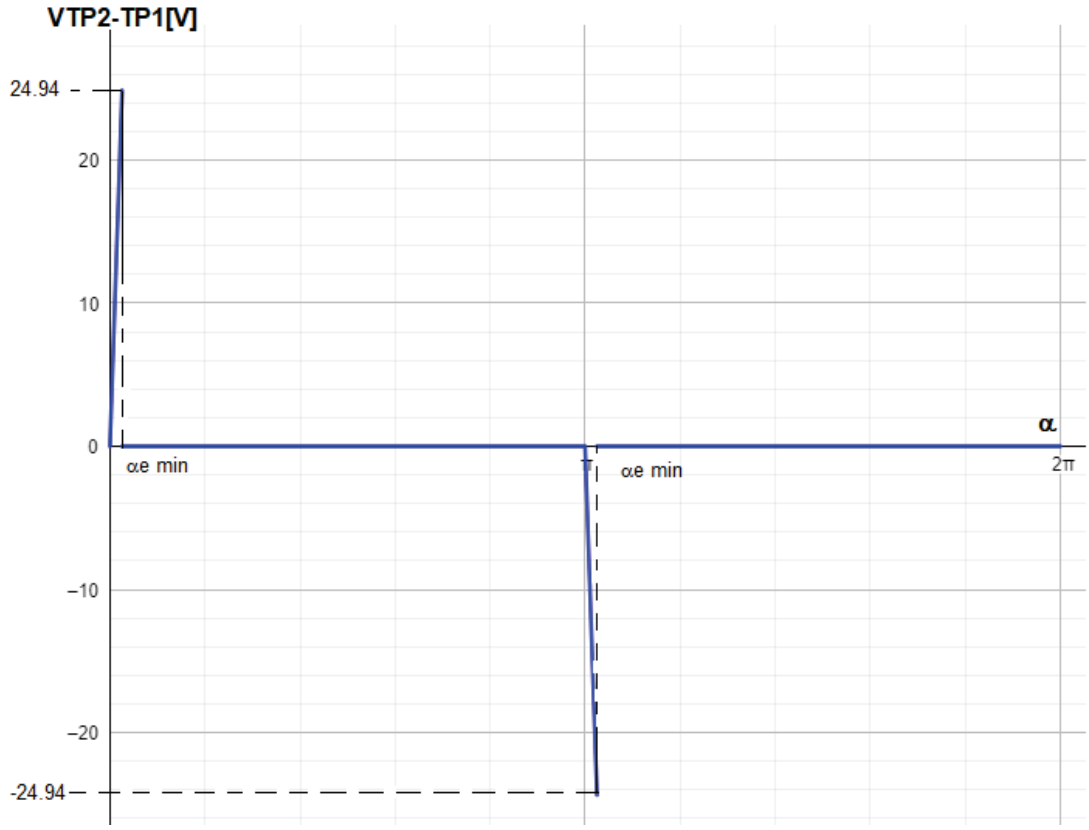
$$RB2 \approx \frac{10.000}{\eta * Vz} = \frac{10000}{0.75 * 24V} = 555.5\ \Omega.\ \ Se\ adopta\ \boldsymbol{RB2} = \mathbf{680\ \Omega}$$

b) A continuación, se grafica:

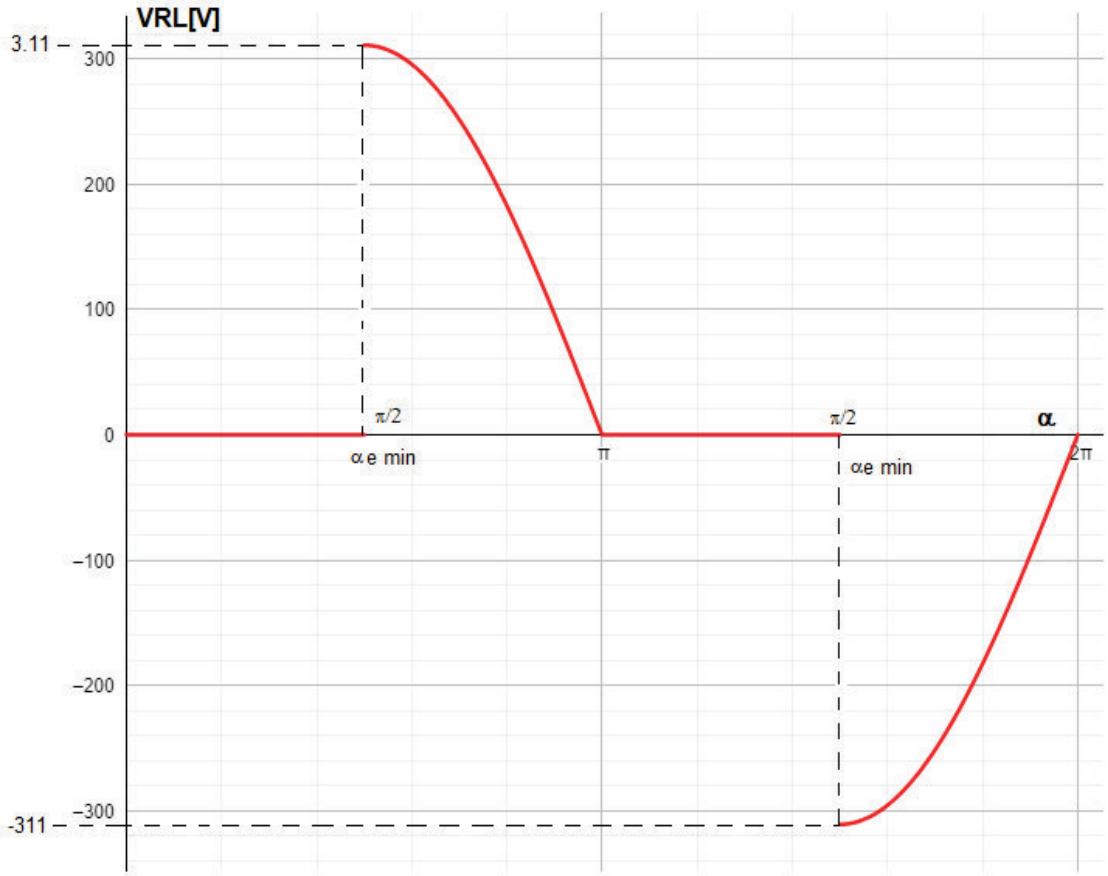


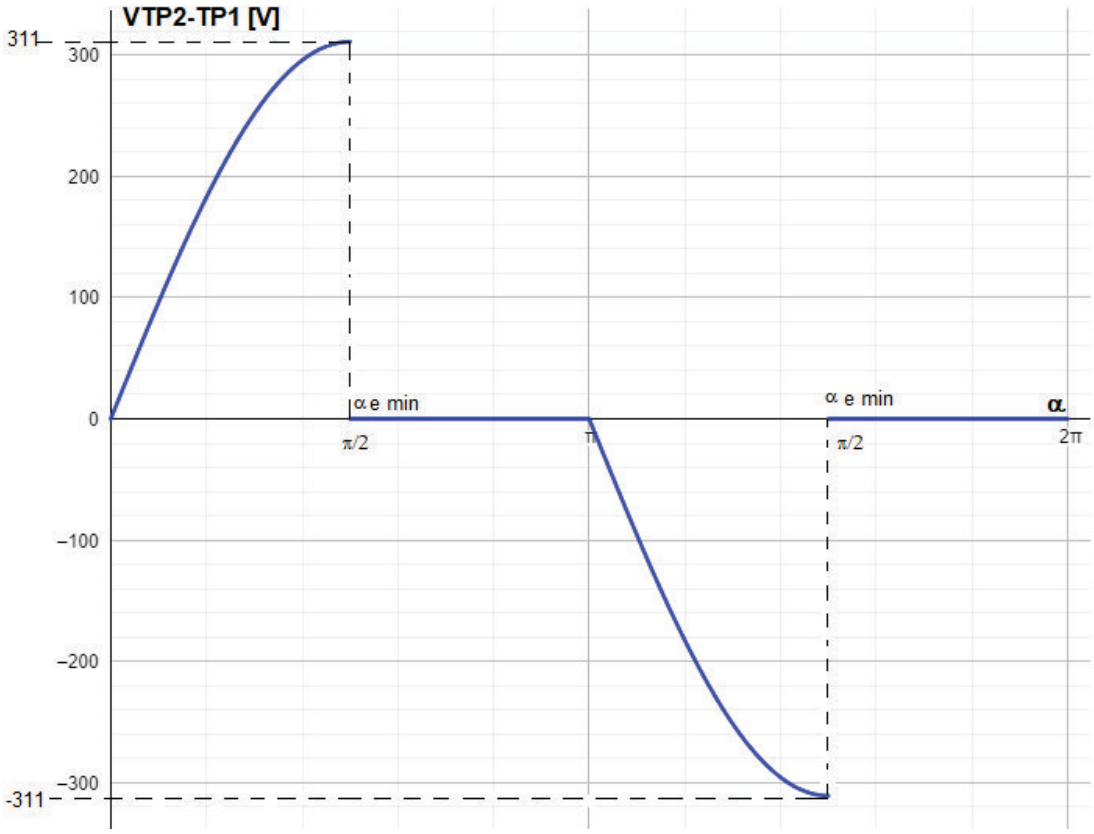
Para el ángulo de encendido mínimo de 4.7°:





Para el ángulo de encendido máximo de 90°:





d)

$$IRL\ máx = \frac{VRL\ rms}{RL} \cong \frac{220\ V}{100\ \Omega} = 2.2\ A$$

$$\boldsymbol{VBO\ Triac > \sqrt{2}\ 220V = 311.12\ V\ y\ I > 2.2\ A}$$

El Amplificador Operacional como Amplificador

El amplificador operacional, como circuito integrado es un componente clave en la electrónica analógica debido a su versatilidad y utilidad en una amplia gama de aplicaciones. En el contexto de su utilización en esta sección se resuelven problemas como amplificador en sus diversas configuraciones y también conformando amplificadores diferenciales y de instrumentación.

Los conocimientos teóricos y prácticos requeridos para la resolución de los problemas, se detallan a continuación:

- Conocer los conceptos básicos del amplificador diferencial discreto, en cuanto a ganancia de tensión de modo diferencial y de modo común, RRMC, impedancia de entrada y salida, Slew Rate, ancho de banda, entre otros.
- Conocer las características del AO ideal y real, en cuanto a sus parámetros básicos.
- Comprender las configuraciones amplificadoras básicas y las características que presentan cada una de ellas.
- Conocer las diferentes configuraciones de los amplificadores de instrumentación.

Cuestionario 6

1) La Relación de Rechazo de Modo Común en el amplificador diferencial discreto (AD discreto) básico, generalmente es:
    a) Muy baja.
    b) Del orden de la ganancia de modo común
    c) Directamente proporcional a la RE
    d) Directamente proporcional a la Ze.
2) Generalmente la CMRR en el AD discreto, es:
    a) Directamente proporcional a la ganancia directa de corriente en configuración EC.
    b) Del orden de la ganancia de modo diferencial.
    c) Directamente proporcional a la resistencia de entrada de la configuración EC.
    d) Directamente proporcional al parámetro de la resistencia de entrada de la configuración CC.
3) Se mejora el factor de mérito en el AD discreto:
    a) Aumentando RE
    b) Reemplazando RE por una fuente de corriente
    c) Utilizando transistores FET a la entrada
    d) Utilizando transistores Bipolares.
4) En la mejora de un AD discreto, en cuanto a la RRMC se debe:
    a) Cambiar la ubicación del punto de polarización, disminuyendo IBQ.
    b) Cambiar la ubicación del punto de polarización, aumentando IBQ.
    c) Aumentando la ganancia de tensión modo común.
    d) Aumentar la ganancia de tensión de modo diferencial.
5) Utilizando transistores Darlington,
    a) Si el de salida es NPN y el de entrada es PNP, el resultante es NPN.
    b) Se disminuye la ganancia de modo común.
    c) Se aumenta considerablemente la Impedancia de entrada por el super β.
    d) Se aumenta la RRMC.
6) Cuando se reemplaza los transistores de entrada en el AD discreto por transistores Darlington,
    a) Si el de entrada es NPN y de salida es PNP, el resultante es PNP.
    b) Si el de salida es PNP y el de entrada es NPN, el resultante es PNP.
    c) La impedancia de entrada de modo diferencial, se duplica
    d) Las opciones b) y c), son correctas.
    e) Se disminuye la impedancia de entrada de modo común.
7) Reemplazando los transistores de entrada por transistores Darlington en el AD discreto,
    a) Se disminuye la impedancia de entrada de modo común.
    b) Se disminuir la CMRR
    c) La impedancia de entrada de modo común, se duplica.
    d) Ninguna opción es válida.
8) La configuración más utilizada del amplificador diferencial discreto, es con:
    a) Entrada diferencial y salida diferencial.
    b) Entrada no inversora y salida asimétrica.
    c) Entrada diferencial y salida asimétrica.

d) Las opciones a) y c), son correctas.
e) Entrada no inversora y salida diferencial.

9) Si se reemplazar RE en el AD discreto por una fuente de corriente, ésta debe implementarse:
a) Con dos fuentes de alimentación de CC.
b) Con polarización por colector.
c) En configuración colector común.

10) Ninguna de las opciones es válida. El amplificador diferencial discreto, se usa más comúnmente con:
a) Entrada y salida de terminal único
b) Entrada de terminal único y salida diferencial
c) Entrada diferencial y salida asimétrica.
d) Entrada diferencial y salida diferencial.
e) Las opciones c) y d), son válidas.

11) El amplificador diferencial se utiliza:
a) Rara vez
b) Solo en el AO BIFET
c) En varios tipos de CI digitales.
d) En todos los AO

12) Para reemplazar RE por una fuente de corriente en el AD discreto, ésta debe implementarse:
a) Con transistores bipolares únicamente.
b) Con transistores de igual tipo que el de las entradas
c) En configuración EC
d) Con cualquier tipo de transistor, independiente del tipo que se usa en las entradas

13) Un amplificador diferencial
a) Es parte de un amplificador operacional
b) Tiene una entrada y una salida
c) Tiene dos entradas
d) Respuestas a) y c), correctas.

14) Generalmente la CMRR en amplificador diferencial discreto, es:
a) Inversamente proporcional a la ganancia directa de corriente en configuración EC.
b) Del orden de la ganancia de modo diferencial.
c) Inversamente proporcional a la resistencia de entrada de la configuración EC.
d) Directamente proporcional al parámetro de la resistencia de entrada de la configuración CC.

15) Generalmente la CMRR en amplificador diferencial discreto, es:
a) Inversamente proporcional a la ganancia directa de corriente en configuración EC.
b) Del orden de la ganancia de modo diferencial.
c) Directamente proporcional a la resistencia de entrada de la configuración EC.
d) Inversamente proporcional al parámetro de la resistencia de entrada de la configuración CC.

16) Se mejora el factor de mérito de un AD discreto:

a) Aumentando RE
b) Reemplazando RE por una fuente de tensión
c) Utilizando transistores FET a la entrada
d) Utilizando transistores Darlington.

17) En la mejora de un AD, en cuanto a la RRMC se debe:
a) Cambiar la ubicación del punto de polarización, disminuyendo IBQ.
b) Polarizando en el punto medio de la Recta de carga de CC.
c) Disminuir la ganancia de tensión modo común.
d) Aumentar la ganancia de tensión de modo diferencial.

18) Cuando se reemplaza los transistores de entrada por transistores Darlington,
a) Si el de entrada es NPN y de salida es PNP, el resultante es PNP.
b) Si el de salida es PNP y el de entrada es NPN, el resultante es PNP.
c) La impedancia de entrada de modo diferencial, se disminuye
d) Si el de entrada es NPN y de salida es PNP, el resultante es NPN.
e) Se disminuye la impedancia de entrada de modo común.

19) Para aumentar la impedancia de entrada de un AD, se debe
a) Utilizar una fuente de corriente en el emisor
b) Utilizar transistores bipolares
c) Reemplazar RC por fuentes de corriente
d) Utilizar transistores unipolares

20) La señal de entrada de modo diferencial, es:
a) Siempre es el promedio de las señales de entrada.
b) Es igual a 2(Vemc –V1)
c) Solo se considera cuando una de las entradas vale cero
d) Solo se considera cuando se aplica modo diferencial puro.

21) La Ganancia de modo diferencial en un AD, generalmente es:
a) Muy alta
b) Del orden de la ganancia de modo común
c) Directamente proporcional a hfe
d) Directamente proporcional a su impedancia de entrada

22) En el amplificador diferencial discreto, se puede aumentar su impedancia de entrada,
a) Adicionando resistencias en la base y el emisor en cada rama.
b) Utilizando transistores del mismo tipo
c) Utilizando transistores unipolares en la fuente de corriente
d) Ninguna de las opciones es válida.

23) La Ganancia diferencial en un AD, es:
a) Directamente proporcional a la impedancia de salida de la configuración EC.
b) Directamente proporcional a su impedancia de entrada.
c) Inversamente proporcional a la impedancia de salida de la configuración EC.
d) Ninguna de las opciones dadas es válida.

24) Un amplificador diferencial opera con tensión de entrada en el modo diferencial puro, cuando**:**
a) La salida está referenciada a tierra
b) Una entrada está conectada a tierra y una señal está aplicada a la otra entrada

c) Ambas entradas están en fase
d) Se aplica una señal a una entrada y a la otra entrada la misma señal desfasada 180º.

25) El amplificador diferencial opera en el modo diferencial por dos terminales de entrada, cuando:
a) Cuando una de las entradas se referencia a masa.
b) La ganancia es 1
c) Las salidas son de amplitudes diferentes
d) Sólo se utiliza un voltaje de fuente
e) Ninguna opción es válida

26) La Ve de modo común, vale:
a) Siempre que una de las entradas vale cero.
b) Vemc= V2- (Vemd/2)
c) Vemc= V2+ (Vemd/2)
d) Vemc= V1- (Vemd/2)

27) La señal de modo común, vale:
a) Solo cuando se aplica modo común puro
b) Siempre que una de las entradas es nula
c) Siempre que V1= Vemd
d) Vemc= V1+ (Vemd/2)

28) La señal de entrada de modo común:
a) Puede producirse por señales estáticas.
b) Proviene de las diferencias en la Vbe de los transistores de entrada.
c) Son señales de corrimiento en CC.
d) Ninguna de las opciones es válida.

29) La señal de entrada de modo común:
a) Es igual a V1= V2=Vemd/2
b) Solo se considera cuando se aplica modo común puro.
c) Puede deberse a interferencias electromagnéticas.
d) Las opciones b) y c), son válidas.

30) En el amplificador diferencial la señal en modo común se aplica a:
a) La entrada no inversora
b) La entrada inversora
c) Ambas entradas
d) La entrada no inversora, manteniendo a masa la entrada inversora

31) El amplificador diferencial en el modo común:
a) Ambas entradas están conectadas a tierra
b) Las salidas están conectadas entre sí
c) Aparece una señal idéntica en ambas entradas
d) Las señales de salida están en fase

32) La Ganancia de modo diferencial en un AD, generalmente es:
a) Muy alta
b) Del orden de la ganancia de modo común
c) Inversamente proporcional a hfe
d) Inversamente proporcional a su impedancia de entrada

33) En el amplificador diferencial discreto, se puede aumentar su impedancia de entrada,
a) Adicionando resistencias en la base y el emisor en cada rama.

b) Utilizando transistores Bipolares
c) Utilizando transistores Darlington en la fuente de corriente
d) Las opciones a) y c), son válidas

34) En el amplificador diferencial discreto, se puede aumentar su impedancia de entrada,
a) Utilizando el mismo tipo de transistores.
b) Utilizando transistores Darlington en la entrada
c) Las opciones a) y b), son válidas.
d) Utilizando transistores unipolares en la entrada
e) Las opciones b) y d), son válidas

35) La señal de modo común, vale:
a) Siempre el promedio de las señales de entrada.
b) Vemc= V2+ (Vemd/2)
c) Siempre que V1= Vemd
d) Vemc= V1- (Vemd/2)

36) Un amplificador diferencial opera con tensión de entrada en el modo diferencial puro, cuando**:**
a) La salida está referenciada a tierra
b) Se aplica una señal a la entrada No inversora y se conectada a tierra la entrada Inversora.
c) Ambas entradas están conectadas entre sí, a la señal de entrada.
d) Se aplica una señal a una entrada y a la otra entrada la misma señal desfasada 180º.

37) El amplificador diferencial, se lo utiliza en el AO monolítico:
a) Con acoplamiento compensatorio entre etapas
b) Utilizando acoplamiento capacitivo sólo en la entrada
c) Sin utilizar ningún tipo de condensador de acople o desacople.
d) Ninguna opción es válida

38) Los AO monolíticos
a) Son formas de circuitos discretos
b) Se montan en un solo chip
c) Son combinaciones de circuitos discretos
d) También se denominan CI híbridos

39) La etapa de entrada de un amplificador operacional normalmente es:
a) Un amplificador diferencial
b) Un amplificador Push-Pull de clase B
c) Un amplificador en emisor común
d) Un amplificador con resistencia de emisor sin desacoplar

40) El amplificador operacional puede amplificar
a) Sólo señales de alterna
b) Señales de alterna como de continua
c) Sólo señales de continua
d) Señales de alterna por su condensador de compensación

41) Un amplificador operacional en circuito integrado (CI) tiene:
a) Dos entradas y dos salidas
b) Una entrada y una salida
c) Dos entradas y una salida
d) Ninguna opción es correcta

42) ¿Cuál de las siguientes características no necesariamente se aplica a un amplificador operacional?
   a) Alta ganancia
   b) Baja potencia
   c) Alta impedancia de entrada
   d) Baja impedancia de salida

43) La etapa de entrada de un AO, tiene:
   a) Entrada y salida de terminal único
   b) Entrada de terminal único y salida diferencial
   c) Entrada diferencial y salida de terminal único
   d) Entrada diferencial y salida diferencial
   e) Las opciones c) y d), son correctas.

44) La impedancia de salida de un A.O es del orden de:
   a) De varios KΩ
   b) De algunos Ω
   c) Depende de los transistores de salida
   d) Depende de los transistores de entrada

45) La impedancia de entrada de un A.O es del orden de:
   a) Cientos de KΩ
   b) Uno o más MΩ
   c) Decenas de KΩ
   d) No se puede precisar

46) Si las dos fuentes de alimentación son de 15 V, el valor de la excursión de salida de un amplificador operacional idealmente es:
   a) 0V
   b) +15 V
   c) 30 V
   d) -15 V

47) Si un amplificador operacional tiene una sola fuente de alimentación positiva su salida no puede:
   a) Ser negativa
   b) Ser cero
   c) Igualar a la tensión de alimentación
   d) Alcanzar la saturación

48) En un AO cuya Vsat-/+ = V-/+ ±1V, siendo V+/- = 12V/ 0V (fuente de alimentación única, asimétrica): Para Vd >0V, Vo=12V
   a) Para Vd <0, Vo= 1V
   b) Para Vd >0V, Vo= 12 V
   c) Para Vd <0V, Vo= -11 V

49) Considerando que un AO tiene A_{OL} de 100 dB y la ±Vsat se produce en 2V por debajo de la tensión de alimentación de ± 15V, ¿qué tensión diferencial hay que aplicar para llevar la salida a la saturación?
   a) 0.13 mV
   b) 13μV
   c) 1.3 mV
   d) Ninguna de las opciones es válida

50) El LM741C contiene:
   a) Resistencias discretas

b) Bobinas
c) Resistencias de carga activa
d) Un condensador de acoplo grande

51) El UA 741C no puede funcionar sin:
a) Resistencias discretas
b) Una carga pasiva
c) Caminos de retorno de continua en ambas bases
d) Un condensador de acoplo pequeño

52) La impedancia de entrada de un amplificador operacional BIFET es:
a) Baja
b) Media
c) Alta
d) Extremadamente alta

53) Un AO rail-to-rail tiene una tensión de alimentación de ±12 V, el rango dinámico de la Vo resulta próximo a:
a) 0V
b) -12 V
c) +12 V
d) 24 V

54) El amplificador diferencial, se lo utiliza en el AO monolítico:
a) Con acoplamiento directo entre etapas
b) Utilizando acoplamiento capacitivo sólo en la entrada
c) Utilizando condensador de acople o desacople.
d) Ninguna opción es válida

55) La ganancia en modo común es
a) Muy alta
b) Muy baja
c) Siempre unitaria
d) Impredecible

56) Si Aol = 3590 y Acm = 0.35, la CMRR es
a) 1225
b) 10,000
c) 80 dB
d) Respuestas b) y c)

57) Con cero volts en ambas entradas, un amplificador operacional idealmente debe tener una salida igual a:
a) El voltaje de alimentación positivo
b) El voltaje de alimentación negativo
c) Cero
d) La tensión de offset de salida

58) Un amplificador operacional ideal tiene una impedancia de entrada
a) Muy alta
b) Depende si es de entrada Bipolar o JFET
c) Infinita
d) Finita

59) Un amplificador operacional ideal tiene una impedancia de salida
a) Muy alta
b) Muy baja

c) Infinita
d) Nula

60) El amplificador operacional puede operar tanto en:
a) Modo diferencial puro
b) Modo común puro
c) Ambos modos puros
d) Con cualquier modo, y no necesariamente puro

61) Rechazo en modo común significa
a) Que una señal que aparece en ambas entradas efectivamente se cancela.
b) Que cancela sólo el modo común puro
c) Que rechaza toda señal de modo común
d) Que rechaza toda señal que aparece en ambas entradas en fase

62) La rapidez de variación de voltaje
a) Interesa sólo para una entrada escalón
b) Depende inversamente de la amplitud de la salida
c) Se vincula con el ancho de banda de potencia
d) Es inversamente proporcional con la frecuencia de la señal

63) La pendiente inicial de la salida sinusoidal de un AO se incrementa cuando:
a) La frecuencia disminuye
b) El valor de pico de Vo se incrementa
c) El SR disminuye
d) Ninguna de las opciones es válida

64) Si se dispone de un amplificador con ganancia 10 utilizando el LM741, que posee SR= 0,5V/μseg, ¿cuál sería el límite de la frecuencia para obtener la salida sin distorsión, siendo la entrada de 500mV?
a) 1KHz
b) 10 KHz
c) 16 KHz
d) Ninguna opción es válida

65) La pendiente inicial de una onda sinusoidal es directamente proporcional a:
a) Slew Rate
b) La frecuencia de la señal de entrada
c) La ganancia de tensión A_{OL} a bajas frecuencias
d) La capacidad de compensación

66) Cuando la pendiente inicial de una onda sinusoidal es mayor que el Slew Rate,
a) Se produce distorsión
b) Se trabaja en la región lineal
c) La ganancia de tensión es máxima
d) El amplificador operacional trabaja mejor

67) La salida de un AO es una forma de onda exponencial que varía 2,0 V en 0,4 μs a una tensión de entrada escalón. ¿Cuál es el Slew Rate del amplificador operacional?
a) El Slew Rate se define sólo para entrada senoidal
b) Es de 5 V/ μs
c) Es de 500 V/ s
d) Es de 0.5 V/ μs

68) El LM318 tiene un Slew Rate de 70 V/ μs. ¿Cuál es el ancho de banda de potencia para una tensión de salida de pico de 7 V?
   a) 1 MHz
   b) 1.6 KHz
   c) 1.6 MHz
   d) Ninguna opción es válida.

69) ¿Cuál es ganancia de modo común de un LF157A a bajas frecuencias, siendo A_{OL} de 200.000 y el factor de rechazo en modo común es de 90 dB?
   a) 16dB
   b) 0.316
   c) 0.16
   d) 6.32
   e) Las opciones a) y d), son correctas

70) Cierto amplificador operacional tiene una A_{OL} de 250000 y una CMRR 90 dB. ¿Cuál es la ganancia en modo común?
   a) 0.25
   b) 1.2
   c) 0.12
   d) Ninguna opción es válida

71) El ancho de banda de potencia será en cada uno de los casos siguientes:
   a) 70,5 KHz para SR = 0,5 V/μs y Vp = 1 V
   b) 95,4 KHz para SR = 3 V/ μs y Vp =5 V
   c) 250 KHz para SR = 15 V/ μs y Vp = 10 V
   d) 318.3 KHz para SR = 1 V/ μs y Vp =0.5 V

72) El ancho de banda de potencia, se define para:
   a) Vo igual a la tensión de alimentación
   b) Máximo valor de Vo de pico esperado
   c) Todo el rango dinámico de Vo
   d) Ninguna opción es válida

73) El ancho de banda de potencia aumenta cuando:
   a) La frecuencia de la señal de entrada, disminuye
   b) El valor de pico de la Vo, disminuye
   c) La pendiente inicial disminuye
   d) La A_{OL}, aumenta

74) Cuando se produce distorsión debida al Slew-Rate de una onda sinusoidal, la salida:
   a) Es más grande
   b) Es triangular
   c) Es normal
   d) No existe offset

75) La rapidez de variación de voltaje
   a) Interesa sólo para una entrada escalón
   b) Depende inversamente de la amplitud de la salida
   c) Interesa sólo para señales senoidales
   d) Es directamente proporcional con la frecuencia de la señal

76) La corriente de offset de entrada es igual a:
   a) La diferencia entre las dos corrientes de base
   b) La media de las dos corrientes de base

c) La corriente de colector dividida entre la ganancia de corriente
d) La diferencia entre las dos tensiones base-emisor

77) El valor más real de la ganancia en lazo abierto de un amplificador operacional es:
a) 1
b) 2000
c) 80 dB
d) 100000

78) Cierto amplificador operacional tiene corrientes de polarización de las bases de los transistores de entrada de 50 mA y 49.3 mA. La corriente de offset de entrada es:
a) 700 nA
b) 99.3 μA
c) 49.7 μA
d) Ninguna de las opciones es válida

79) El propósito de la nulificación de desequilibrio de voltaje es:
a) Reducir la ganancia
b) Igualar las señales de entrada
c) Hacer cero el voltaje de error de salida
d) Respuestas b) y c)

80) La ganancia en lazo abierto de cierto AO es de 175000. Su ganancia en modo común es de 0.18 ¿Cuál es la CMRR en decibeles?
a) 120 dB
b) 100 dB
c) 150 dB
d) 90 dB

81) La hoja de datos de un AO especifica una CMRR de 300000 y una AV_{OL} de 90000. ¿Cuál es la ganancia en modo común?
a) 0.25
b) 1.33
c) 3.33
d) 0.30

82) Determine la corriente de polarización, dado que las corrientes de entrada en un amplificador operacional son de 8.3 mA y 7.9 mA.
a) 5.5 mA
b) 0.4 mA
c) 6.5 mA
d) 8.1 mA

83) La ganancia en lazo abierto en frecuencias medias de un amplificador operacional
a) Se extiende desde la frecuencia crítica inferior hasta la frecuencia crítica superior
b) Se extiende desde 0 Hz hasta la frecuencia de corte
c) Decae con una pendiente de -20 dB/década a partir de la frecuencia unidad
d) Respuestas b) y c)

84) La frecuencia a la cual la ganancia en lazo abierto es igual a 1 se denomina:

a) Frecuencia crítica superior
b) Frecuencia de corte
c) Frecuencia esquina
d) Frecuencia unidad

85) En la respuesta en frecuencia de un A.O real, la frecuencia de corte es:
a) Dependiente de la frecuencia unidad y de la A_{LO}.
b) Es del orden de varias décadas por encima de la frecuencia de corte inferior
c) Muy alta
d) Es relativamente alta para ampliar las aplicaciones del A.O.

86) La respuesta en frecuencia del AO real, a lazo abierto:
a) Corresponde a un sistema de segundo orden
b) Es constante hasta la frecuencia de transición
c) Decae por encima de la frecuencia de corte con -20dB/dec.
d) Ninguna opción es válida.

87) La frecuencia unidad de un AO real:
a) Es un dato poco significativo, porque depende de la aplicación
b) La define la AV_{OL}
c) Coincide con la frecuencia de transición.
d) Suele ser del orden de la decena de Hz.

88) El condensador de compensación en los AO:
a) Disminuye la ganancia de tensión de modo común
b) Evita las oscilaciones
c) Disminuye la corriente de offset de entrada
d) Aumenta el ancho de banda de potencia

89) A la frecuencia unidad, la ganancia de tensión en lazo abierto es
a) 1
b) A_{OL} a bajas frecuencias
c) Cero
d) Muy grande

90) La frecuencia de corte en lazo abierto de un 741C se controla con:
a) Un condensador de acoplo interno
b) La corriente de cortocircuito de salida
c) El ancho de banda de potencia
d) El condensador de compensación

91) En un amplificador en configuración inversora la resistencia de realimentación está abierta. La tensión de salida será:
a) Cero
b) Ninguna opción es válida
c) Máxima positiva o máxima negativa
d) Una señal sinusoidal amplificada

92) Un amplificador operacional tiene una ganancia de tensión de lazo abierto de 10^5 y se configura como amplificador No-Inversor de ganancia 100. Si la tensión de salida es de 1 V, la tensión de entrada es:
a) 0,1 mV
b) 10 mV
c) 10 µV
d) 1 V

93) La ganancia de tensión en lazo cerrado de un amplificador inversor es igual a:
   a) El cociente entre la resistencia de entrada y la resistencia de realimentación
   b) La ganancia de tensión en lazo abierto
   c) La resistencia de realimentación dividida en la resistencia de entrada que ofrece la configuración, afectada por el signo menos
   d) La resistencia de entrada

94) El amplificador No Inversor tiene una:
   a) Ganancia de tensión en lazo cerrado grande
   b) Ganancia de tensión en lazo abierto pequeña
   c) Impedancia de entrada en lazo cerrado grande
   d) Impedancia de salida en lazo cerrado grande

95) El seguidor de tensión tiene:
   a) Resistencia de entrada igual a la de realimentación
   b) Lazo de realimentación cortocircuitado
   c) Resistencia desde entrada No inversora a masa, nula
   d) Impedancia de salida en lazo cerrado tendiendo a infinito

96) La operación de suma y multiplicación se realiza con la configuración NO-Inversora porque:
   a) Ofrece Ze del orden del AO a cada una de las entradas
   b) No invierte la fase a la salida
   c) Permite aumentar el número de entradas
   d) El diseño es más sencillo.

97) La red T de resistores se utiliza en la configuración Inversora para:
   a) Aumentar la resistencia de realimentación sin modificar la Ze
   b) Aumentar la Ze
   c) Independizar la ganancia de la resistencia de realimentación
   d) Ninguna opción es válida

98) En un amplificador en configuración Inversora con Re=1KΩ, Rr=10KΩ, que utiliza un AO cuya Vsat-/+ = V-/+ ±1V, siendo V+/- = 12V/ 0V (fuente de alimentación única); cuando la Vi= 0,4V.sen (2π 1000t), la tensión de salida Vo, resulta igual a:
   a) 4V. cos (2π 1000t)
   b) -4V. sen (2π 1000t)
   c) Señal senoidal recortada
   d) Ninguna opción es válida

99) El amplificador en configuración No Inversora, con R2=0Ω y R1=∞
   a) Rara vez se usa
   b) Se lo utiliza para evitar la inversión de fase
   c) Son adaptadores de impedancia
   d) Se los utiliza para ganar corriente de salida con Av=1

100) En un amplificador en configuración NO Inversora con R2=9KΩ, R1=1KΩ, que utiliza un AO cuya Vsat-/+ = V-/+ ±1V, siendo V+/- = 12V/ 0V(fuente de alimentación única); cuando la Vi= 0,4V.sen (2π 1000t)+0,5V, la tensión de salida Vo, resulta igual a:
   a) 4V. sen (2π 1000t)
   b) 4V. sen (2π 1000t)+5V
   c) Señal senoidal recortada en 1V y alcanza Vp= 9V

d) Ninguna opción es válida

101) Si se utiliza la configuración Inversora conectando a Vp una tensión de -0,5V, con Re=1KΩ, Rr=10KΩ, que utiliza un AO cuya Vsat-/+ = V-/+ ±1V, siendo V+/- = 0V/ -12V (fuente de alimentación única); cuando la Vi= 0,4V.sen (2π 1000t), la tensión de salida Vo resulta igual a:
   a) 4V. cos (2π 1000t) + 0,5V
   b) -4V. sen (2π 1000t) - 0,5V
   c) Señal senoidal recortada en 0V y alcanza Vp= -4V
   d) -4V. sen (2π 1000t) - 5,5V

102) Un AO LM741 tiene valores de IB= 80nA y Iio= 3nA, si se lo configura como amplificador en Configuración No-Inversora con Rr= 90KΩ y R1= 10KΩ, se afecta la salida en:
   a) Igual que si fuera la configuración Inversora
   b) -2,7 mV
   c) -0,27mV
   d) 27mV

103) Si se desea obtener Vo= 3V1+2V2+V3, se debe utilizar la configuración:
   a) Inversora con Rr= 30kΩ, R1=10KΩ, R2=15KΩ y R3=30KΩ
   b) No-Inv, con iguales valores para las resistencias de a).
   c) Inv. con Rr= 10kΩ, R1=30KΩ, R2=20KΩ y R3=10KΩ
   d) No- Inv con iguales valores para las resistencias de a) y Rx= 6K

104) El amplificador básico en configuración Inversora:
   a) Rara vez se lo utiliza porque desfasa la salida
   b) Tiene ganancia > y < que la unidad.
   c) Tiene como ventaja, su alta impedancia de entrada
   d) Ninguna opción es válida

105) Con respecto a la ganancia de tensión en un amplificador inversor:
   a) Está dada por la relación entre las resistencias externas y la ganancia de lazo abierto del AO
   b) Se configura sólo con la resistencia de realimentación
   c) Se adopta un valor de Re y se calcula Rr como el cociente entre Re/Av
   d) Está dada por la relación entre Rr/Re

106) En un circuito buffer o seguidor de emisor:
   a) Las resistencias de realimentación y entrada son iguales
   b) Siempre se utiliza en configuración inversora
   c) La resistencia de realimentación es nula
   d) Las impedancias de entrada y salida son iguales

107) Si se aplica una señal diente de sierra (25mVpp) a un AO en configuración inversora con Rr=100KΩ, a la salida obtiene:
   a) Una señal invertida de 1V de amplitud, si Re=40kΩ
   b) Una señal con la misma fase, 1V de amplitud con Re=2,5 kΩ
   c) Una señal invertida de 100mV de amplitud, si Re=2,5kΩ
   d) Ninguna opción es correcta

108) Acerca del AO en configuración no inversora
   a) La Ganancia de tensión en lazo abierto es despreciable
   b) La impedancia de salida es muy grande
   c) La impedancia de entrada es muy grande

d) Funciona como atenuador

109) Se aplica una señal senoidal a un AO en configuración inversora de Av=0.1, ¿cómo resulta la salida?
   a) Amplificada e invertida
   b) Atenuada y en fase
   c) Atenuada e invertida
   d) Amplificada y en fase

110) En el circuito sumador no inversor:
   a) La Ganancia no está determinada por Rx
   b) La Ganancia es siempre unitaria
   c) La salida del circuito está dada por la suma de las tensiones de entrada afectadas por un factor independiente de las Ri de la entrada
   d) Todas son correctas

111) Dada una tensión de entrada de +2,5 V se puede obtener una tensión de + 15 V utilizando:
   a) Un amplificador inversor
   b) Un amplificador no inversor
   c) Un circuito buffer
   d) Un sumador no inversor

112) El cortocircuito virtual, se da:
   a) Sólo en la configuración Inversora porque tiene la entrada No inversora a masa.
   b) En todas las aplicaciones con AO.
   c) Por efecto de la realimentación negativa.
   d) Porque las corrientes de entrada al operacional son nulas, por su elevada impedancia.

113) El cortocircuito virtual:
   a) Solo se aplica a un tipo de realimentación
   b) Es equivalente a tierra virtual
   c) Está presente sólo en la configuración Inversora
   d) Es debida a la alta impedancia de entrada del operacional

114) El seguidor de tensión tiene:
   a) Resistencia de entrada igual a la de realimentación
   b) Resistencia de realimentación, tendiendo a infinito
   c) Resistencia de realimentación nula
   d) Impedancia de entrada en lazo cerrado pequeña

115) El seguidor de tensión tiene:
   a) Resistencia de entrada igual a la de realimentación
   b) Impedancia de entrada baja
   c) Resistencia desde entrada No inversora a masa, nula
   d) Impedancia de salida en lazo cerrado pequeña

116) El amplificador básico en configuración Inversora:
   a) Rara vez se lo utiliza porque desfasa la salida
   b) Tiene sólo ganancia < que la unidad

c) Es muy utilizado, y permite modificaciones que permiten atenuar sus desventajas.
d) Ninguna opción es válida

117) El amplificador básico en configuración Inversora:
a) Rara vez se lo utiliza porque desfasa la salida
b) Tiene sólo ganancia < que la unidad.
c) Tiene impedancia de entrada menor que la configuración No Inversora
d) Ninguna opción es válida

118) En la configuración No Inversora:
a) La corriente de polarización no produce errores de offset en la salida
b) Si la Iio es nula, no se produce errores de offset por corriente de polarización.
c) La corriente de polarización IB, es nula por la alta impedancia de la configuración
d) Ninguna opción es correcta.

119) Un AO LM741 tiene valores de IB= 80nA y Iio= 3nA, si se lo configura como amplificador en Configuración Inversora con Rr= 100KΩ y R1= 10KΩ, se afecta la salida en:
a) -0.3mV
b) 3 mV
c) -8 mV
d) 0.8 mV

120) Para compensar el efecto de la corriente de polarización en la configuración amplificadora No- Inversora se debe utilizar:
a) Un potenciómetro de 10KΩ o 25 KΩ, dependiendo del operacional, en la resistencia conectada a masa.
b) Una resistencia en la entrada No- Inversora de igual valor que Rr
c) Una resistencia en la entrada Inversora
d) Los pines de offset Null, si el AO los dispone.

121) Si se configura el AO, en configuración No Inversora
a) La tensión de offset desplaza la salida en corriente continua
b) La Vio se refleja a la salida con la misma ganancia de la configuración.
c) La compensación de offset debida a Ib, no se realiza por su elevada impedancia de entrada
d) La compensación de offset debida a Vio, no se realiza en esta configuración.

122) En la configuración No Inversora, siendo R2=12KΩ y R1=1KΩ:
a) El offset debido a una Vio= 100mV, es de -1.2 V
b) Para una Vin= 0.2V y Vio= 100mV, la tensión de salida vale 2.6 V
c) El offset debido a una Iio= 60 nA, con resistencia de compensación es de -0.6mV
d) Ninguna opción es correcta

123) Indique la respuesta incorrecta
a) Conectando una resistencia en la entrada No inversora en el Amplificado Inversor, se corrige el offset debido a la corriente de polarización.
b) Algunos AO disponen de terminales para la compensación del offset.

c) El offset en el AO, ocurre incluso cortocircuitando los terminales de entrada entre sí.
d) La compensación de offset se realiza sólo en la configuración inversora

124)Con respecto al Offset
a) Los valores típicos de corriente de polarización están en el orden del nA.
b) La corriente de Offset es el promedio de las corrientes de polarización de las dos entradas del AO
c) En la tensión de salida, se corrige en todos AO de igual modo si es debida a Vio o Ib.
d) Las opciones a) y c), son correctas.

125)La tensión de offset de salida debida a Vio, en un amplificador en configuración No- Inversora:
a) No requiere corrección por la Ze elevada
b) Se corrige de igual modo que en la configuración Inversora
c) Se corrige con el agregado de un resistor en la pata No-Inversora
d) Ninguna opción es válida

126)Las correcciones de offset en los amplificadores:
a) No requieren de componentes extra, porque tienen corrección interna de offset.
b) Deben corregirse, para evitar que el AO sature o desplace la salida en corriente continua.
c) Solo se corrigen si está realimentado en forma negativa.
d) Si la señal de entrada solo tiene componentes de corriente alterna, no es necesaria su corrección.

127)Si la tensión de off set de entrada de un AO es de 10mV, y este se lo utiliza en amplificador en configuración Inversora con ganancia = -10, la tensión de salida se desplaza en:
a) 100mV
b) -110mV
c) 10 mV
d) 110 mV

128)Con respecto al Offset
a) Los valores típicos de corriente de polarización están en el orden del mA.
b) La corriente de Offset es la diferencia de las corrientes de polarización de las dos entradas del AO e indica la asimetría de los componentes internos
c) La tensión de offset de salida debida a IB no requiere corrección en la configuración No Inversora, por su elevada impedancia de entrada.
d) En la tensión de salida, se corrige en todos AO de igual modo si es debida a Vio o IB.

129)Con respecto al Offset
a) Los valores típicos de corriente de polarización están en el orden del mA.
b) La tensión de offset de salida debida a IB no requiere corrección en la configuración No Inversora, por su elevada impedancia de entrada.
c) IB es el promedio de las corrientes de polarización de entrada
d) En la tensión de salida, se corrige en todos AO de igual modo si es debida a Vio o IB.

130)Si se configura el AO, en configuración No Inversora
   a) La tensión de offset desplaza siempre la salida, saturándolo.
   b) La Vio se refleja a la salida con la ganancia de la configuración inversora.
   c) La compensación de offset debida a IB, no se realiza por su elevada impedancia de entrada
   d) La compensación de offset debida a Vio, no se realiza en esta configuración.

131)Si se configura el AO, en configuración No Inversora
   a) La tensión de offset desplaza siempre a la salida, llevándolo a la saturación
   b) La compensación de offset debida a IB, no se realiza por su elevada impedancia de entrada
   c) La compensación de offset debida a IB, se realiza de manera similar que la configuración inversora, pero en la entrada No Inversora.
   d) La compensación de offset debida a Vio, no se realiza en esta configuración.

132)En la configuración No Inversora, siendo R2=12KΩ y R1=1KΩ:
   a) El offset debido a una Vio= 10mV, es de -1.2 V
   b) Para una Vin= 0.2V y Vio= 100mV, la tensión de salida vale 2.6 V
   c) El offset debido a una Iio= 50 nA con resistencia de compensación, es de -0.6mV
   d) Ninguna opción es correcta

133)La RRMC en un amplificador sustractor con un único AO, es generalmente dependiente de:
   a) El valor de la resistencia del lazo de realimentación.
   b) La tolerancia de los resistores
   c) La RRMC del operacional a lazo abierto
   d) Ninguna opción es válida.

134)El amplificador diferencial básico:
   a) Podría considerarse como un amplificador de instrumentación.
   b) Tiene una impedancia de entrada igual a la del AO a lazo abierto.
   c) Es el más adecuado para amplificar la salida de un puente de medición.
   d) Ninguna opción es válida.

135)En un amplificador sustractor con un único AO:
   a) Las resistencias difícilmente se pueden ajustar para logar una muy alta RRMC
   b) Si se utiliza un AO con elevada RRMC, la desadaptación de los resistores no interfiere en la RRMC del diferenciador.
   c) La impedancia de entrada al modo común es elevada.
   d) Es posible ajustar la ganancia de modo diferencial, modificando sólo la resistencia de realimentación sin alterar la RRMC.

136)Un amplificador sustractor básico:
   a) Presenta una impedancia de entrada del orden de la Ze del AO a lazo abierto.
   b) Presenta una impedancia de entrada igual a la suma de las resistencias de entrada.
   c) La impedancia de salida es la resistencia de realimentación.
   d) Es el adecuado para amplificar señales bioeléctricas.

137)Un amplificador de diferencial de 2 AO por adición se diferencia con el diferencial clásico en:
   a) Que presenta una Ze de modo diferencial mayor
   b) La RRMC, resultando mayor para la misma tolerancia de los resistores
   c) Utilizar 2 AO en vez de uno, otorgando la misma RRMC
   d) Ninguna de las opciones es válida

138)El amplificador diferencial que utiliza dos AO:
   a) Presenta alta impedancia de entradas
   b) Tiene una RRMC menor que el amplificador diferencial de dos AO por adición.
   c) Es impráctico, por su baja RRMC.
   d) Ninguna opción es correcta.

139)Si se compara el amplificador diferencial básico, con el de dos operacionales:
   a) Ambos tienen la misma RRMC, con igualdad de tolerancia de los resistores.
   b) Presentan la misma RRMC, con diferentes RRMC de los AOs a lazo abierto.
   c) Sólo se diferencian en la impedancia de entrada.
   d) Ninguna opción es válida

140)Si necesita amplificar la tensión de desbalance de un puente de medición, utilizaría un amplificador:
   a) Sustractor básico, porque es simple, eficiente y de bajo costo.
   b) NO Inversor, porque ofrece alta impedancia de entrada
   c) De dos AO por adición, porque presenta una elevada RRMC.
   d) Ninguna opción es válida

141)Cuál es la desventaja de un amplificador diferencial básico.
   a) Impedancia de entrada.
   b) RRMC.
   c) Impedancia de salida.
   d) Ganancia de modo diferencial.

142)Que amplificador diferencial tiene mayor impedancia de entrada:
   a) Amplificador Diferencial Básico.
   b) Amplificador Diferencial por Adición
   c) Sustractor de dos amplificadores operacionales.
   d) Es relativo, depende del valor de las resistencias.

143)¿Cuál es la ventaja del sustractor de dos amplificadores operacionales por sobre el amplificador diferencial por adición y el amplificador diferencial básico?
   a) RRMC.
   b) Impedancia de entrada.
   c) Amplificador de modo común.
   d) Ninguna de las opciones es válida

144)¿Cuál de los siguientes amplificadores diferenciales, es una combinación de amplificador inversor y no inversor?
   a) Amplificador diferencial con un amplificador operacional
   b) Amplificador diferencial con dos amplificadores operacionales
   c) Amplificador diferencial con tres amplificadores operacionales
   d) Amplificador diferencial con cuatro amplificadores operacionales

145) Siendo la tensión diferencial de entrada de -1V y el voltaje de salida de 17V, calcular la ganancia de voltaje de bucle cerrado del amplificador diferencial básico:
   a) 17
   b) 34
   c) -17
   d) 14

146) La ganancia del amplificador diferencial básico es la misma que la del:
   a) El amplificador no inversor
   b) Amplificador sustractor de 2 AOs
   c) El amplificador diferencial por adicción
   d) Ninguna opción es correcta

147) La ganancia de un amplificador no inversor es igual a:
   a) Amplificador diferencial básico.
   b) Sustractor de tres operacionales.
   c) Amplificador diferencial por adicción.
   d) Ninguna opción es correcta.

148) En un amplificador diferencial, la RRMC está limitada principalmente por:
   a) La RRMC del amplificador operacional
   b) El producto de ganancia del ancho de banda
   c) Voltajes de alimentación.
   d) Tolerancia de resistencias

149) En los circuitos sustractores la RRMC de los amplificadores operacionales es, respecto a la RRMC de los resistores:
   a) Elevada
   b) Pequeña
   c) Igual
   d) Muy pequeña.

150) El amplificador diferencial que utiliza dos AOs, se caracteriza principalmente porque:
   a) Presenta alta impedancia de salida
   b) La RRMC de los AOs tiene una mayor incidencia en la RRMC total del circuito, que en el amplificador instrumental de 3 AOs.
   c) Tiene una RRMC menor que el amplificador diferencial básico.
   d) Es impráctico, por su baja impedancia de entrada.

151) La etapa de entrada de un amplificador de instrumentación es conveniente que tenga:
   a) Alta CMRR
   b) Dos buffers para otorgar alta Ze
   c) Un amplificador diferencial con ganancia unitaria
   d) Toda la ganancia de modo diferencial

152) El amplificador de instrumentación tiene generalmente un valor alto de:
   a) Impedancia de salida
   b) Impedancia de entrada y RRMC
   c) Tensión de alimentación
   d) Ninguna opción es válida

153) En el amplificador de instrumentación de tres operacionales, la ganancia de tensión diferencial está producida normalmente por

a) La primera etapa
b) La segunda etapa
c) La desadaptación de las resistencias
d) Ninguna opción es del todo válida

154) Los amplificadores de instrumentación se aplican extensamente en aplicaciones biomédicas porque:
a) Tienen una impedancia de entrada muy elevada
b) Son monolíticos, y de reducido tamaño.
c) La RRMC es independiente de la tolerancia de las resistencias
d) Todos los equipamientos biomédicos trabajan con señales diferenciales.

155) Si en el amplificador de instrumentación se reemplaza la etapa de entrada por dos buffers:
a) Se eleva la RRMC, porque carece de resistencias que aparear.
b) La RRMC, se disminuye
c) Se aumenta la Ze, sin modificar la RRMC
d) Ninguna opción es válida

156) Para formar un amplificador de instrumentación básico se requiere
a) Un amplificador operacional con cierta configuración en la realimentación
b) Dos amplificadores operacionales y siete resistores
c) Tres amplificadores operacionales y cuatro resistores
d) Tres amplificadores operacionales y siete resistores

157) En el amplificador de instrumentación de tres operacionales, la RRMC:
a) Se logra ajustar con un único potenciómetro en la primera etapa
b) De la primera etapa, es la que define la RRMC total.
c) Es totalmente independiente de la RRMC de los operacionales.
d) Ninguna opción es válida

158) Típicamente, un amplificador de instrumentación integrado utiliza un resistor externo para:
a) Establecer la impedancia de entrada
b) Ajustar la ganancia de voltaje diferencial
c) Ajustar la ganancia de corriente
d) Calibrar la RRMC

159) Los amplificadores de instrumentación se utilizan principalmente en:
a) Ambientes muy ruidosos
b) Todos los equipos biomédicos
c) Instrumentos de prueba
d) Circuitos de filtrado

160) En un amplificador de instrumentación como es la ganancia de modo común en la etapa de pre amplificación:
a) Grande.
b) Pequeña.
c) Unitaria.
d) Muy grande.

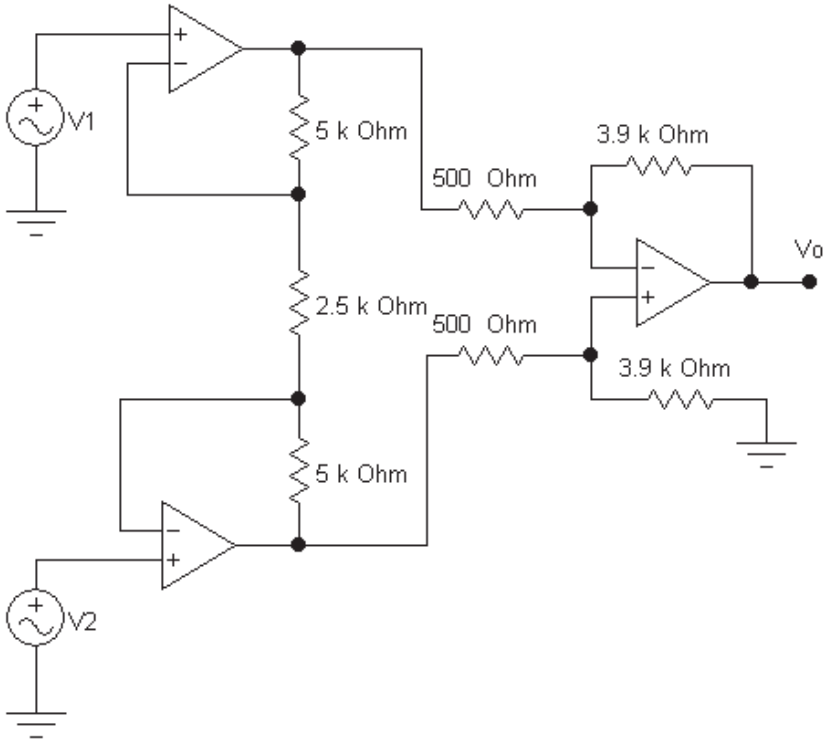
161) Para una ganancia de modo diferencial igual a 200, como debe distribuirse la ganancia en un amplificador de instrumentación para obtener la mayor RRMC:
a) Toda la ganancia en la 2° etapa.
b) Una ganancia de 20 en la 1° etapa y 10 en la 2° etapa.
c) Toda la ganancia en la 1° etapa.

d) Una ganancia de 10 en la 1° etapa y 20 en la 2° etapa.

162) ¿Por qué se prefieren los amplificadores de instrumentación para aplicaciones industriales y de instrumentación?
   a) La resistencia de entrada es baja
   b) Produce una salida amplificada
   c) Amplifica el voltaje de entrada individual
   d) Rechaza el voltaje de modo común

163) Un amplificador de instrumentación tiene un alta:
   a) Impedancia de salida
   b) Ganancia de potencia
   c) RRMC
   d) Tensión de alimentación

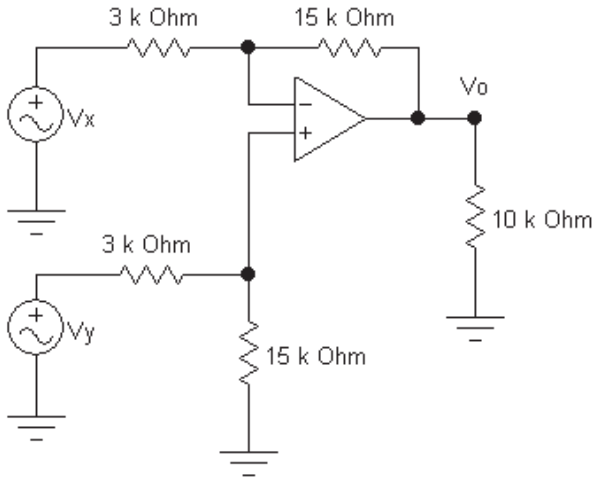
164) Determine el voltaje de salida del circuito. Donde V_1 = 4.8 Vpp y V_2 =5 Vpp.



   a) Vo= 7.8 Vpp.
   b) Vo= 4.68 Vpp.
   c) Vo=3.12 Vpp.
   d) Vo=2.56 Vpp.

165) Las señales comunes a las dos entradas en la primera etapa de un amplificador de instrumentación de 3 A.O (Pre amplificación), son amplificados por ganancia igual a:
   a) $G = \left(1 + \frac{2 \cdot R2}{R1}\right)$
   b) G=1
   c) G=0
   d) Ninguna opción es correcta

166) Calcule el voltaje de salida. Si V_x = 3.9Vpp y V_y = 5.5 Vpp onda sinusoidal a 1kHz para el siguiente circuito.



a) Onda sinusoidal de 11 Vpp a 1KHz
b) Onda sinusoidal de 8Vpp Vpp a 1KHz
c) Onda sinusoidal de 10 Vpp a 1KHz
d) Onda sinusoidal de 6 Vpp a 1KHz

167)Un amplificador de instrumentación se emplea para amplificar señales:
a) Señales continuas.
b) Señales alternas.
c) Señales Pequeñas.
d) Todas las opciones son correctas.

168)Si se desea medir la RRMC de un amplificador de instrumentación en el laboratorio de forma práctica únicamente, ¿qué debo medir?
a) Ganancia de tensión de modo diferencial y común.
b) Impedancia de entrada
c) La RRMC de la segunda etapa.
d) Sólo la ganancia de modo común.

169)Los amplificadores de instrumentación se aplican extensamente en aplicaciones biomédicas porque:
a) Presenta una alta impedancia de salida
b) Tienen muy alto rechazo a señales de modo común.
c) La RRMC es independiente de la tolerancia de las resistencias
d) Ninguna opción es del todo correcta.

170)Los amplificadores de instrumentación se aplican extensamente en aplicaciones biomédicas porque:
a) Son monolíticos y de bajo costo.
b) Presentan una RRMC dependiente de un único resistor externo.
c) La RRMC es independiente de la tolerancia de las resistencias
d) Las señales bioeléctricas, son diferenciales

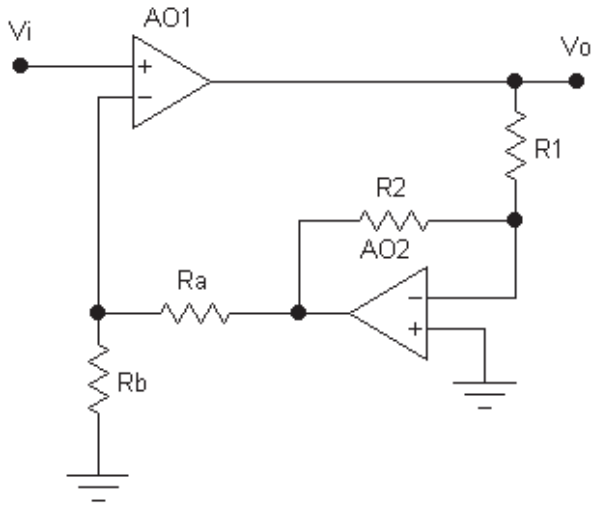
171)En el amplificador de instrumentación de tres operacionales, la RRMC:
a) Se logra ajustar con un único potenciómetro en la primera etapa
b) De la primera etapa, es la que define la RRMC total.
c) Es menor que en el sustractor de dos operacionales, porque tiene mayor influencia la RRMC de los tres operacionales.
d) Se puede ajustar manualmente en el resistor de la segunda etapa que conecta a masa.

Solución:

1) c)	30) c)	59) d)	88) b)	117) c)	146) d)
2) a)	31) c)	60) d)	89) a)	118) d)	147) d)
3) b)	32) d)	61) c)	90) d)	119) a)	148) d)
4) b)	33) a)	62) c)	91) c)	120) d)	149) a)
5) d)	34) e)	63) b)	92) b)	121) a)	150) b)
6) c)	35) a)	64) c)	93) c)	122) a)	151) d)
7) d)	36) d)	65) b)	94) c)	123) d)	152) b)
8) d)	37) c)	66) a)	95) b)	124) a)	153) a)
9) c)	38) b)	67) b)	96) b)	125) d)	154) a)
10) e)	39) a)	68) c)	97) a)	126) b)	155) b)
11) d)	40) b)	69) e)	98) c)	127) d)	156) d)
12) d)	41) c)	70) d)	99) c)	128) b)	157) d)
13) d)	42) b)	71) b)	100) b)	129) c)	158) b)
14) c)	43) e)	72) b)	101) d)	130) b)	159) a)
15) d)	44) b)	73) b)	102) c)	131) c)	160) c)
16) d)	45) b)	74) b)	103) d)	132) c)	161) c)
17) c)	46) c)	75) d)	104) b)	133) b)	162) d)
18) d)	47) a)	76) a)	105) d)	134) d)	163) c)
19) d)	48) a)	77) d)	106) c)	135) a)	164) a)
20) b)	49) a)	78) a)	107) d)	136) b)	165) b)
21) c)	50) c)	79) c)	108) c)	137) d)	166) b)
22) a)	51) c)	80) a)	109) c)	138) a)	167) d)
23) a)	52) d)	81) d)	110) a)	139) d)	168) a)
24) d)	53) d)	82) d)	111) b)	140) d)	169) b)
25) a)	54) a)	83) b)	112) c)	141) a)	170) d)
26) b)	55) b)	84) d)	113) a)	142) c)	171) d)
27) d)	56) d)	85) a)	114) c)	143) b)	
28) a)	57) c)	86) c)	115) d)	144) b)	
29) c)	58) c)	87) c)	116) c)	145) c)	

Problema 1

Sea el siguiente esquema circuital, hallar la expresión de la tensión de salida Vo.



Solución:

Se plantea las ecuaciones correspondientes a los terminales de entrada de los amplificadores operacionales AO1 y AO2.

$$Vp\ AO2 = 0V$$

$$Vn\ AO2 = \frac{R2}{R1+R2} * Vo + \frac{R1}{R1+R2} * VoAO2$$

$$VpAO1 = Vi$$

$$VnAO1 = \frac{Rb}{Ra+Rb} * VoAO2$$

Ambos AOs se hallan realimentados negativamente, resultando Vd=Vp-Vn=0V, por lo cual Vn=Vp. Igualando las expresiones de Vn y Vp, resulta:

$$Vp\ AO2 = 0V = Vn\ AO2 = \frac{R2}{R1+R2} * Vo + \frac{R1}{R1+R2} * VoAO2 \Rightarrow Vo\ AO2 = -\frac{R2}{R1} * Vo$$

$$VpAO1 = Vi = VnAO1 = \frac{Rb}{Ra+Rb} * VoAO2$$

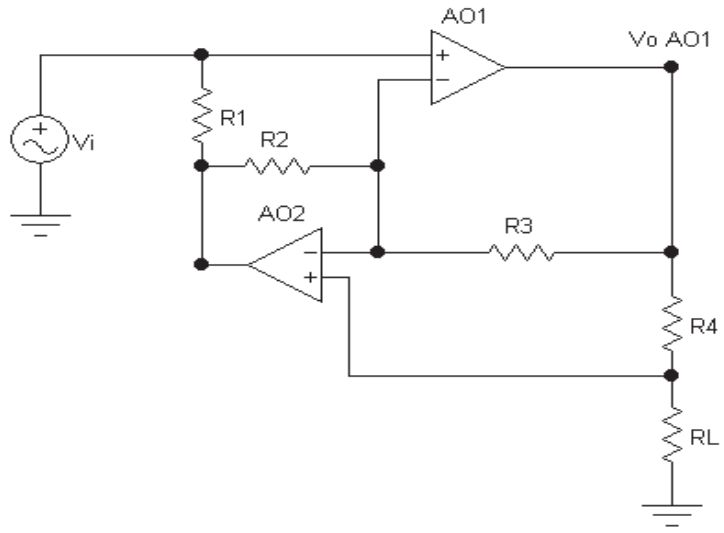
Reemplazando en esta última ecuación la expresión de Vo AO2, resulta:

$$Vi = \frac{Rb}{Ra+Rb} * \left(-\frac{R2}{R1} * Vo\right) \Rightarrow \boldsymbol{Vo = -\frac{R2}{R1} * \left(1 + \frac{Ra}{Rb}\right) * Vi}$$

Problema 2

Determinar para el siguiente circuito:

a) Vo AO1.
b) Vo AO2.
c) La impedancia de entrada que ve la señal de entrada Vi.



Solución:

a) Se plantea las tensiones de entrada del AO2:

$$Vp\ AO2 = \frac{RL}{RL + R4} * Vo\ AO1$$

$$Vn\ AO2 = \frac{R2}{R2 + R3} * Vo\ AO1 + \frac{R3}{R2 + R3} * VoAO2$$

Siendo la realimentación negativa Vp=Vn, igualando las ecuaciones anteriores se obtiene Vo AO2:

$$\frac{RL}{RL + R4} * Vo\ AO1 = \frac{R2}{R2 + R3} * Vo\ AO1 + \frac{R3}{R2 + R3} * VoAO2 \Rightarrow Vo\ AO2$$

$$Vo\ AO2 = \left(\frac{RL}{RL + R4} - \frac{R2}{R2 + R3}\right) * \left(\frac{R2 + R3}{R3}\right) * Vo\ AO1$$

De igual modo, se plantean ahora las tensiones de entrada del AO1:

$$Vp\ AO1 = Vi$$

$$Vn\ AO1 = \frac{R2}{R2 + R3} * Vo\ AO1 + \frac{R3}{R2 + R3} * VoAO2 = Vn\ AO2$$

Siendo la realimentación negativa Vp=Vn, igualando las ecuaciones anteriores se obtiene Vo AO1:

$$Vo\ AO1 = \left(Vi - \frac{R3}{R2+R3} * Vo\ AO2\right) * \left(\frac{R2+R3}{R2}\right)$$

Reemplazando en esta última ecuación, la expresión de Vo AO2, y operando se obtiene:

$$\boldsymbol{Vo\ AO1 = \left(1 + \frac{R4}{RL}\right) Vi}$$

b)

Volviendo sobre la ecuación de Vo AO2 y reemplazando la tensión de Vo AO1, resulta:

$$Vo\ AO2 = \left(\frac{RL}{RL+R4} - \frac{R2}{R2+R3}\right) * \left(\frac{R2+R3}{R3}\right) * Vo\ AO1$$

$$Vo\ AO2 = \left(\frac{RL}{RL+R4} - \frac{R2}{R2+R3}\right) * \left(\frac{R2+R3}{R3}\right) * \left(1 + \frac{R4}{RL}\right) Vi$$

Operando, queda:

$$\boldsymbol{Vo\ AO2 = \left(1 + \frac{R2 * R4}{R3 * RL}\right) * Vi}$$

c)

$$\boldsymbol{Rin = \frac{Vi}{Ii} = \frac{Vi}{\frac{(Vi - Vo\ AO2)}{R1}} = \frac{Vi * R1}{Vi - \left(Vi - \frac{R2 * R4}{R3 * RL} * Vi\right)} = \frac{R1 * R3 * Rl}{R2 * R4}}$$

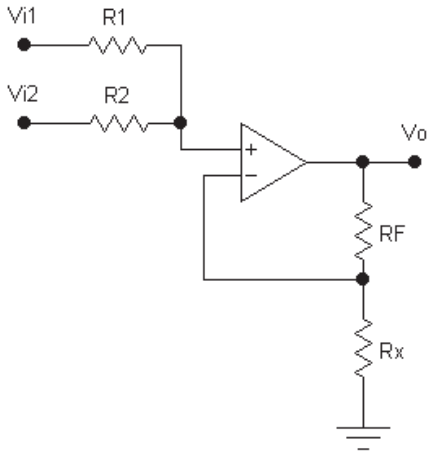
Problema 3

Diseñar un circuito con amplificador operacional que permita realizar la siguiente operación: Vo=15*Vi1+10*Vi2.

Solución:

La configuración que permite realizar esta operación es la configuración No Inversora sumadora. La misma a diferencia de la configuración No Inversora básica no otorga alta impedancia de entrada, pero permite realizar la operación sin inversión de fase.

A continuación, se dibuja la configuración circuital:



Solución:

Se calcula las tensiones de los terminales de entrada del AO, aplicando el principio de superposición:

$$Vp = \frac{R2}{R2+R1} * Vi1 + \frac{R1}{R2+R1} * Vi2$$

$$Vn = \frac{Rx}{Rx+RF} * Vo$$

Siendo la realimentación negativa, entonces Vp=Vn:

$$\frac{R2}{R2+R1} * Vi1 + \frac{R1}{R2+R1} * Vi2 = \frac{Rx}{Rx+RF} * Vo \Rightarrow Vo$$

$$Vo = \frac{(Rx+RF)}{Rx} * \left[\frac{R2}{(R2+R1)} * Vi1 + \frac{R1}{(R2+R1)} * Vi2\right]$$

Siendo:

$$(RF+Rx) = \frac{RF*Rx}{(RF \parallel Rx)} \;\; y \;\; (R1+R2) = \frac{R1*R2}{(R1 \parallel R2)}$$

Y reemplazando estas igualdades en la ecuación de Vo, se obtiene:

$$Vo = \frac{RF}{(RF \parallel Rx)} * \left[\frac{R2*(R1 \parallel R2)}{R1} * Vi1 + \frac{R1*(RF \parallel Rx)}{R2} * Vi2\right]$$

Haciendo:

$$Rp = (R2 \parallel R1) = (RF \parallel Rx)$$

La ecuación de Vo, se reduce a:

$$\boldsymbol{Vo = \frac{RF}{R1} * Vi1 + \frac{RF}{R2} * Vi2}$$

Para el diseño, se inicia adoptando la resistencia de realimentación RF y luego se calculan las resistencias R1 y R2, según la ganancia de cada entrada.

Se adopta RF >>Zs AO. Por ejemplo, **RF=15KΩ**, luego R1 y R2 resultan:

$$Vo = \frac{RF}{R1} * Vi1 + \frac{RF}{R2} * Vi2 = 15 * Vi1 + 10 * Vi2$$

$$\boldsymbol{R1 = \frac{RF}{15} = \frac{15K\Omega}{15} = 1K\Omega}$$

$$\boldsymbol{R2 = \frac{RF}{10} = \frac{15K\Omega}{10} = 1.5K\Omega}$$

Por otro lado, se debe calcular Rx. El mismo se obtiene despejándolo de la siguiente ecuación:

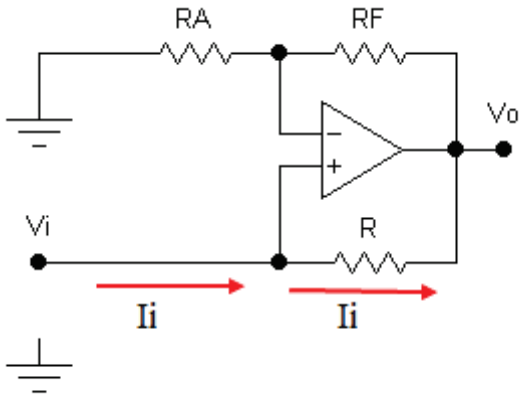
$$Rp = (R2 \parallel R1) = (RF \parallel Rx) \Rightarrow Rx = \frac{RF * Rp}{(RF - Rp)}$$

Con los valores de R1 y R2, se calcula Rp y luego Rx:

$$Rp = (R2 \parallel R1) = 600\Omega$$
$$\boldsymbol{Rx} = \frac{RF * Rp}{(RF - Rp)} = \boldsymbol{625\Omega}$$

Problema 4

Demuestre que el siguiente circuito es un convertidor negativo de resistencia (impedancia en el caso más general) y pudiendo utilizarse para cancelar una resistencia positiva no deseada.



Solución:

El amplificador operacional está realimentado negativamente, y en consecuencia Vd=0, luego resulta Vn=Vp=Vi

$$Vn = \frac{RA}{(RA + RF)} * Vo = Vp = Vi \Rightarrow Vo = \left(1 + \frac{RF}{RA}\right) * Vi$$

Luego, la resistencia de entrada resulta:

$$Rin = \frac{Vi}{Ii}$$

Siendo:

$$Vi = Ii * R + Vo$$

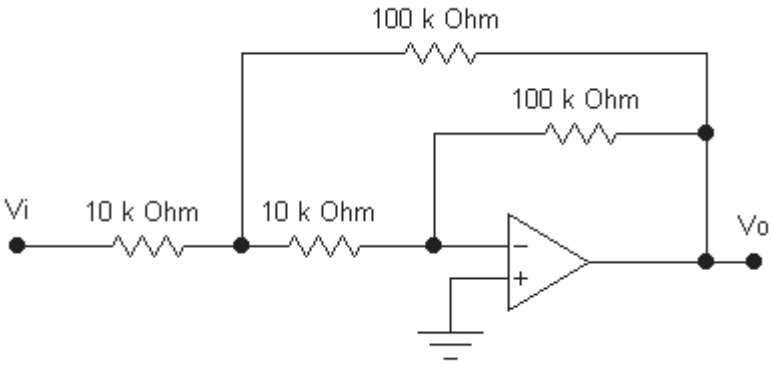
Reemplazando ahora, en esta última ecuación Vo, queda:

$$Vi = Ii * R + Vo = Ii * R + \left(1 + \frac{RF}{RA}\right) * Vi = Ii * R + Vi + \frac{RF}{RA} * Vi \Rightarrow$$
$$Ii * R + \frac{RF}{RA} * Vi = 0 \Rightarrow \frac{\boldsymbol{Vi}}{\boldsymbol{Ii}} = -\frac{\boldsymbol{R * RA}}{\boldsymbol{RF}} = \boldsymbol{Rin}$$

Cabe destacar que reemplazando R por una impedancia Z, el circuito desarrolla una impedancia negativa.

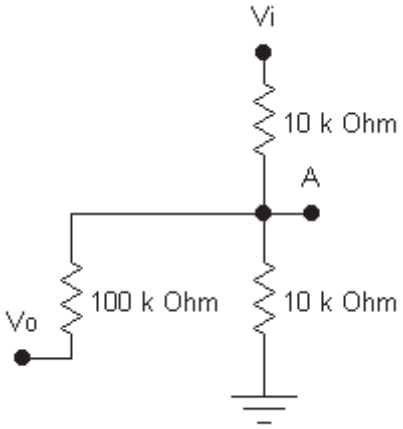
Problema 5

Hallar para el circuito dado, la ganancia de tensión.



Solución:

La realimentación es negativa, por lo cual Vn=Vp=0V
Se calcula la tensión en el nodo A, aplicando el principio de superposición:



$$VA = V1\ (haciendo\ Vo = 0) + V2(haciendo\ Vi = 0)$$

$$VA = \frac{(100K\Omega \parallel 10K\Omega)}{10K\Omega + (100K\Omega \parallel 10K\Omega)} * Vi + \frac{(10K\Omega \parallel 10K\Omega)}{100K\Omega + (10K\Omega \parallel 10K\Omega)} * Vo = \frac{Vo}{Av}$$

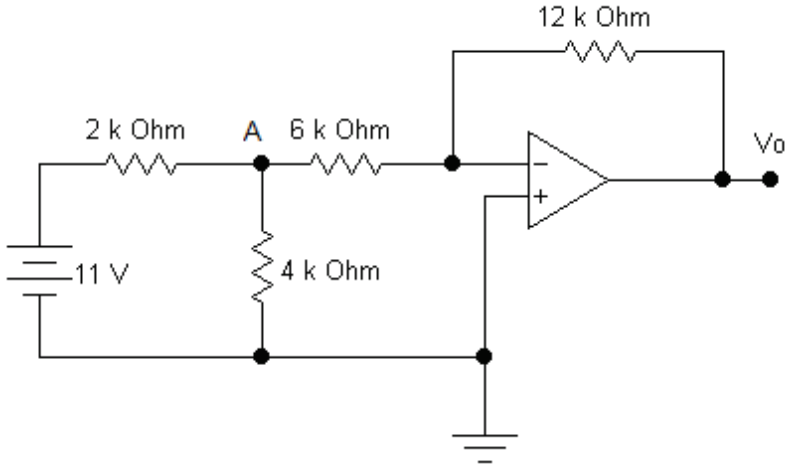
$$VA = \frac{(100K\Omega \parallel 10K\Omega)}{10K\Omega + (100K\Omega \parallel 10K\Omega)} * Vi + \frac{5K\Omega}{105K\Omega} * Vo = -\frac{Vo}{10}$$

$$\frac{\frac{10K\Omega * 100K\Omega}{10K\Omega + 100K\Omega}}{\frac{10K\Omega(10K\Omega + 100K\Omega) + 100K\Omega * 10K\Omega}{10K\Omega + 100K\Omega}} * Vi = -Vo * (\frac{1}{10} + \frac{5}{105}) \Rightarrow \frac{Vo}{Vi}$$

$$\boldsymbol{\frac{Vo}{Vi}} = -\frac{100 * 105}{21 * 155} = \boldsymbol{-3.22}$$

Problema 6

Para el siguiente circuito, determinar el valor de la tensión de salida Vo.



Solución:

Siendo la realimentación negativa Vd=Vp-Vn=0V, por lo cual Vn=Vp=0V.
Calculando la tensión del nodo A, resulta:

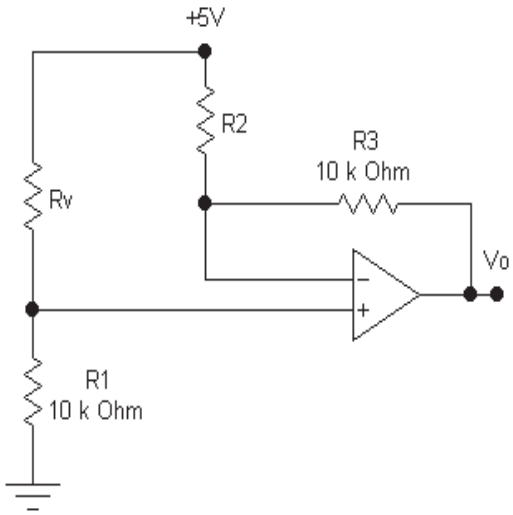
$$VA = \frac{(4K\Omega \parallel 6K\Omega)}{2K\Omega + (4K\Omega \parallel 6K\Omega)} * 11V = \frac{2.4K\Omega}{4.4K\Omega} * 11V \cong 6V$$

$$\boldsymbol{Vo} = -\frac{12K\Omega}{6K\Omega} * 6V = \boldsymbol{-12V}$$

Problema 7

El circuito de la figura se lo utilizar como fotómetro.
Como elemento sensor se utiliza una LDR que presenta una resistencia de Rv=100KΩ con 10Lux.

a) Calcule R2 para que Vo sea de 0V con 10Lux.
b) Calcule el valor de Rv que produce una Vo= 4V.



Solución:

a)

$$Vp = \frac{R1}{R1 + Rv} * 5V = \frac{10K\Omega}{10K\Omega + \mathrm{Rv}} * 5V$$

Se calcula Vn, aplicando el principio de superposición:

$$Vn = \frac{R2}{R2 + R3} * Vo + \frac{R3}{R2 + R3} * 5V$$

Siendo la realimentación negativa Vp=Vn, luego igualando las ecuaciones resulta:

$$Vn = \frac{R2}{R2 + R3} * Vo + \frac{R3}{R2 + R3} * 5V = Vp\, Vo = Vp\left(1 + \frac{R3}{R2}\right) - 5V * \frac{R3}{R2}$$

$$Vo$$

$$Vo = Vp\left(1 + \frac{R3}{R2}\right) - 5V * \frac{R3}{R2}$$

Para una intensidad luminosa de 10 Lux, el valor de Rv=100KΩ y resulta Vp:

$$Vp = \frac{R1}{R1 + Rv} * 5V = \frac{10K\Omega}{10K\Omega + 100\mathrm{K}\Omega} * 5V = 0.45V$$

Para Vo=0V, el valor de R2 resulta:

$$Vo = 0V = Vp\left(1 + \frac{R3}{R2}\right) - 5V * \frac{R3}{R2} = 0.45V\left(1 + \frac{10K\Omega}{R2}\right) - 5V * \frac{10K\Omega}{R2} \Rightarrow \boldsymbol{R2 = 101.11K\Omega}$$

b) Para Vo=4V y el valor calculado de R2, resulta Vp:

$$Vo = 4V = Vp\left(1 + \frac{R3}{R2}\right) - 5V * \frac{R3}{R2} = Vp\left(1 + \frac{10K\Omega}{101.11K\Omega}\right) - 5V * \frac{10K\Omega}{101.11K\Omega} \Rightarrow Vp = 4.09V$$

Siendo Vp:

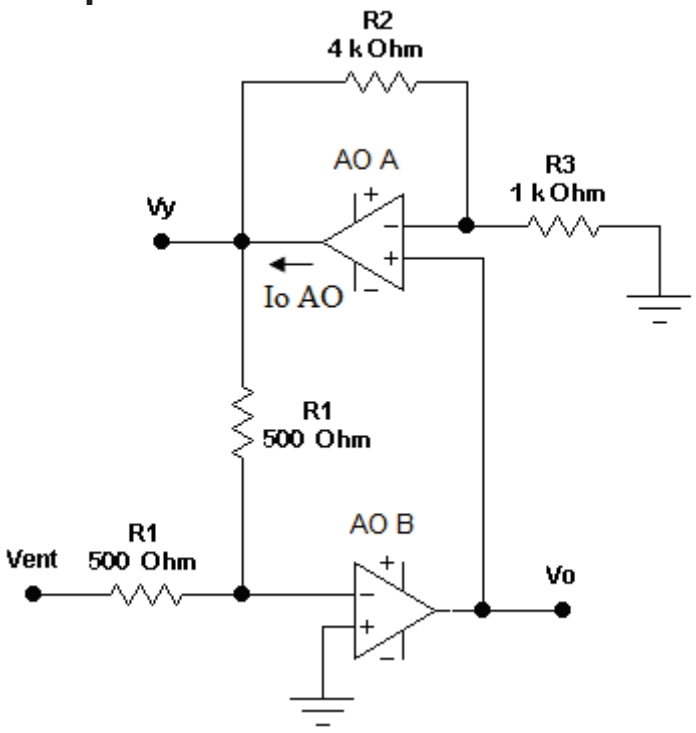
$$Vp = \frac{R1}{R1 + Rv} * 5V = \frac{10K\Omega}{10K\Omega + \mathrm{Rv}} * 5V \Rightarrow \boldsymbol{Rv = 2.22K\Omega}$$

Problema 8

Sea el siguiente circuito:

a) Obtenga la expresión de la tensión Vy en función de la tensión Vent.
b) Obtenga la expresión de la tensión Vy en función de la tensión Vsal.
c) Obtenga la expresión de la ganancia de tensión del circuito (Vsal/Vent).
d) Calcule la corriente de salida del amplificador operacional A (I_{OA}), para los valores de resistencias indicados del circuito, y suponiendo que el valor de la tensión de entrada es Vent = -8V.

e) Considere ahora que los amplificadores operacionales son ideales en todos sus parámetros, excepto en los siguientes: Vomáx=±14V; Iomáx=±25 mA, calcule el rango de variación de la tensión de entrada (Vent) para el cual ninguna de las salidas de los amplificadores operacionales se encuentra saturada.



Solución:

a) Los dos amplificadores operacionales están realimentados negativamente, por lo tanto, Vd=0 y Vn=Vp

Se calcula el potencial Vn del AO B, aplicando el principio de superposición:

$$Vn = \frac{Vent}{2} + \frac{Vy}{2}$$

$$Vn = \frac{Vent}{2} + \frac{Vy}{2} = Vp = 0 \Rightarrow \boldsymbol{Vy = -Vent}$$

b) En el AO A:

$$Vn = \frac{R3}{R3 + R2} * Vy \;\; y \; Vp = Vo, igualando \; ambas \; ecuaciones, resulta:$$

$$\frac{R3}{R3 + R2} * Vy = Vo \Rightarrow \boldsymbol{Vy = \left(1 + \frac{R2}{R3}\right) * Vo}$$

El AO A, es un amplificador en configuración inversora cuya señal de entrada es Vo y su salida es Vy.

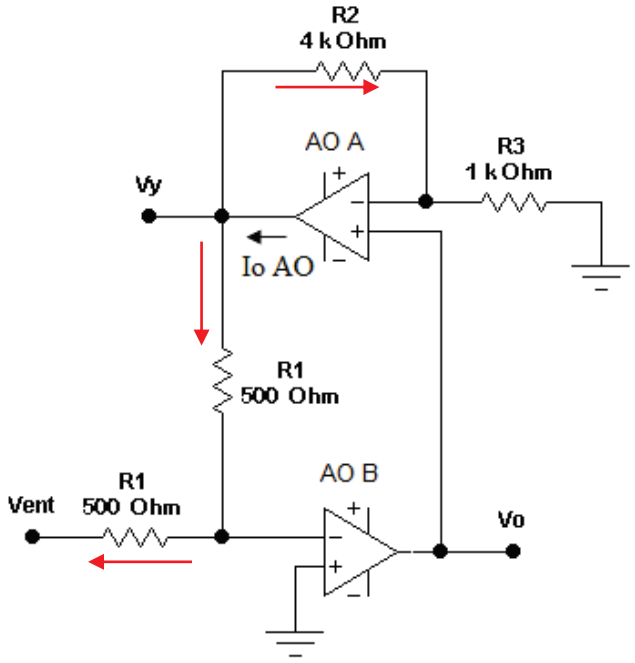
c) Reemplazando la ecuación de Vy hallada en el ítem a), Vo resulta:

$$Vy = -Vent = \left(1 + \frac{R2}{R3}\right) * Vo \Rightarrow \boldsymbol{\frac{Vo}{Vent} = -\left(\frac{R3}{R3 + R2}\right)}$$

d) Para Vent= -8V, el valor de Vo es:

$$Vo = -\left(\frac{R3}{R3+R2}\right) * Vent = -\left(\frac{1K\Omega}{1K\Omega+4K\Omega}\right) * (-8V) = 1.6V$$

Tal como se aprecia en el esquema circuital, se calculan las corrientes:



$$Ient = \frac{Vent}{R1} = \frac{-8V}{0.5K\Omega} = -16\,mA\,, \qquad IR1 = -Ient = 16mA$$

$$IR2 = \frac{Vy - Vo}{R2} = \frac{8V - 1.6V}{4K\Omega} = 1.6\,mA$$

$$\boldsymbol{Io\ AO\ A} = IR1 + IR2 = 16mA + 1.6mA = \boldsymbol{17.6\ mA}$$

e)

Para la máxima tensión de salida del amplificador operacional, se halla la Io máx:

$$Si\ Vo = 14V, luego\ Vent = -70V, \qquad IR1 = -\frac{Vent}{R1} = -\frac{-70V}{0.5K\Omega} = 140\,mA > Io\ AO = 25\,mA$$

Se plantea ahora por la máxima corriente admisible por el AO:

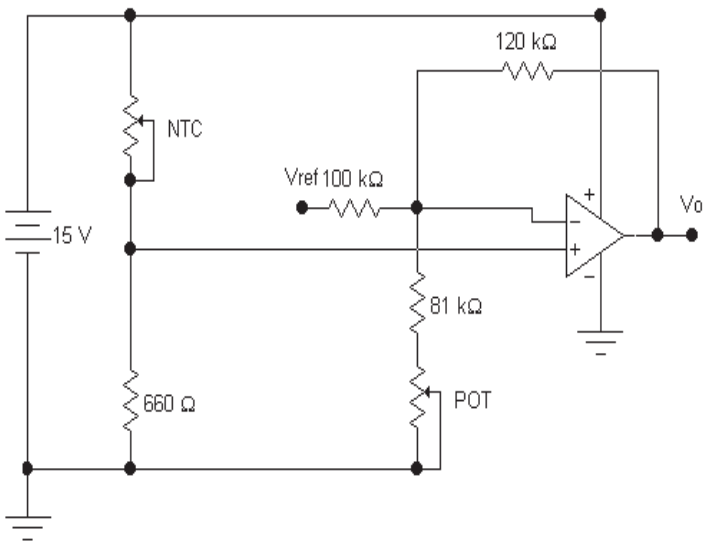
$$Si\ \boldsymbol{IoAO\ A = 25\ mA} = IR1 + IR2 = \frac{Vent}{0.5K\Omega} + \left(\frac{Vent}{4K\Omega} - \frac{Vent}{5 * 4K\Omega}\right) \Rightarrow \boldsymbol{Vent = \pm 11.36V}$$

$$\boldsymbol{Vy = -\pm 11.36V \quad y\ Vo = -\pm 2.272V}$$

Problema 9

El circuito de la figura permite medir la temperatura de un sistema térmico, a través de un termistor NTC. El mismo presenta una resistencia Ro= 1KΩ a To= 25ºC=298ºK, siendo $RT = Ro.e^{1000°K(\frac{1}{T}-\frac{1}{To})}$ (resistencia del termistor función de la temperatura T [ºK]).

c) Hallar la expresión de la tensión de salida Vo=f (RT, Vref).
d) Determinar el valor de Vref, de modo que a 0°C, la Vo sea nula. La función del POT es un ajuste fino.
e) Determine el rango de temperaturas [ºC] que permite sensar el circuito, en todo su rango dinámico del AO, siendo éste Rail-to-rail.



Solución:

a) Se plantea la ecuación del terminal positivo del AO:

$$Vp = \frac{660\Omega}{R\ NTC + 660\Omega} * 15V$$

Se plantea la ecuación de Kirchhoff de corriente en el nodo del terminal negativo del AO:

$$\frac{Vref - Vn}{100K\Omega} + \frac{Vo - Vn}{120K\Omega} = \frac{Vn}{81K\Omega}$$

Por ser la realimentación negativa, Vd= 0 resultando Vp=Vn. Reemplazando Vn por Vp, en la ecuación de corrientes y despejando Vo, queda:

$$Vo = -\frac{Vref * 120k\Omega}{100k\Omega} + Vp * \left(\frac{1}{81K\Omega} + \frac{1}{100K\Omega} + \frac{1}{120K\Omega}\right) * 120K\Omega$$

Reemplazando la ecuación de Vp, resulta:

$$\boldsymbol{Vo = -1.2\ Vref + \frac{36.44\ V * K\Omega}{(R\ NTC + 0.66\ K\Omega)}}$$

b)
El valor de resistencia del termistor, para 0°=273°K:

$$RT = 1K\Omega * e^{100°K\left(\frac{1}{273°K} - \frac{1}{298°K}\right)} = 1.359K\Omega$$

$$Vo = 0V = -1.2\ Vref + \frac{36.44\ V * K\Omega}{(1.359K\Omega + 0.66\ K\Omega)} \Rightarrow \boldsymbol{Vref = 15V}$$

La tensión de referencia a 0°C, es la misma tensión con el que se alimenta el divisor de tensión correspondiente al terminal positivo del A.O, comportándose como un puente de medición.

c) Para todo el rango dinámico de la tensión de la salida del AO, siendo rail-rail: 0V≤Vo ≤15V, se calcula el valor de la resistencia del termistor y la temperatura al que está expuesto:

$$Para\ Vo = 15V = -1.2 * 15V + \frac{36.44\ V * K\Omega}{(R\ NTC + 0.66\ K\Omega)} \Rightarrow \boldsymbol{R\ NTC = 0.44K\Omega}$$

Luego Tmáx será:

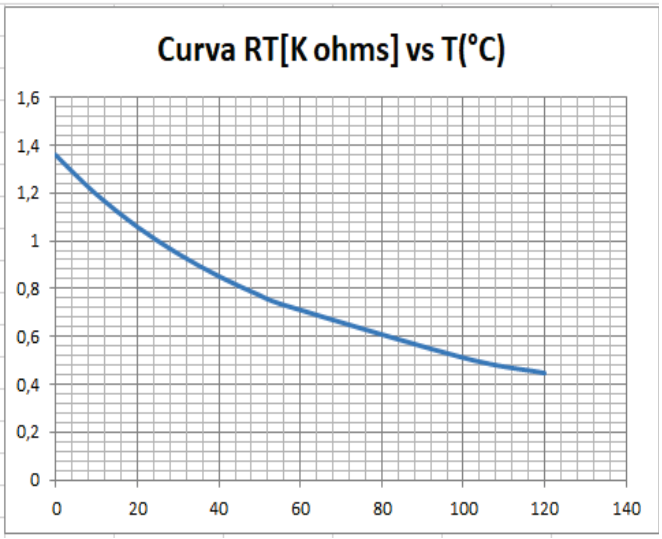
$$\boldsymbol{Tmáx} = \left[\frac{1}{298°K} + \frac{1}{1000°K} * ln(\frac{0.44K\Omega}{1K\Omega}\right]^{-1} = \boldsymbol{393°K = 120°C}$$

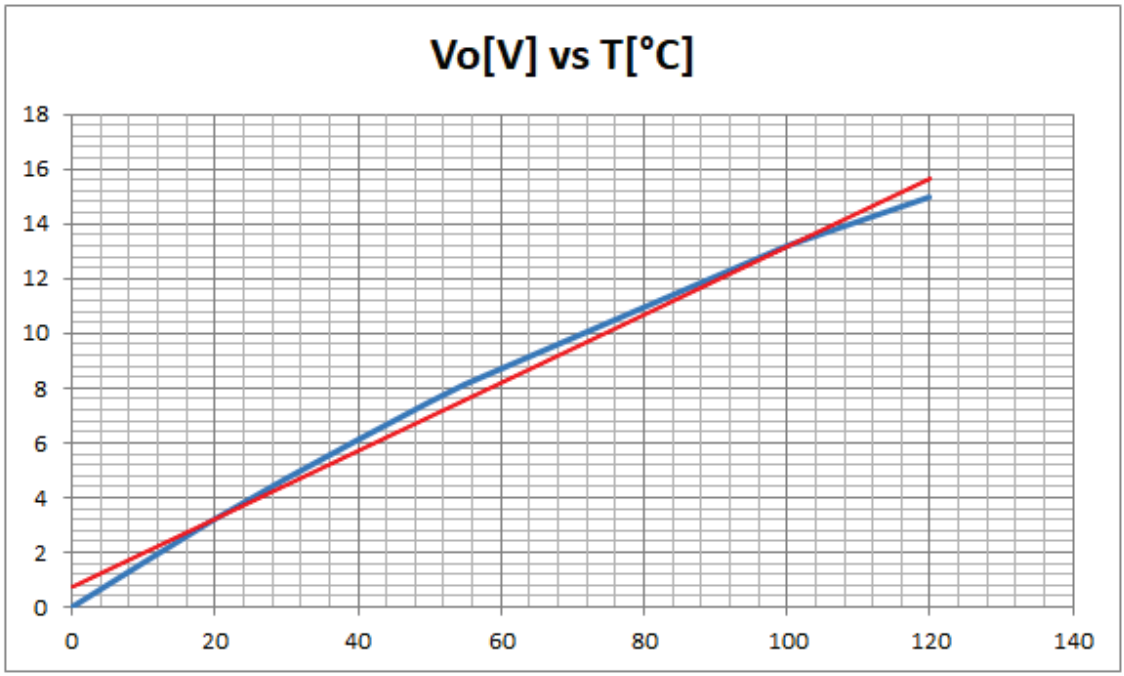
El rango de temperaturas que mide es de:

$$\boldsymbol{0°C \leq T \leq 120°C}$$

A continuación, se grafica:

T(°C)	T(°K)	RT(K ohms)	Vp(V)	Vo(V)
120	393	0,44433547	8,96466722	14,9972195
100	373	0,50928905	8,46668326	13,1642361
55	328	0,73570636	7,09318256	8,1086437
50	323	0,77126021	6,91698123	7,46008039
40	313	0,85144828	6,5500091	6,10932643
30	303	0,9461306	6,16388232	4,68806784
20	293	1,05893595	5,75937689	3,199161
10	283	1,19466308	5,33789673	1,64777341
0	273	1,35974742	4,90160298	0,04185987

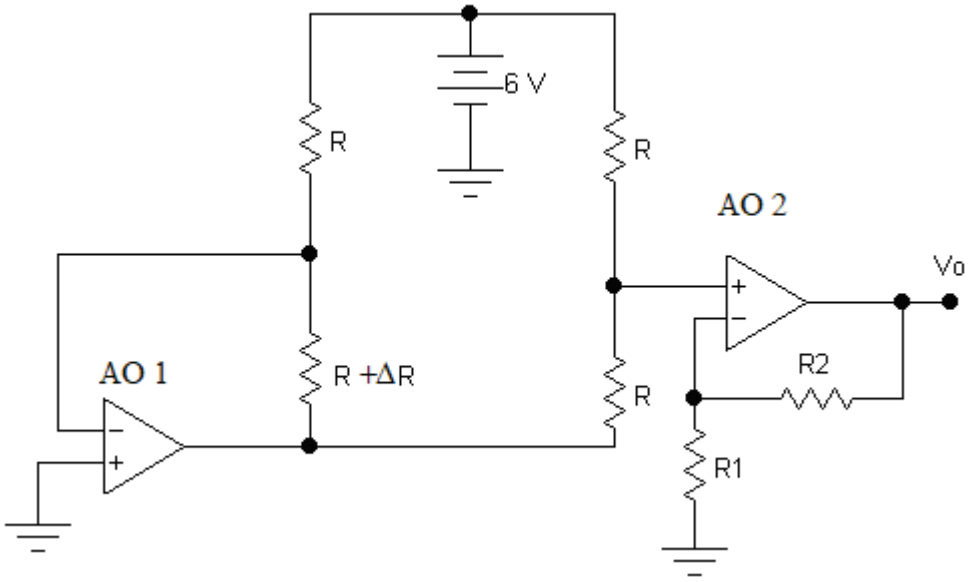




Como puede apreciarse, siendo la característica de la resistencia del termistor no lineal, la tensión de salida del circuito (línea azul) es prácticamente lineal (línea roja). Es decir, el circuito linealiza el comportamiento del sensor.

Problema 10

Para medir la presión se utiliza el circuito de la figura. La resistencia R+ΔR representa un sensor de presión, cuya resistencia R varía con la presión P. El sensor tiene R=5KΩ para 1000mbar y ΔR/R = 0,1*ΔP/P. Los AO se alimentan a tensiones simétricas y el valor de R es igual a 5KΩ.
a) Halle Vo en función de ΔR/R y diseñe el circuito dando los valores de las resistencias R1 y R2 para que la salida valga Vo = -300V*(ΔR/R).
b) Calcular la tensión de salida correspondiente a 900mbar.



Solución:

a)
Se plantea la ecuación de salida del AO1, correspondiente a la configuración amplificadora Inversora. Siendo la señal de entrada de +6V:

$$Vo\ AO1 = -\frac{(R + \Delta R)}{R} * 6V$$

Se plantea, ahora la tensión en el terminal positivo de entrada del AO2 aplicando el principio de superposición:

$$Vp\ AO2 = \frac{R}{2R}6V + \frac{R}{2R}VoAO1 = 3V + \frac{VoAO1}{2}$$

El AO2 es un amplificador en configuración NO-Inversora, cuya señal de entrada es Vp AO2:

$$Vo\ AO2 = \left(1 + \frac{R2}{R1}\right) Vp\ AO2 = \left(1 + \frac{R2}{R1}\right) * \left(3V + \frac{VoAO1}{2}\right) = \left(1 + \frac{R2}{R1}\right) * \left(3V - \frac{(R + \Delta R)}{R} * 3V\right)$$

$$\boldsymbol{Vo = -3V * \left(1 + \frac{R2}{R1}\right) * \left(\frac{\Delta R}{R}\right)}$$

Siendo:

$$Vo = -300V * \frac{\Delta R}{R} = -3V * \left(1 + \frac{R2}{R1}\right) * \left(\frac{\Delta R}{R}\right) \Rightarrow \left(1 + \frac{R2}{R1}\right) = 100$$

Se adopta un valor de R2>>Zs AO y siendo R2/R1=99, se calcula R1=R2/99. Por ejemplo: **R2=198KΩ y R1=2KΩ**

b)

Para una presión de 900mbar, la variación de la presión será:

$$\Delta P = 1000mbar - 900mbar = 100mbar$$

Luego, siendo:

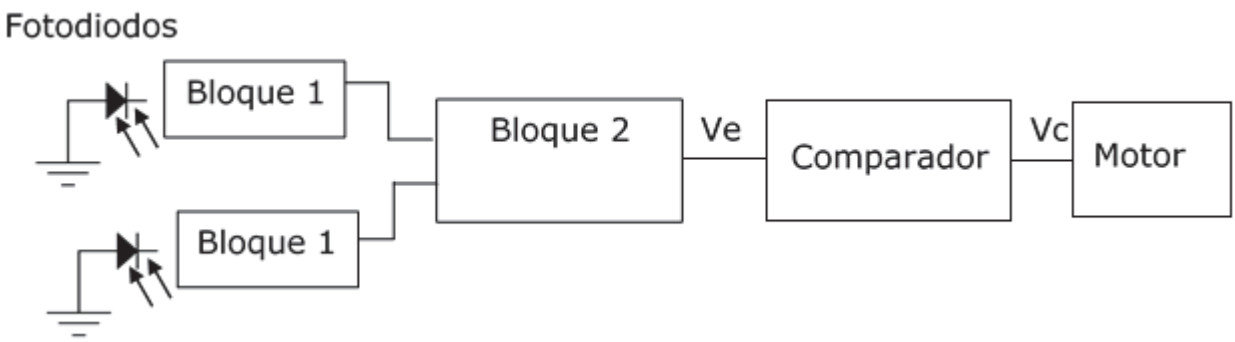
$$\frac{\Delta R}{R} = 0.1 * \frac{\Delta P}{P} = 0.1 * \frac{100mbar}{900mbar} = 0.01$$

La tensión de salida, será:

$$\boldsymbol{Vo = -300 \frac{\Delta R}{R} = -300 * 0.01 = -3V}$$

Problema 11

Un sistema de orientación de un panel solar, dispone de un par de fotodiodos (DO y DE) anclado al panel. Un motor hace girar al panel de este a oeste conforme transcurre el día, para mantenerlo orientado de forma perpendicular a los rayos solares. Al anochecer, el panel vuelve a la posición inicial automáticamente (función no incluida en este diseño). El motor gira cuando una señal de control Vc = 15V, y se detiene cuando la señal de control vale 0V. Esta tensión la provee un comparador, que lleva Vc a 15V toda vez que sea 0V< Ve ≤ 15 V y otorga 0V cuando Ve es nula. Proponer y diseñar, los siguientes circuitos:

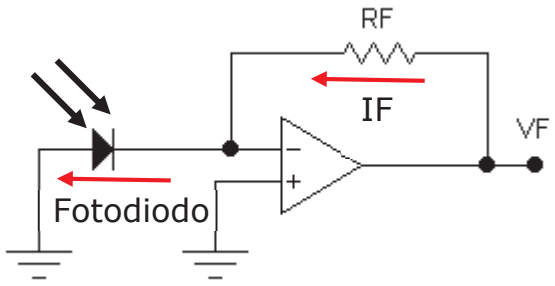


a) Bloque 1: Un circuito que convierta linealmente la corriente de cada fotodiodo hasta una tensión máxima de 3V (luz solar directa de 1000 lux).
b) Bloque 2: Un circuito que amplifique la diferencia de la señal de tensión de los fotodiodos, hasta el valor máximo de la señal Ve.
c) Calcule la tolerancia (de valor estándar) de los resistores del circuito diseñado en b), para obtener una RRMC de 250.

Datos: El Fotodiodo genera una intensidad de 3nA/lux. Se dispone de una tensión de alimentación de ±15V.

Solución:

a) El modo fotovoltaico es el empleado para medir la luz incidente con un fotodiodo en aplicaciones de precisión, por la excelente linealidad que brinda, la baja dependencia con la temperatura, el bajo nivel de ruido y la baja corriente de oscuridad que se produce. El fotodiodo se somete a un voltaje virtual cero y el voltaje de salida es igual al producto de la resistencia de realimentación RF por la corriente que circula en el fotodiodo (I_d o I_{sc}) que es aproximadamente igual a la fotocorriente. El circuito del bloque 1, es básicamente un convertidor de corriente en tensión:

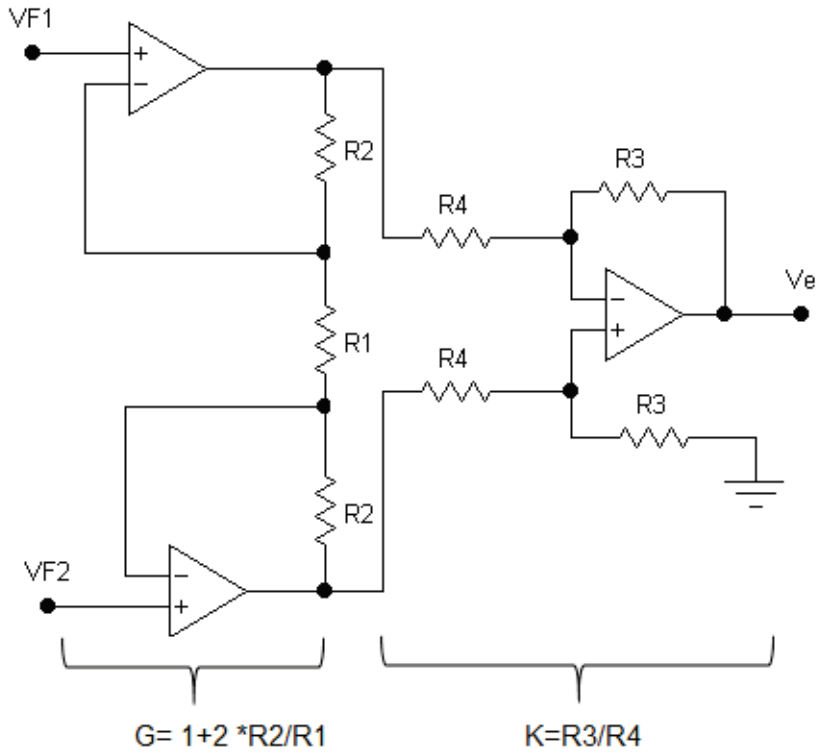


Debido a las pequeñas corrientes que se manipulan, la RF suele ser de valor nominal alto, lo que ayuda a maximizar la relación señal ruido, en la primera etapa de acondicionamiento de la señal.

$$Para\ la\ máxima\ intensidad\ luinosa\ de\ 1000\ lux, luego\ IF = \frac{3nA}{lux} * 1000lux = 3\mu A$$

$$Para\ VF\ máx = 3V = IF * Rf \Rightarrow \boldsymbol{RF} = \frac{3V}{3\mu A} = \boldsymbol{3M\Omega}$$

b)
El bloque 2, lo conforma un amplificador de instrumentación conformado por tres operacionales. Éste otorga amplificación diferencial con alta impedancia de entrada, alta CMRR y baja impedancia de salida.
Las señales de entrada son las salidas de los bloques 1, ya diseñado en el ítem a). Este amplificador de instrumentación posee dos etapas, cuyas ganancias son las indicadas en el esquema circuital.
A fin de aumentar la CMRR, se coloca toda la ganancia en la primera etapa, mientras que en la segunda es la unidad.



La ganancia total del bloque 2, es:

$$Av = \frac{Vemáx}{(VF2 - VF1)} = \frac{15V}{3V} = 5$$

Se adopta la ganancia del bloque 2, toda en la primera etapa:

$$G = \left(1 + 2 * \frac{R2}{R1}\right) = 5$$

Se adopta un valor para una de las resistencias suficiente mayor a la impedancia de salida del AO, y luego se calcula la otra.
Por ejemplo: **R2=**100*ZsAo=100*100Ω=**10 KΩ y R1=5KΩ**

La segunda etapa tiene ganancia unitaria, siendo R3=R4=R. Se adopta **R=10KΩ.**

c)

La CMRR se calcula a través de la siguiente ecuación:

$$CMRR = \frac{G * (1 + K)}{4 * Tolerancia} = \frac{5 * (1 + 1)}{4 * Tolerancia} = 250 \Rightarrow \boldsymbol{Tolerancia} = 0.01 \Rightarrow \mathbf{1}\%$$

Cabe destacar que si se hubiese utilizado el amplificador diferencial básico, que es la segunda etapa del amplificador de instrumentación la CMRR resultaría:

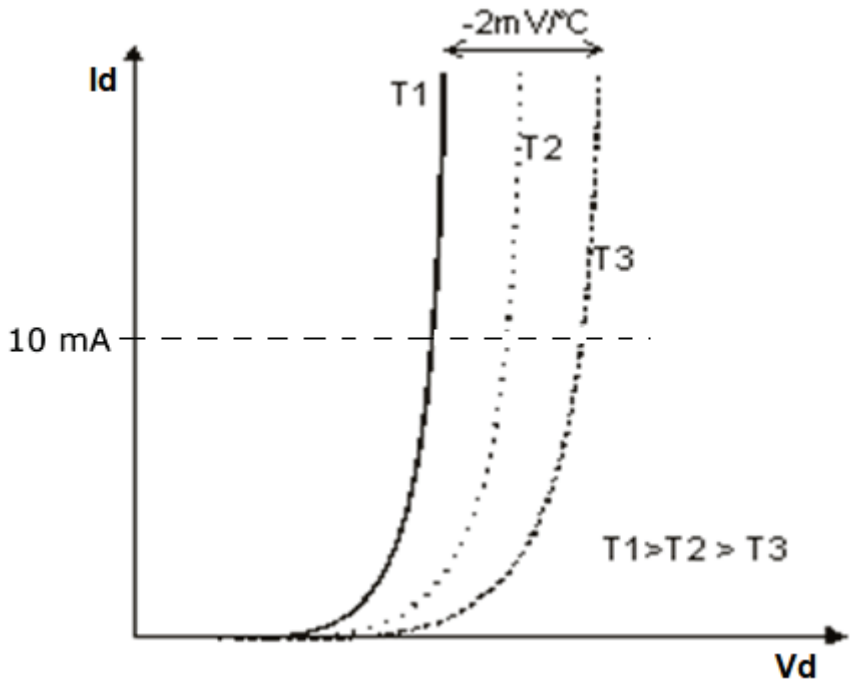
$$CMRR = \frac{(1 + K)}{4 * Tolerancia} = \frac{(1 + 5)}{4 * Tolerancia} = 250 \Rightarrow Tolerancia = 0.006 \Rightarrow 0.6\,\%$$

Este valor de tolerancia no es comercial.

Problema 12

Se desea medir la temperatura de un sistema térmico en el rango de 0 a 100ºC. Para ello se utiliza como elemento sensor un diodo 1N4004, siendo Id=f (Vd,T) tal como se aprecia en la gráfica. A 25ºC, Vd=700mV para Id=10mA.

a) **Diseñe un circuito en forma completa, con sus correspondientes etapas, que permita medir la temperatura a través de un voltímetro, de modo que a 0ºC mida 7,5V. Utilizar AO y transistor NPN y resistores con tolerancia del 1%.**
b) **Verifique la si la RRMC obtenida > 50dB, caso contrario rediseñe.**



Solución:

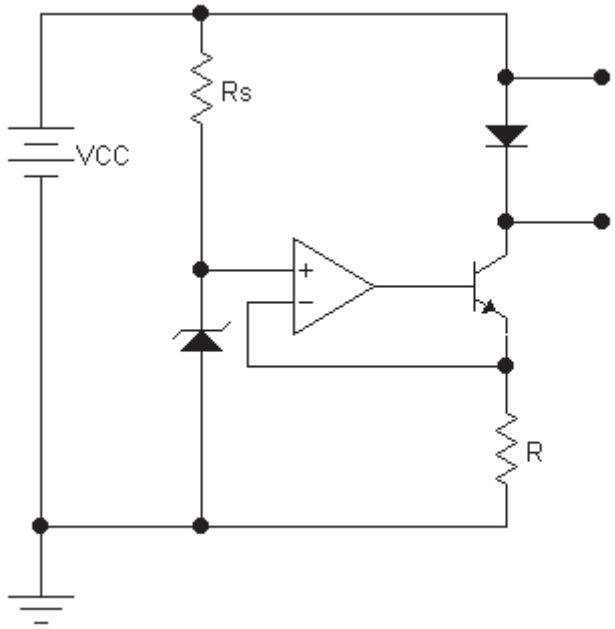
a)

Análisis y diseño de la primera etapa, de sensado de temperatura:

De acuerdo a la característica V-I del diodo, y teniendo en cuenta que la Vd depende de la corriente y la temperatura, entonces si se le hace conducir al diodo una corriente constante (10mA), las variaciones térmicas producirán variaciones en la caída de tensión del diodo. Así de este modo se podrá sensar la temperatura, midiendo las variaciones del voltaje en el diodo.

El diodo conducirá una corriente constante de 10 mA, proporcionada por una fuente de corriente. La misma se dibuja a continuación, considerando los componentes con los que se dispone:

Se adopta para el diseño:
VCC= 10V.
Diodo zener con Vz=5V.
IZmin= 5mA.



$$\boldsymbol{Rs} = \frac{Vz}{Izmin} = \frac{5V}{5\ mA} = \boldsymbol{1\ K\Omega}$$

$$IF = 10\ mA = \frac{Vz}{R} = \frac{5V}{R} \Rightarrow \boldsymbol{R = 500\Omega}$$

Análisis y diseño de la segunda etapa, de amplificación:

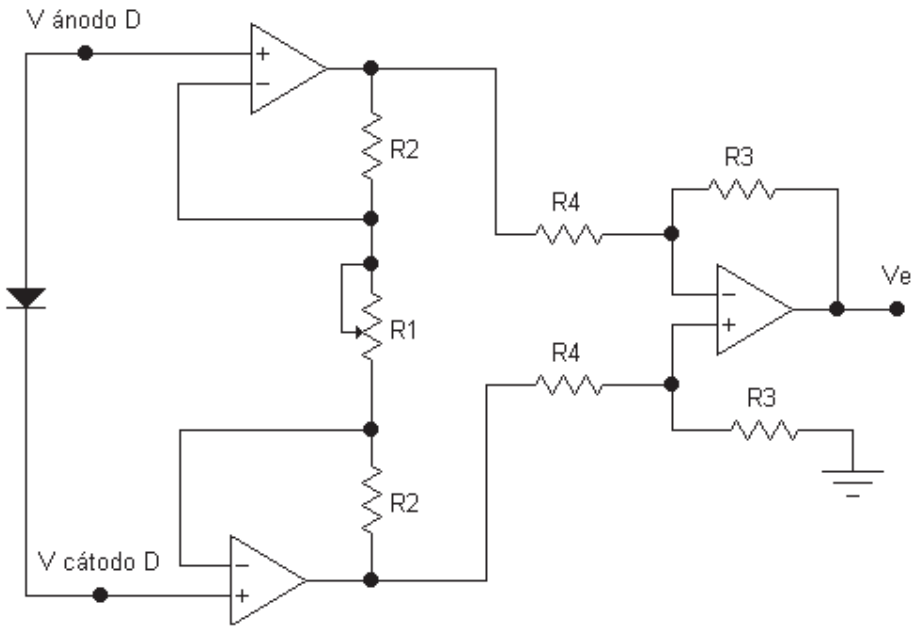
La segunda etapa consiste en amplificador diferencial. Para calcular la ganancia de tensión del mismo, se debe considerar el rango de temperaturas que se van a cenar.
La siguiente ecuación permite calcular la tensión del diodo en función de la temperatura:

$$Vd(T) = vd\ a\ 25\ °C - \frac{2mV}{°C} * (\mathrm{T} - \mathrm{To})$$

$$Para\ temp\ T = 0°C, \qquad Vd = 700V - \frac{2mV}{°C} * (0°C - 25°C) = 750mV$$

$$Para\ temp\ T = 100°C, \qquad Vd = 700V - \frac{2mV}{°C} * (100°C - 25°C) = 550mV$$

El circuito que se propone es un amplificador de instrumentación conformado por tres operacionales. Éste otorga amplificación diferencial con alta impedancia de entrada, alta CMRR y baja impedancia de salida y con ajuste de ganancia con una resistencia (R1).



Se calcula la ganancia total de la etapa:

$$Av = \frac{Vs\ para\ 0°C}{Vd\ para\ 0°C} = \frac{7.5\ V}{750mV} = 10$$

Esta ganancia se coloca en la primera etapa mientras que en la segunda es unitaria, para obtener una mayor CMRR.

Para la ganancia de la primera etapa, G:

$$G = \left(1 + 2 * \frac{R2}{R1}\right) = 10$$

Se adopta un valor para una de las resistencias suficiente mayor a la impedancia de salida del AO, y luego se calcula la otra.
Por ejemplo: **R2=**100*ZsAo=100*100Ω=**10 KΩ y R1=2.2 KΩ**

La segunda etapa tiene ganancia unitaria, siendo R3=R4=R. Se adopta **R=10KΩ.**

b)
Calculando ahora la CMRR con la tolerancia de los resistores del 1%, resulta:

$$CMRR = \frac{G * (1 + K)}{4 * Tolerancia} = \frac{10 * (1 + 1)}{4 * 0.01} = 500 \Rightarrow CMRR[db] \cong 54dB > 50dB$$

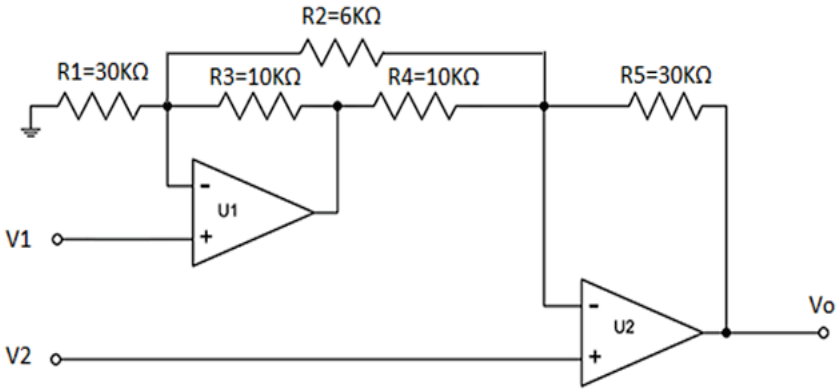
Cabe destacar que si se hubiese utilizado el amplificador diferencial básico, que es la segunda etapa del amplificador de instrumentación la CMRR resultaría:

$$CMRR = \frac{(1 + K)}{4 * Tolerancia} = \frac{(1 + 10)}{4 * Tolerancia} = 275 \Rightarrow CMRR[db] \cong 48.8dB < 50dB$$

No cumpliendo el requisito de CMRR.

Problema 13

Dado el siguiente circuito:



a) Hallar el valor de la tensión de salida Vo, en función de las entradas V1 y V2.
b) Explicar cuál es la función del circuito y las características que otorga esta configuración (impedancia de entrada, ganancia de tensión y costo).
c) Cuál es el valor de V1 para obtener una tensión de salida igual a Vo=3.2V, teniendo en cuenta que V2=1.05V.

Solución:

a) Se plantean las ecuaciones de los potenciales de Vn de los amplificadores U1 y U2 aplicando el principio de superposición:

$$Vn1 = \frac{(R1 \parallel R2)}{R3 + (R1 \parallel R2)} * Vo1 + \frac{(R3 \parallel R1)}{R2 + (R3 \parallel R1)} * Vn2$$

$$Vn2 = \frac{(R2 \parallel R4)}{R5 + (R2 \parallel R4)} * Vo + \frac{(R5 \parallel R2)}{R4 + (R5 \parallel R2)} * Vo1 + \frac{(R5 \parallel R4)}{R2 + (R5 \parallel R4)} * Vn1$$

Por la realimentación negativa en ambos amplificadores operacionales U1 y U2, entonces:

$$Vn1 = V1 \; y \; Vn2 = V2$$

Reemplazando estas igualdades en la ecuación de Vn1 y despejando Vo1, resulta:

$$Vo1 = \left[V1 - \frac{(R3 \parallel R1)}{R2 + (R3 \parallel R1)} * V2\right] * \frac{R3 + (R1 \parallel R2)}{(R1 \parallel R2)}$$

Reemplazando Vo1 en la ecuación de Vn2=V2, queda:

$$V2 = \frac{(R2 \parallel R4)}{R5 + (R2 \parallel R4)} * Vo + \frac{(R5 \parallel R2)}{R4 + (R5 \parallel R2)} * \left[V1 - \frac{(R3 \parallel R1)}{R2 + (R3 \parallel R1)} * V2\right] * \frac{R3 + (R1 \parallel R2)}{(R1 \parallel R2)} + \frac{(R5 \parallel R4)}{R2 + (R5 \parallel R4)} * V1$$

Despejando de esta última ecuación Vo, resula:

$$Vo = \frac{R5 + (R2 \parallel R4)}{(R2 \parallel R4)} * \left\{ \begin{array}{c} V2 * \left[1 + \frac{(R5 \parallel R2)}{\left(R4 + (R5 \parallel R2)\right)} * \frac{(R3 \parallel R1)}{(R2 + (R3 \parallel R1))} * \frac{R3 + (R1 \parallel R2)}{(R1 \parallel R2)} \right] - \\ V1 * \left[\frac{(R5 \parallel R2)}{\left(R4 + (R5 \parallel R2)\right)} * \frac{R3 + (R1 \parallel R2)}{(R1 \parallel R2)} + \frac{(R5 \parallel R4)}{(R2 + (R5 \parallel R4))} \right] \end{array} \right\}$$

Teniendo en cuenta que R1=R5 y R3=R4, luego Vo queda:

$$Vo = \frac{R1 + (R2 \parallel R3)}{(R2 \parallel R3)} * \left[1 + \frac{(R3 \parallel R1)}{(R2 + (R3 \parallel R1))} \right] * (V2 - V1)$$

Reemplazando los valores de las resistencias, se obtiene:

$$\boldsymbol{Vo = 14 * (V2 - V1)}$$

b) El circuito es un amplificador de instrumentación, que tiene amplificación diferencial de las tensiones de entrada. Es de bajo costo considerando que utiliza solo dos amplificadores operacionales y ofrece alta impedancia de entrada.

c)

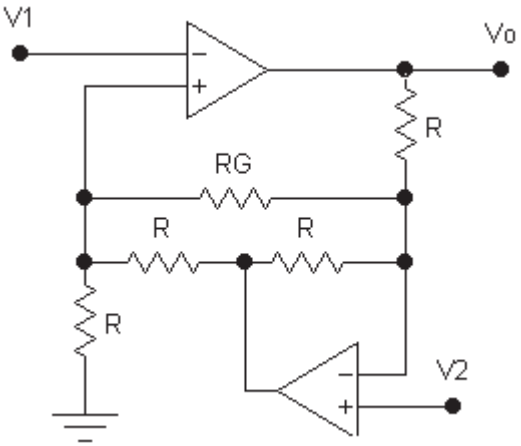
Para una tensión de salida Vo= 3.2V, siendo la señal de entrada V2= 1.05V, el valor de la señal de entrada V1 es:

$$\boldsymbol{V1} = -\frac{Vo}{14} + V2 = -\frac{3.2V}{14} + 1.05V = 0.82\,V = \boldsymbol{820mV}$$

Problema 14

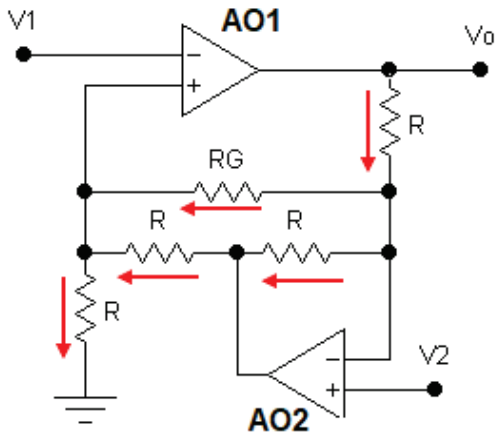
Trabajado con realimentación negativa los AOs:

a) Hallar el valor de la tensión de salida Vo, en función de las entradas V1 y V2.
b) Indique la función que cumple el circuito y sus características.
c) Especifique los componentes adecuados para hacer que la ganancia sea variable de 10 V/V a 100 V/V, por medio de una resistencia en serie con un único potenciómetro de 10 kΩ.



Solución:

a) Se plantean las ecuaciones de Kirchhoff de corrientes, según se indica en el circuito:



$$\frac{Vo - Vn2}{R} = \frac{Vn2 - Vp1}{RG} + \frac{Vn2 - Vo2}{R}$$

$$\frac{Vn2 - Vp1}{RG} + \frac{Vo2 - Vp1}{R} = \frac{Vp1}{R}$$

Por la realimentación negativa, Vn1=Vp1=V1 y Vn2=vp2=V2

Reemplazando en ambas ecuaciones, se obtiene:

$$\frac{Vo - V2}{R} = \frac{V2 - V1}{RG} + \frac{V2 - Vo2}{R} \quad (Ec.1)$$

$$\frac{V2 - V1}{RG} + \frac{Vo2 - V1}{R} = \frac{V1}{R} \Longrightarrow \frac{Vo2}{R} = -\frac{V2}{RG} + \frac{2 * V1}{R} + \frac{V1}{RG}$$

Reemplazando en la Ec. 1, Vo2/R, y operando se despeja Vo:

$$\boldsymbol{Vo = 2 * \left(1 + \frac{R}{RG}\right) * (V2 - V1)}$$

b) El circuito es un amplificador diferencial. Ofrece alta impedancia de entrada y se puede ajustar la ganancia con un único resistor RG y utiliza dos amplificadores operacionales.

c)

$$Para\ Av = 10 = 2\left(1 + \frac{R}{RGmáx}\right) \Rightarrow \frac{R}{RGmáx} = 4$$

$$Para\ Av = 100 = 2\left(1 + \frac{R}{RGmin}\right) \Rightarrow \frac{R}{RGmin} = 49$$

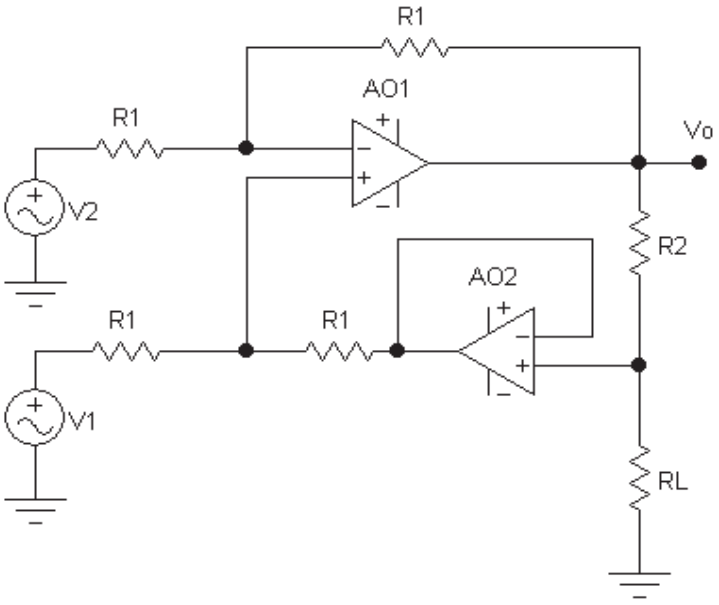
La resistencia RG se implementa conectando en serie una resistencia RGmin con un potenciómetro de 10KΩ, de modo que RGmáx= RGmin+10KΩ.

$$\frac{R}{RGmáx} = 4 \Rightarrow R = 4 * (RGmin + 10K\Omega) = 49 * RGmin \Rightarrow \boldsymbol{RGmin = 880\Omega}$$

$$Luego\ \boldsymbol{R = 43.5K\Omega}$$

Problema 15

Asumiendo que los AOs, están realimentados negativamente:



a) **Obtenga la expresión de la tensión Vo en función de las tensiones V1 y V2.**
b) **Obtenga la expresión de la corriente por RL en función de las tensiones V1 y V2.**
c) **Indique la/s función/es del circuito.**
d) **Calcule el rango de RL que garantiza que no se superan los límites de funcionamiento de los amplificadores operacionales (Ver tabla), siendo la máxima tensión diferencial de entrada de 1V.**
e) **Se dispone de un lote de tres tipos de AOs, con sus especificaciones dadas en la siguiente tabla. Seleccionar los AOs necesarios para cumplir los requerimientos, considerando que el ancho de banda de las entradas V1 y V2 son de 10 KHz. Justificar la respuesta.**

DATOS: Vcc = 15V, Vee = -15V, IsAOmáx = 25 mA, R1=1 KΩ y R2=10 KΩ.

A.O.	SR [V/µseg]	$^{+}$V/$^{-}$V Max [V]	+Vsat/-Vsat [V]
LMXXXA	0.3	$^{+}$22/$^{-}$22	$^{+}$21/$^{-}$21
LMXXXB	0.5	$^{+}$22/$^{-}$22	$^{+}$21/$^{-}$21
LMXXXC	1	$^{+}$22/$^{-}$22	$^{+}$21/$^{-}$21

a) Se plantean las ecuaciones en los terminales de entrada del AO1:

$$VnAO1 = \frac{Vo + V1}{2}$$

$$VpAO1 = \frac{Vo * Rl}{2(R2 + RL)} + \frac{V2}{2}$$

Por la realimentación negativa: VnAO1=VpAO1

$$\frac{Vo + V1}{2} = \frac{Vo * Rl}{2(R2 + RL)} + \frac{V2}{2} \Rightarrow \boldsymbol{Vo = \left(1 + \frac{RL}{R2}\right) * (V2 - V1)}$$

b)

$$\boldsymbol{IRL} = \frac{Vo}{(R2 + RL)} = \left(1 + \frac{RL}{R2}\right) * (V2 - V1) * \frac{1}{(R2 + RL)} = \frac{\boldsymbol{(V2 - V1)}}{\boldsymbol{R2}}$$

c) El circuito tiene dos funciones:

- Amplificador diferencial de tensión cuya ganancia es (1+RL/R2).
- Fuente de corriente controlada por tensión diferencial. Es una fuente corriente ya que el valor de la corriente por la carga, no depende de ella.

d)

$$Para\ Ve\ dif = 1V = (V2 - V1)\ otorga\ una\ IRL = \frac{(V2 - V1)}{R2} = \frac{1V}{10K\Omega} = 0.1mA$$
$$< Is\ máx\ del\ AO$$

$$Para\ Vo\ máx = Vsat = 14V = \left(1 + \frac{RLmáx}{R2}\right) * (V2 - V1) = \left(1 + \frac{RLmáx}{R2}\right) * 1V \Rightarrow Rlmáx$$

$$\boldsymbol{Rlmáx} = 13 * R2 = 13 * 10K\Omega = \boldsymbol{130K\Omega}$$

$$\boldsymbol{0\Omega \leq RL \leq 130K\Omega}$$

e)
Para el AO2:

$$Si\ RL = 0\Omega, \qquad Vomin = 0V$$

$$Si\ RL = 130K\Omega, \qquad Vomáx\ AO2 = \frac{RLmáx}{(R2 + RLmáx)} * Vo\ máx = \frac{130K\Omega}{140K\Omega} * 14V = 13V$$

$$SR \geq 2 * \pi * Vomáx\ AO2 * f = 2 * \pi * 13V * 10KHz = 0.8\frac{V}{\mu seg}$$

Para el AO1:

$$Si\ RL = 0\Omega, \qquad Vomin = \left(1 + \frac{RL}{R2}\right) * (V2 - V1) = (V2 - V1) = 1V$$

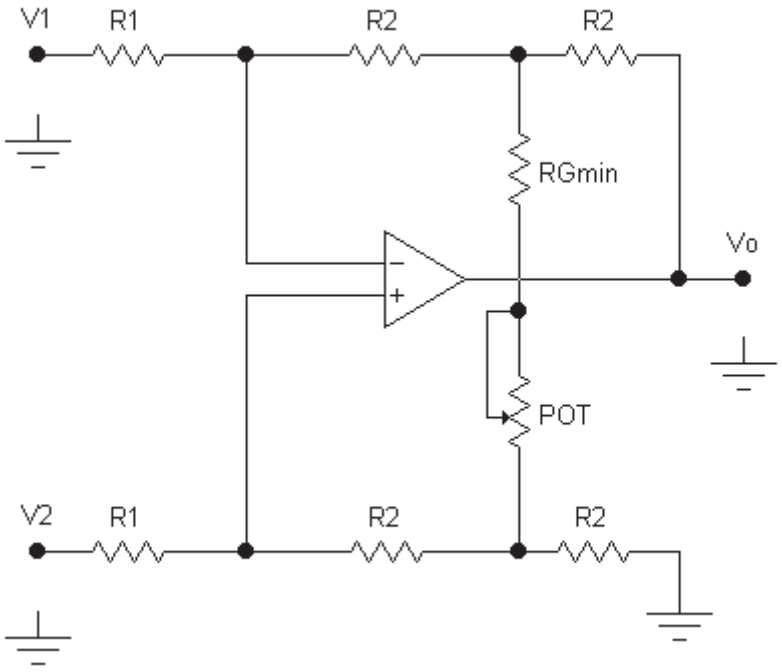
$$Si\ RL = 130K\Omega, \qquad Vomáx = \left(1 + \frac{RL}{R2}\right) * (V2 - V1) = (1 + \frac{130K\Omega}{10K\Omega}) * 1V = 14V$$

$$SR \geq 2 * \pi * Vomáx * f = 2 * \pi * 14V * 10KHz = 0.88\frac{V}{\mu seg}$$

Se requieren 2 AO, LMXXXC por el requisito del SR.

Problema 16

Considérese el siguiente circuito:



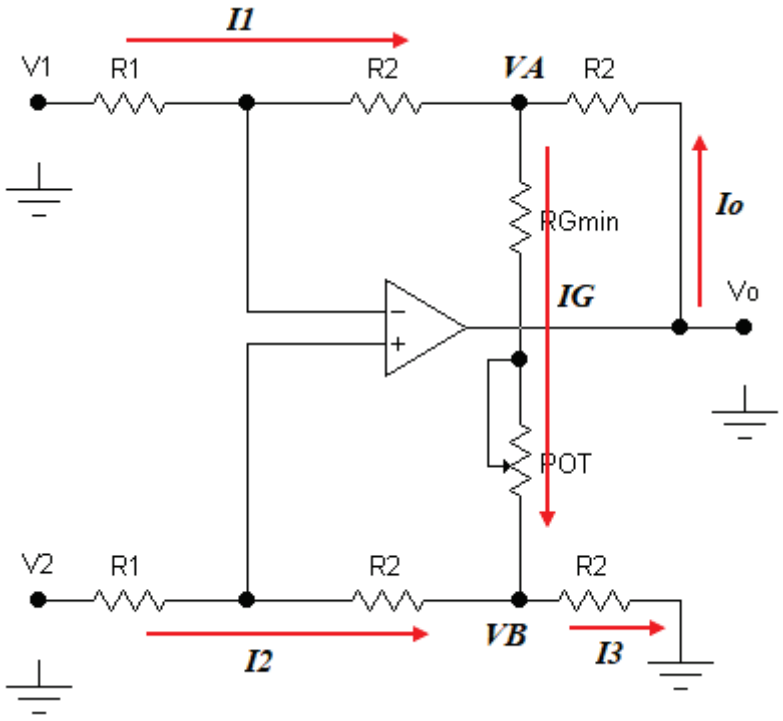
a) Obtenga la expresión de la tensión Vo en función de las tensiones V1 y V2, e indique la función del circuito.
b) Seleccione de la tabla dada, el AO necesario para cumplir los requerimientos, considerando que el ancho de banda de las entradas V1 y V2 son de 10 KHz.
c) Hallar la máxima tensión de entrada diferencial, para el máximo rango dinámico del AO, y el rango del POT.

DATOS:
+VCC/-VEE= ±15 V, R1=10 KΩ, R2=12 KΩ y RG= 2KΩ+POT(1KΩ)

A.O.	SR [V/µseg]	$^{+}$V/$^{-}$V Max [V]	+Vsat/-Vsat [V]
OPAXXA	0.5	$^{+}$22/$^{-}$22 V	$^{+}$20/$^{-}$20
OPAXXB	0.92	$^{+}$13/$^{-}$13 V	$^{+}$12.8/$^{-}$12.8
OPAXXC	1	$^{+}$18/$^{-}$18 V	$^{+}$17/$^{-}$17

Solución:

a) Se dibuja nuevamente el circuito indicando las variables que se van a indicar en las ecuaciones:



$$I1 = \frac{V1 - Vn}{R1} = \frac{Vn - VA}{R2} \Rightarrow VA = Vn * \left(1 + \frac{R2}{R1}\right) - V1 * \frac{R2}{R1}$$
$$I2 = \frac{V2 - Vp}{R1} = \frac{Vn - VB}{R2} \Rightarrow VB = Vp * \left(1 + \frac{R2}{R1}\right) - V2 * \frac{R2}{R1}$$

La tensión Vn=F(Vo), mientras que Vp no lo es. Por lo cual la realimentación es única y es negativa. Entonces resulta ser Vn=Vp

$$IG = \frac{VA - VB}{RG} = \frac{R2}{RG * R1}(V2 - V1)$$

$$I1 + Io = IG$$
$$\frac{V1 - Vn}{R1} + \frac{Vo - VA}{R2} = \frac{R2}{RG * R1}(V2 - V1)$$

Reemplazando VA en la última ecuación y resolviendo, queda:

$$2 * \frac{V1}{R1} + \frac{Vo}{R2} - \frac{R2}{RG * R1}(V2 - V1) = Vn\left[\frac{1}{R1} + \frac{1}{R2} * (1 + \frac{R2}{R1})\right] \Rightarrow Vn$$

$$Vn = \frac{\left[2 * \frac{V1}{R1} + \frac{Vo}{R2} - \frac{R2}{RG * R1}(V2 - V1)\right]}{\left[\frac{1}{R1} + \frac{1}{R2} * (1 + \frac{R2}{R1})\right]}$$

$$I2 + IG = I3$$
$$\frac{V2 - Vp}{R1} + IG = \frac{VB}{R2}$$

Reemplazando IG y VB en la última ecuación y resolviendo, queda:

$$2 * \frac{V2}{R1} + \frac{R2}{RG * R1}(V2 - V1) = Vp\left[\frac{1}{R1} + \frac{1}{R2} * (1 + \frac{R2}{R1})\right] \Rightarrow Vp$$

$$Vp = \frac{\left[2 * \frac{V2}{R1} + \frac{R2}{RG * R1}(V2 - V1)\right]}{\left[\frac{1}{R1} + \frac{1}{R2} * (1 + \frac{R2}{R1})\right]}$$

Igualando Vn y Vp, por ser Vd=0V, se obtiene:

$$2 * \frac{V1}{R1} + \frac{Vo}{R2} - \frac{R2}{RG * R1}(V2 - V1) = 2 * \frac{V2}{R1} + \frac{R2}{RG * R1}(V2 - V1) \Rightarrow Vo$$

$$\boldsymbol{Vo = 2 * \frac{R2}{R1} * \left(1 + \frac{R2}{RG}\right) * (V2 - V1)}$$

El circuito corresponde a un amplificador diferencial.

b)

$$Para\ el\ OPAXXB\ , \qquad Vomáx = \frac{SR}{2 * \pi * f} = \frac{0.5\frac{V}{\mu seg}}{2 * \pi * 10KHz} = 7.957V$$

El OPAXXB no se puede utilizar porque su valor de alimentación máxima es: $^{+}13/^{-}13$ V < +VCC/-VEE= ±15 V.

$$Para\ el\ OPAXXC\ , \qquad Vomáx = \frac{SR}{2 * \pi * f} = \frac{1\frac{V}{\mu seg}}{2 * \pi * 10KHz} = 15.91\ V$$

Concluyendo, los AO: OPAXXA y OPAXXC ambos pueden utilizarse.

c)
Reemplazando los valores de los componentes resistivos en la expresión de la salida, queda:

$$Vo = 2 * \frac{R2}{R1} * \left(1 + \frac{R2}{RG}\right) * (V2 - V1) = 2 * \frac{12K\Omega}{10K\Omega} * \left(1 + \frac{12K\Omega}{RG}\right) * (V2 - V1)$$

$$\boldsymbol{Para\ RG = RGmin = 2K\Omega, \qquad Vomáx = 16.8\ (V2 - V1)}$$

$$\boldsymbol{Para\ RG = RGmin + POT = 3K\Omega, \qquad Vomin = 12\ (V2 - V1)}$$

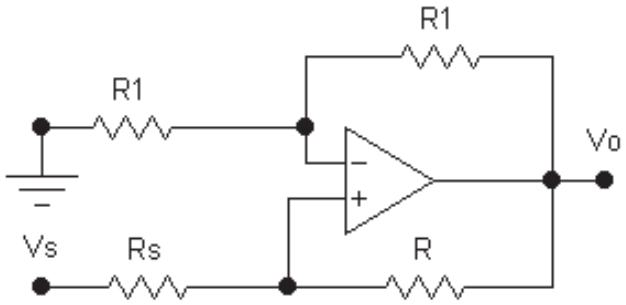
$$Para\ Vomáx = Vsat^{+} = 16.8\ (V2 - V1) \Rightarrow Vdifmáx = \frac{Vsat^{+}}{16.8}$$

Dependiendo del AO que se utilice, será la $Vsat^{+}$, teniendo en cuenta su alimentación de +VCC/-VEE= ±15 V.
Si se utiliza el OPAXXC se logra trabajar con una Vdif mayor, siendo ésta:

$$Vdif\ máx = \frac{14V}{16.8} = 833\ mV$$

Problema 17

a) En función de los tipos de realimentación que dispone el circuito, hallar la relación entre los resistores que intervienen a fin de que el circuito trabaje en forma lineal.
b) Para la función lineal, hallar la expresión de Vo= f (Vs).
c) De acuerdo a los apartados anteriores, diseñar el circuito en forma completa para una ganancia de 10.



Solución:

a) Para analizar los tipos de realimentación, se debe hallar las tensiones de los terminales de entrada del AO y analizarlos en función de la tensión de salida:

$$Vn = \frac{Vo}{2}$$

$$Vp = \frac{R}{R+Rs} * Vs + \frac{Rs}{R+Rs} * Vo$$

Para el funcionamiento lineal, la fracción de la realimentación negativa de Vo debe ser mayor que la fracción de la realimentación positiva:

$$\frac{1}{2} > \frac{Rs}{R+Rs} \Rightarrow R > Rs$$

b)
Se diseña de modo que R>Rs, esto es realimentación negativa y consecuencia Vd=0 y Vp=Vn. Igualando las ecuaciones de Vn y Vp se obtiene la expresión de la salida Vo:

$$Vn = \frac{Vo}{2} = Vp = \frac{R}{R+Rs} * Vs + \frac{Rs}{R+Rs} * Vo \Rightarrow Vo = \frac{2*R}{R-Rs} * Vs$$

Siendo la ganancia:

$$Av = 10 = \frac{2*R}{R-Rs} \Rightarrow Rs = 0.8 * R$$

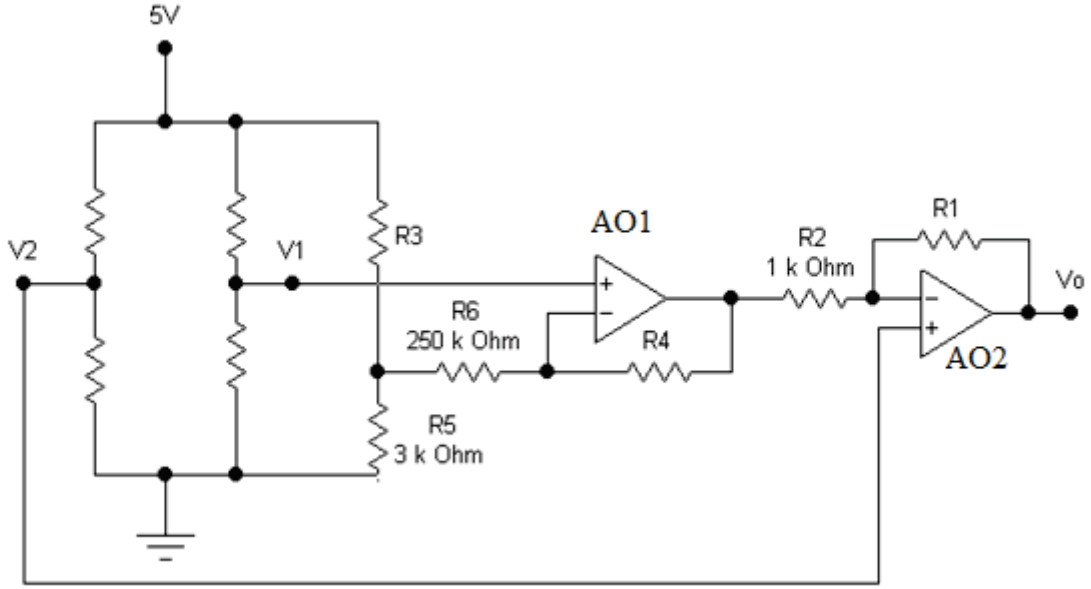
Se adopta un valor para la resistencia R suficiente mayor a la impedancia de salida del AO, y luego se calcula Rs.

Por ejemplo: **R2=**100*ZsAo=100*100Ω=**10 KΩ y Rs=8KΩ**

Problema 18

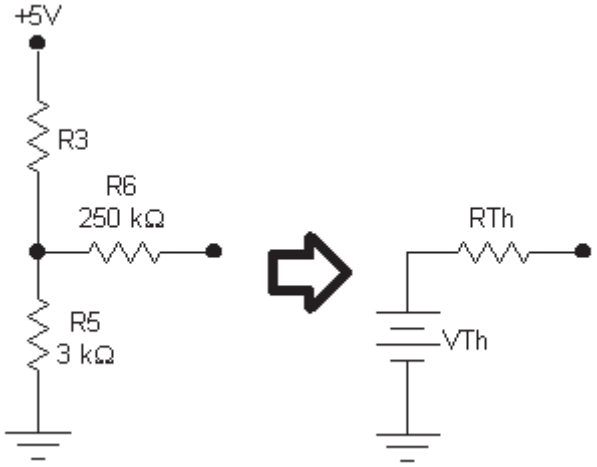
Se dispone de un sensor de presión lineal en puente que, alimentado entre 0 y 5V da una salida diferencial (V2-V1) de 0V a presión nula y 32mV a presión máxima.
Se desea convertir la lectura de presión en una tensión de 0.5V a presión nula y 4.5V a presión máxima, mediante el circuito de la figura.

a) ¿Qué relación deben cumplir las resistencias, de forma que el circuito otorgue una tensión de salida Vo = G*(V2-V1) +K?.
b) Halle R3 para que, a presión nula, la salida Vo sea 0.5V.
c) Halle R1 y R4 para que, a presión máxima, la salida Vo sea 4.5V. Use la relación obtenida en (a).



Solución:

a) Se aplica el teorema de Thevenin al grupo de resistencias R3, R5 y R6:



$$RTh = R6 + (R3 \parallel R5) \;\; y \;\; VTh = \frac{R5}{R5 + R3} * 5V$$

Planteando la ecuación de Kirchhoff de corrientes en el terminal negativo del AO1:

$$\frac{VTh - Vp1}{R6 + (R3 \parallel R5)} + \frac{VoAO1 - Vp1}{R4} = 0$$

Siendo la realimentación negativa, entonces: Vp1=Vn1=V1; la ecuación de corrientes queda:

$$\frac{VTh - V1}{R6 + (R3 \parallel R5)} + \frac{VoAO1 - V1}{R4} = 0 \;\; Ec.1$$

Se plantea las ecuaciones de los terminales de entrada del AO2, e igualando Vp2=Vn2 por la realimentación negativa, resulta:

$$Vn2 = Vp2 = V2 = \frac{R1}{R1 + R2} * VoAO1 + \frac{R2}{R1 + R2} * Vo \Rightarrow VoAO1$$

$$VoAO1 = \frac{(R1 + R2)}{R1} * V2 - \frac{R2}{R1} * Vo$$

Reemplazando la ecuación de VoAO1 en la ecuación 1, queda:

$$\frac{VTh - V1}{R6 + (R3 \parallel R5)} + \frac{\left[\frac{(R1 + R2)}{R1} * V2 - \frac{R2}{R1} * Vo\right] - V1}{R4} = 0$$

Reemplazando la ecuación de VTh y operando, se despeja Vo:

$$Vo = \frac{R5 * R1 * R4 * 5V}{(R5 + R3)R2[R6 + (R3 \parallel R5)]} + \left(1 + \frac{R1}{R2}\right) * V2 - \left[\frac{R1 * R4}{R2[R6 + (R3 \parallel R5)]} + \frac{R1}{R2}\right] * V1$$

Igualando el siguiente término a la unidad:

$$\left[\frac{R1 * R4}{R2[R6 + (R3 \parallel R5)]}\right] = 1 \;\; Ec.2$$

Luego la ecuación de la salida queda:

$$\boldsymbol{Vo = \left(1 + \frac{R1}{R2}\right) * (V2 - V1) + \frac{R5 * 5V}{(R5 + R3)} = G * (V2 - V1) + K}$$

b)

$$Para\ Presión\ nula\ (V2 - V1) = 0, \qquad luego\ Vo = 0.5V = G * 0V + \frac{R5 * 5V}{(R5 + R3)} \Rightarrow R3$$

$$\boldsymbol{R3 = \frac{R5 * (5V - 0.5V)}{0.5V} = \frac{3K\Omega * (5V - 0.5V)}{0.5V} = 27K\Omega}$$

Reemplazando los valores de R5 y R3, el factor K en la ecuación de Vo, vale:

$$\frac{R5 * 5V}{(R5 + R3)} = 0.5V$$

c)

$$Para\ la\ Presión\ máxima, (V2 - V1) = 32\ mV\ y\ el\ valor\ de\ Vo = 4.5V$$

$$Vo = 4.5V = 0.5V + \left(1 + \frac{R1}{R2}\right) * 32mV \Rightarrow R1 = 124 * R2$$

Siendo R2=1KΩ, resulta **R1=124KΩ**

De la ecuación 1, se obtiene el valor de R4:

$$\left[\frac{R1 * R4}{R2[R6 + (R3 \parallel R5)]}\right] = 1 \Rightarrow \boldsymbol{R4 = \frac{R2[R6 + (R3 \parallel R5)]}{R1} \cong 2K\Omega}$$

Problema 19

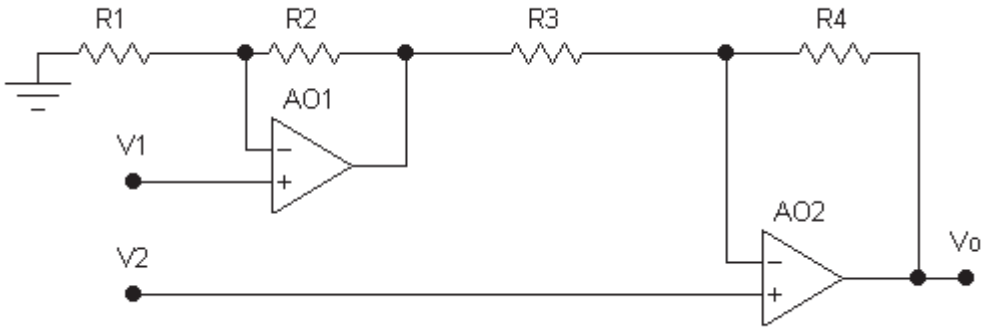
En una balanza de recién nacidos, se utiliza un puente de medición con un Strain –Gage en una de las ramas. La señal proveniente del puente de medición fluctúa entre 0 y 200mV, para el rango de peso previsto para su fin.
Se debe diseñar e implementar un circuito electrónico que genere una señal de salida entre 0 y 5V con alta impedancia de entrada y una RRMC ≥ 625.

Para ello se dispone de:

- **Fuente de alimentación dual en ±10 V**
- **2 AO LM741; con Zi = 2M Ω, Zo = 75 Ω e Iomax.= 25mA**
- **Resistores varios en sus valores y tolerancias.**

Solución:

Se propone el siguiente amplificador de instrumentación con elevada impedancia de entrada, con dos operacionales:



Ambos AO tienen realimentación única negativa, luego Vn1=Vp1=V1 y Vn2=Vp2=V2.

$$Vo1 = \left(1 + \frac{R2}{R1}\right) * V1$$

$$Vn2 = Vp2 = V2 = \frac{R4}{(R3 + R4)} * Vo1 + \frac{R3}{(R3 + R4)} * Vo$$

Reemplazando en esta última ecuación, Vo1 y despeja Vo:

$$V2 = \frac{R4}{(R3 + R4)} * \left(1 + \frac{R2}{R1}\right) * V1 \ + \frac{R3}{(R3 + R4)} * Vo \Rightarrow Vo$$

$$Vo = V2 * \left(\frac{R3 + R4}{R3}\right) - V1 * \left(\frac{R2 + R1}{R1}\right) * \frac{R4}{R3}$$

Para tener un término común, se debe cumplir:

$$\left(\frac{R3 + R4}{R3}\right) = \left(\frac{R2 + R1}{R1}\right) * \frac{R4}{R3} \Rightarrow \boldsymbol{\frac{R4}{R3} = \frac{R1}{R2}}$$

Luego, la ecuación de Vo queda:

$$Vo = \left(1 + \frac{R4}{R3}\right) * (V2 - V1) = K * Vedif$$

Teniendo en cuenta que la señal proveniente del puente de medición fluctúa entre 0 y 200mV, y la salida del circuito de instrumentación debe variar entre 0 y 5V, la ganancia diferencial será:

$$AvDiferencial = \frac{Vo}{Ve\ diferencial} = \frac{5V}{200mV} = 25 = \left(1 + \frac{R4}{R3}\right) \Rightarrow \frac{R4}{R3} = 24$$

Se adopta un valor para la resistencia R4 suficiente mayor a la impedancia de salida del AO, y luego se calcula R3.

Por ejemplo: R4=1000*ZsAo=1000*100Ω=100 KΩ y R3=R4/24=4.16 KΩ

Por simplicidad se adopta R1=R4=100KΩ y R3=R2=4.16KΩ

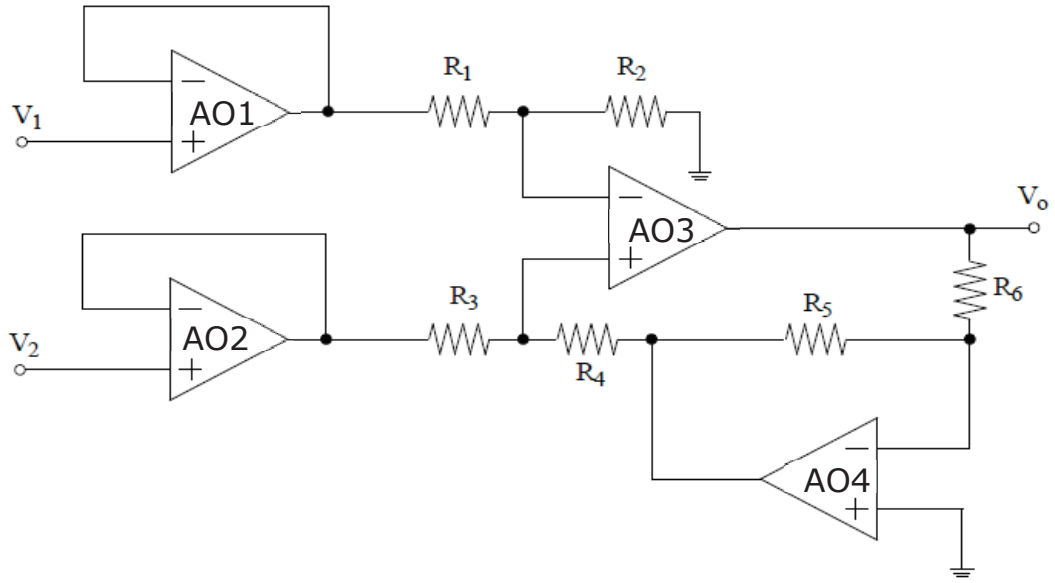
A través de la ecuación de la CMRR, se calcula la tolerancia de loa resistencias del circuito:

$$CMRR = 625 = \frac{K}{4 * Tolerencia} \Rightarrow \boldsymbol{Tolerancia = 0.01} \ \Rightarrow \mathbf{1}\%$$

Problema 20

Dado el siguiente esquema circuital, y asumiendo que todos los AO tienen realimentación negativa:

a) **Indique si existe o nó alguna relación que deban cumplir las resistencias, para que el circuito se comporte como un amplificador de instrumentación. Si es afirmativo, calcule la relación.**
b) **En cumplimiento al ítem a), diseñe para obtener una tensión de salida de máxima de 10V, siendo que las señales de entrada provienen de un puente de medición que produce un desbalance máximo de 100mV.**



Solución:

a)
Los AO1 y AO2 están configurados como seguidores de tensión o Buffer. Estos poseen ganancia unitaria, otorgan alta impedancia de entrada y baja impedancia de salida. Por ello:

$$VoAO1 = V1 \; y \; VoAO2 = V2$$

Se plantean las ecuaciones de tensión en las entradas al AO3:

$$Vn3 = \frac{R2}{(R2+R1)} * V1, \quad y \quad Vp3 = \frac{R4}{(R3+R4)} * V2 + \frac{R3}{(R3+R4)} * VoAO4$$

Siendo:

$$VsAO4 = -\frac{R5}{R6} * Vo$$

Por la realimentación negativa, en el AO3 se cumple que Vd=0 resultando Vn3=Vp3. Igualando las ecuaciones y reemplazando la ecuación de VsAO4, queda:

$$\frac{R2}{(R2+R1)} * V1 = \frac{R4}{(R3+R4)} * V2 + \frac{R3}{(R3+R4)} * \left(-\frac{R5}{R6} * Vo\right) \Rightarrow Vo$$

$$Vo = \left[\frac{R6}{R5*R3} * R4\right] * V2 - \left[\frac{R6}{R5*R3} * \frac{(R2*(R3+R4))}{(R1+R2)}\right] * V1$$

Se advierte un término en común en la ecuación anterior que afecta a ambas entradas V1 y V2, siendo este:

$$\frac{R6}{R5*R3}$$

De modo que si se hace cumplir la siguiente igualdad:

$$R4 = \frac{R2*(R3+R4)}{(R1+R2)} \Rightarrow \frac{R4}{R3} = \frac{R2}{R1}$$

Ahora se puede expresar la ecuación de Vo, del siguiente modo:

$$Vo = \frac{R4*R6}{R5*R3} * (V2 - V1)$$

Esta última ecuación de la salida del circuito, indica que es amplificador de instrumentación porque posee ganancia diferencial, alta impedancia de entrada y es posible ajustar la ganancia variando una sola resistencia. Se realiza con R6 para que sea lineal el ajuste (esto es por hallarse R6 en el numerador de la ganancia).
Este amplificador de instrumentación utiliza cuatro AO y la CMRR se ve degradada teniendo en cuenta que los caminos de las entradas son asimétricos.
La única ventaja que presenta esta configuración en relación al amplificador de instrumentación de tres AO, es que el ajuste de la ganancia es lineal.

b)

$$Para\ Vo\ máx = 10V\ con\ Ve\ dif = 100mV, resulta:$$

$$Vo = 10V = \frac{R4*R6}{R5*R3} * (Ve\ dif) = \frac{R4*R6}{R5*R3} * (100mV) \Rightarrow Av = \frac{R4*R6}{R5*R3} = 100$$

Por simplicidad de cálculo se adopta:

$$\boldsymbol{R1 = R2 = R3 = R4 = 10K\Omega}$$

Luego volviendo sobre la ecuación de la ganancia, resulta la siguiente expresión:

$$Av = \frac{R6}{R5} = 100, se\ adopta\ \boldsymbol{R5 = 2K\Omega}\ \text{y resulta}\ \mathbf{RG = 200K\Omega}.$$

Fuentes Controladas y Reguladores de Voltaje

Continuando con las aplicaciones lineales, el contenido de esta sección se refiere a las fuentes de Tensión y de Corriente, controladas. Comprende los reguladores de voltaje: paralelo y serie, discretos y utilizando el AO en configuración Inversora y No- Inversora.
En relación a las fuentes de corrientes, comprende las controladas por tensión y corriente con carga flotante y con carga referida a masa.

Para resolver los problemas es necesario contar con los conocimientos teóricos y prácticos que se detallan a continuación:

- Comprender los conceptos básicos de las fuentes de tensión y corrientes reguladas, y controladas por tensión y corriente.
- Comprender la realimentación negativa y su aplicación de acuerdo al tipo de transistor utilizado, NPN o PNP.
- Identificar la aplicación de las configuraciones del AO, Inversora y No Inversora de acuerdo a requerimientos específicos.
- Manejar criterios de diseño práctico.

El cuestionario de múltiple opción, comprende los reguladores de tensión discretos e integrados. Conceptos de fuentes de Tensión y corrientes controladas, y los componentes básicos que lo integran y su disposición.

Cuestionario 7

1) Dada una referencia de tensión de +2,5 V se puede tener una fuente controlada de tensión de +15 V utilizando un amplificador:
   a) Inversor
   b) No inversor
   c) Diferencial
   d) De instrumentación
2) Dada una referencia de tensión de una pila de 9 V se puede tener una fuente controlada de tensión de 3 V utilizando:
   a) Un amplificador inversor
   b) Un amplificador no inversor
   c) Un amplificador diferencial
   d) Un amplificador de instrumentación
3) Dada una referencia de tensión de +1,5 V se puede tener una fuente controlada de tensión de +6 V utilizando:
   a) Un amplificador inversor
   b) Un amplificador no inversor
   c) Un amplificador diferencial
   d) Un amplificador de instrumentación
4) En una fuente de tensión controlada por una tensión de referencia primaria que se construye con amplificadores operacionales, el circuito actúa como un:
   a) Convertidor de resistencia negativa
   b) Convertidor de tensión a corriente
   c) Amplificador de corriente
   d) Amplificador de tensión
5) Se construye una fuente tensión controlada por corriente, utilizando el AO en configuración:
   a) Inversora y No Inversora
   b) Diferencial con carga flotante
   c) Inversora
   d) No Inversora
6) Un regulador serie tiene mayor rendimiento que un regulador en derivación debido a:
   a) La ubicación de la referencia
   b) Que la salida es siempre una amplificación de la referencia
   c) La ubicación del elemento de control
   d) A la baja disipación de potencia del elemento de control
7) La regulación serie se diferencia de la de derivación, porque:
   a) Puede elevar la tensión.
   b) Conmuta el transistor de paso entre conducción y corte.
   c) El transistor de paso sustituye a la resistencia serie.
   d) Por la ubicación del elemento activo.
   e) Las opciones c) y d), son las correctas.
8) La limitación de corriente en el regulador serie, se realiza en:
   a) La fuente de corriente de entrada.
   b) En el colector o emisor del transistor de salida.

c) La resistencia de carga.
d) En la base del transistor de salida.

9) En un regulador en serie básico, Vo está determinada por:
a) El elemento de control.
b) El circuito de muestreo.
c) El voltaje de referencia.
d) Respuestas b) y c).

10) El LM7805 es un ejemplo de un:
a) Regulador de voltaje negativo de tres terminales en circuito integrado.
b) Regulador de voltaje positivo fijo
c) Regulador de conmutación
d) Regulador lineal
e) Las opciones b) y d), son correctas.

11) En el regulador serie con AO y transistor NPN, la realimentación se hace a través de la entrada:
a) Inversora, para que sea negativa.
b) No Inversora, para que sea negativa.
c) Inversora, porque el transistor está en configuración emisor común.
d) No Inversora, para obtener una aplicación lineal.
e) Las opciones a) y c), son correctas.

12) En la regulación serie, la disipación de potencia del transistor de paso es igual a la tensión colector-emisor multiplicada por:
a) Corriente por la base
b) Corriente por la carga
c) Corriente por el zener
d) Corriente de realimentación

13) Los reguladores en derivación tienen:
a) La desventaja de bajo rendimiento, provocado por las grandes pérdidas de potencia en las resistencias en serie.
b) La ventaja de su simplicidad
c) La ventaja de que no requieren protección contra corto circuito
d) Todas las opciones son válidas

14) Una ventaja de los reguladores en derivación es:
a) Que se construyen con protección contra cortocircuito
b) La baja disipación de potencia en el transistor de paso
c) El alto rendimiento
d) La poca potencia desperdiciada

15) En el caso de un regulador en paralelo, Vo está determinada por:
a) el elemento de control
b) el circuito de muestreo
c) el voltaje de referencia
d) respuestas b) y c)

16) En el regulador en derivación con AO y con transistor NPN, la realimentación se hace a través de la entrada:
a) Inversora, para que sea negativa.
b) No Inversora, para que sea negativa.
c) Inversora, para obtener una aplicación lineal.
d) No Inversora, porque el transistor está en configuración seguidor de emisor.

17) En el regulador serie con AO y transistor PNP, la realimentación se hace a través de la entrada:
   a) Inversora, para que sea negativa.
   b) No Inversora, para que sea negativa.
   c) Inversora, porque el transistor está en configuración emisor común.
   d) No Inversora, para obtener una aplicación lineal.
   e) Las opciones b) y d), son correctas.
18) En el regulador en derivación con AO y transistor PNP, la realimentación se hace a través de la entrada:
   a) Inversora, para que sea una aplicación lineal.
   b) No Inversora, para que sea negativa.
   c) Inversora, porque el transistor está en configuración seguidor de emisor.
   d) No Inversora, porque el transistor está en configuración emisor común.
   e) Las opciones a) y c), son correctas.
19) Los reguladores de tensión utilizan:
   a) Realimentación negativa
   b) Realimentación positiva
   c) Realimentación nula
   d) Limitador de fase
20) En los reguladores conmutados:
   a) El transistor trabaja en la zona lineal
   b) El elemento activo trabaja entre 10 y 100 kHz
   c) La conmutación no produce interferencia
   d) Trabajan solo en aplicaciones de baja corriente.
21) Los reguladores lineales:
   a) Son muy utilizados, tanto discretos como monolíticos.
   b) Tienen una eficacia menor que los conmutados
   c) Se diferencian de los conmutados, en la zona de trabajo de los elementos activos.
   d) Todas las opciones son correctas
22) En un regulador lineal de tensión sin limitación de corriente, una carga en cortocircuito probablemente:
   a) Destruirá los diodos y 1os transistores
   b) Tendrá una corriente de carga demasiado pequeña
   c) Tendrá una tensión en la carga igual a la tensión zener
   d) Producirá una corriente de carga nula
23) Con limitación de corriente, la tensión en la carga se aproxima a cero y la corriente de carga se aproxima a:
   a) Un valor pequeño
   b) Infinito
   c) Un nivel destructivo
   d) La corriente zener
24) Los reguladores lineales:
   a) Tienen la desventaja de la complicación de su diseño.
   b) Son los de mayor eficiencia
   c) Son aptos para aplicaciones que trabajan con señales muy pequeñas
   d) Ninguna opción es válida
25) El regulador con el mayor rendimiento es:

a) EI regulador en derivación
b) El regulador serie
c) El regulador conmutado
d) El regulador con característica plegada

26) Con un regulador integrado LM7909, se puede obtener:
a) Una tensión fija de +9V a la salida.
b) Una tensión variable menor al valor nominal.
c) Una fuente de corriente controlada por tensión.
d) Una fuente de corriente flotante.
e) Las opciones c) y d), son válidas.

27) Utilizando un regulador integrado, se obtiene mayor rendimiento, cuando:
a) Sea mayor la diferencia de tensión entre la entrada y la Vs
b) La tensión diferencial entrada -salida es del orden de la tensión Dropout
c) La tensión de salida es alta
d) Ninguna opción es válida.

28) Un regulador de tensión tiene un rechazo al rizado de -60 dB. Si el rizado en la entrada es de 1V, el rizado a la salida es de:
a) -60 mV
b) 10 mV
c) mV
d) 1V

29) Una resistencia detectora de corriente, en un regulador de tensión es por lo general:
a) Nula
b) Pequeña
c) Grande
d) Abierta

30) En los reguladores integrados lineales, la especificación de "Dropout Voltage":
a) Es la máxima tensión diferencial entre la entrada y la salida, en la que el regulador puede operar
b) Es la tensión de referencia del regulador utilizada para ajustar la tensión de salida.
c) Es la mínima diferencia de tensión entre la entrada y la salida dentro de la cual el circuito todavía regula.
d) Ninguna opción es válida.

31) En los reguladores integrados lineales, la especificación de la máxima tensión diferencial entre la entrada y la salida, se la utiliza cuando:
a) Se regula a su valor de tensión nominal
b) Se desea regular a una tensión menor que la tensión nominal.
c) Se desea regular a una tensión mayor que la tensión nominal.
d) Las opciones a) y c), son correctas.

32) Los reguladores integrados lineales, son reguladores:
a) Serie
b) Zener
c) Derivación
d) Todas las opciones son válidas

33) Los siguientes elementos son partes de un regulador de voltaje básico, excepto:

a) El elemento de control
b) El circuito de muestreo
c) El seguidor de voltaje
d) El detector de errores
e) El voltaje de referencia

34) La diferencia básica entre un regulador en serie y un regulador en paralelo es:
a) La cantidad de corriente que puede ser manejada
b) La posición del elemento de control
c) El tipo de circuito de muestreo
d) El tipo de detector de error

35) El propósito principal de limitar la corriente en un regulador es:
a) La protección del regulador, contra la corriente excesiva.
b) La protección de la carga, contra la corriente excesiva.
c) Evitar que el transformador de la fuente de energía se queme.
d) Mantener el voltaje de salida constante.

36) En un regulador lineal, el transistor de control conduce:
a) Una pequeña parte del tiempo.
b) La mitad del tiempo.
c) Todo el tiempo.
d) Sólo cuando la corriente de carga es excesiva.

37) En el regulador lineal, se utiliza un transistor de paso externo para:
a) Incrementar el voltaje de salida.
b) Mejorar la regulación.
c) Incrementar la corriente que el regulador puede manejar.
d) Protección contra cortocircuito.

38) Una fuente de corriente controlada por tensión:
a) También se la denomina de Transimpedancia.
b) Tiene la carga siempre flotante.
c) Es una fuente de corriente constante, que excita a la carga.
d) Entrega una corriente por la carga, igual a la corriente de entrada por la ganancia.

39) En una fuente de corriente controlada por tensión que se construye con amplificadores operacionales, el circuito actúa como un:
a) Amplificador de tensión.
b) Convertidor de corriente a tensión.
c) Convertidor de tensión a corriente.
d) Amplificador de corriente.

40) Una fuente de corriente controlada por tensión, presenta:
a) Resistencia de entrada y salida, alta.
b) Resistencia de entrada y salida, casi cero.
c) Muy alta ganancia de conversión.
d) Ninguna opción es válida.

41) Un convertidor de tensión a corriente está saturado. Un problema posible es:
a) No hay fuente de alimentación.
b) La resistencia de realimentación es nula.
c) No hay tensión de entrada.
d) La resistencia de carga está desconectada.

42) En una fuente de corriente, el valor de la RL puede tomar:

a) Cualquier valor, porque la Is es independiente de la RL
b) El límite máximo dado por el corte del elemento activo
c) Siempre valores acotados
d) Ninguna opción es válida

43)¿Hay límites en la resistencia de carga en una fuente de corriente?
a) Si, está limitada por la linealidad del funcionamiento de los elementos activos
b) Si, está limitada en los valores máximos de corriente del AO
c) No existe valores límites porque la Is es independiente de la RL
d) Si, y se la limita para evitar la destrucción de los elementos activos

44)En una fuente de corriente con transistor de salida,
a) La corriente puede ser bidireccional, dependiendo sólo de la polaridad de la referencia.
b) El sentido de la corriente por la carga, depende sólo del tipo de transistor.
c) La corriente es unidireccional.
d) Ninguna opción es válida.

45)La fuente de corriente Howland produce una:
a) Corriente unidireccional de carga flotante
b) Corriente bidireccional de carga puesta a masa
c) Corriente unidireccional de carga puesta a masa
d) Corriente bidireccional de carga flotante

46)En una fuente de corriente controlada por tensión:
a) El valor límite de la corriente depende sólo de la tensión de referencia.
b) La referencia siempre es referida a masa.
c) La impedancia de salida es baja.
d) Ninguna opción es válida.

47)Una fuente de corriente controlada por tensión, tiene la tensión de salida del AO nula. Una posible causa es:
a) La resistencia de realimentación está desconectada.
b) La resistencia carga esta en cortocircuito
c) La tensión de entrada es muy alta y el AO, satura.
d) La resistencia carga esta desconectada.

48)Utilizando un regulador integrado LM7809 como fuente de corriente, el máximo valor de la resistencia de carga lo determina:
a) La máxima disipación de potencia del regulador.
b) La tensión Dropout.
c) La tensión de entrada.
d) Ninguna opción es válida.

49)En un regulador paralelo con AO en configuración NO Inversora que usa un transistor NPN (elemento de control), la fuente de referencia se conecta a:
a) A la entrada inversora.
b) A la entrada No inversora.
c) Al circuito de muestreo.
d) Ninguno es correcto.

50)En un regulador paralelo con AO en configuración Inversora que usa un transistor NPN (elemento de control), la fuente de referencia se conecta a través de:
a) La entrada inversora.
b) La entrada No inversora.

c) El circuito de muestreo.
d) Ninguna opción es correcta.

51) El menor rendimiento de los reguladores paralelo comparado con el regulador serie es debido a las pérdidas de potencia en:
a) En el transistor de control.
b) En la resistencia serie.
c) En el transistor y la resistencia limitadora.
d) Ninguna opción es correcta.

52) En un regulador paralelo con AO en configuración Inversora que usa un transistor NPN (elemento de control), en caso de corto circuito a la salida, la potencia la absorbe:
a) El transistor de control.
b) La resistencia serie.
c) El transistor y la resistencia limitadora.
d) Ninguna opción es correcta.

53) En un regulador serie con AO en configuración NO Inversora que usa un transistor NPN (elemento de control), la fuente de referencia se conecta a:
a) A la entrada inversora.
b) A la entrada No inversora.
c) Al circuito de muestreo.
d) Ninguna opción es correcta.

54) En un regulador serie con AO en configuración Inversora que usa un transistor NPN (elemento de control), la fuente de referencia se conecta a través de:
a) La entrada inversora.
b) La entrada No inversora.
c) El circuito de muestreo.
d) Ninguna opción es correcta.

55) La limitación de corriente por emisor se usa en:
a) En los reguladores paralelos.
b) En los reguladores serie.
c) Las opciones a) y b) son correctas.
d) En los reguladores serie, siempre con transistor NPN.

56) La limitación de corriente por colector se usa en:
a) En los reguladores paralelos.
b) En los reguladores serie.
c) Las opciones a) y b) son correctas.
d) En los reguladores serie, siempre con transistor NPN.

57) En un regulador que usa un limitador de corriente con característica plegada:
a) La Icc (corriente de cortocircuito) es mayor a Imáx (corriente máxima que limita).
b) La Icc es menor que la Imáx.
c) La Icc es aproximadamente igual a Imáx.
d) Todas las opciones son correctas, dependiendo del diseño.

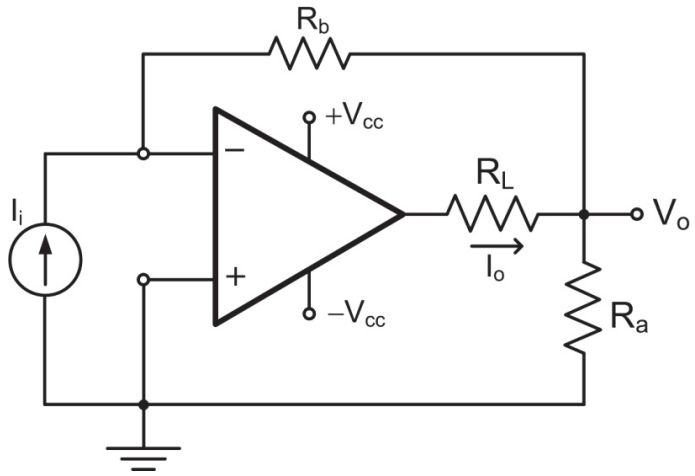
58) Con un regulador monolítico de la serie 78xx puedo obtener tensión de salida:
a) Fijas.
b) Variables, sólo superior a xx.
c) Las opciones a) y b), son correctas.
d) La opción a) y variables inferiores a xx.

Solución:

1) b)	9) d)	17) e)	25) c)	33) c)	41) d)	49) a)	57) b)
2) a)	10) b)	18) e)	26) c)	34) b)	42) b)	50) b)	58) c)
3) b)	11) e)	19) a)	27) b)	35) a)	43) b)	51) b)	
4) d)	12) b)	20) b)	28) c)	36) c)	44) c)	52) b)	
5) c)	13) d)	21) d)	29) b)	37) c)	45) b)	53) b)	
6) c)	14) a)	22) a)	30) c)	38) c)	46) d)	54) a)	
7) e)	15) d)	23) a)	31) d)	39) c)	47) b)	55) b)	
8) b)	16) b)	24) c)	32) a)	40) d)	48) a)	56) b)	

Problema 1

Dado el siguiente circuito, hallar la relación entre Io/Ii y explicar la función que el mismo realiza.



Solución:

$$Vn = Ii * Rb + Vo \;\; y \; Vp = 0$$

Siendo la realimentación negativa, Vp=Vn. Igualando, se despeja Vo:

$$Vo = -Ii * Rb \;\; Ec.1$$

Por otro lado:

$$Vo = (Io + Ii) * Ra \;\; Ec.2$$

Igualando las ecuaciones 1 y 2, resulta:

$$-Ii * Rb = (Io + Ii) * Ra \;\Rightarrow \frac{\boldsymbol{Io}}{\boldsymbol{Ii}} = -\left(\mathbf{1} + \frac{\boldsymbol{Rb}}{\boldsymbol{Ra}}\right)$$

El signo negativo, indica que la corriente de salida Io, es entrante en el AO y no saliente como se la dibuja en el esquema circuital.

La función que cumple el circuito es la de una fuente de corriente controlada por corriente, siendo la corriente en la carga independiente de RL.

Problema 2

Considérese el siguiente circuito:

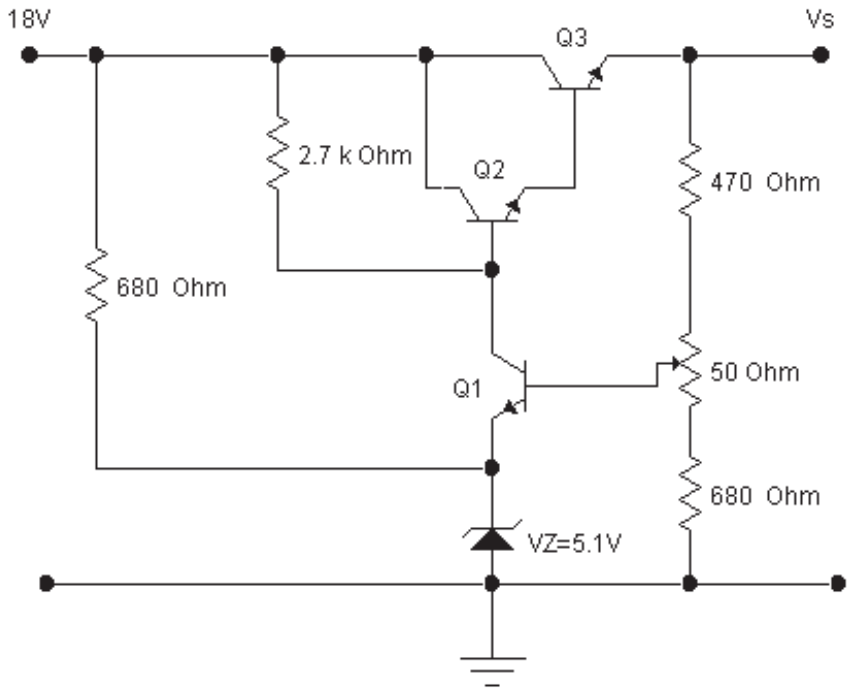
a) Indique la función que cumple.

b) ¿Calcule el valor de Vs mínima y máxima?

c) Para el cursor del potenciómetro en la mitad de su recorrido y una RL= 7Ω, calcule el valor de Iz.

d) Cuál es la máxima disipación de potencia del transistor Q3, cuando el cursor está en su extremo superior y la RL= 10 Ω.

Datos: βQ1=βQ2= 200 y βQ3= 60



Solución:

a) El circuito es regulador de voltaje, tipo serie. Denominado así, dado que el elemento de control (Transistor Q3) se halla en serie entre la tensión de entrada no regulada de +18V, y la tensión de salida Vs.

b) Despreciando la corriente de base del transistor Q1, resulta para las posiciones extremas del potenciómetro los valores de Vsmin y Vs máx:

$$VB\ Q1 = 0.7V + Vz = \frac{(50\Omega + 680\Omega)}{(470\Omega + 50\Omega + 680\Omega)} * Vsmin \Rightarrow Vsmin$$

$$\boldsymbol{Vs\ min = \frac{(470\Omega + 50\Omega + 680\Omega)}{(50\Omega + 680\Omega)} * (0.7\,V + 5.1\,V) = 9.53\,V}$$

$$VBQ1 = 0.7V + Vz = \frac{(680\Omega)}{(470\Omega + 50\Omega + 680\Omega)} * Vsmáx \Rightarrow Vsmáx$$

$$\boldsymbol{Vs\ máx} = \frac{(\mathbf{470\Omega + 50\Omega + 680\Omega})}{(\mathbf{680\Omega})} * (\mathbf{0.7\ V + 5.1\ V}) = \mathbf{10.23\ V}$$

c) Para la posición del potenciómetro en la mitad de su recorrido, el valor de Vs resulta:

$$\boldsymbol{Vs} = \frac{(\mathbf{470\Omega + 50\Omega + 680\Omega})}{(\mathbf{25\Omega + 680\Omega})} * (\mathbf{0.7\ V + 5.1\ V}) = \mathbf{9.87\ V}$$

$$I_{R=680\Omega} = \frac{(18V - 5.1V)}{680\Omega} = 18.97\ mA$$

$$V_{R=2.7K\Omega} = (18V - Vs) - 2 * 0.7V = (18V - 9.87V) - 1.4V = 6.73V$$

$$I_{R=2.7K\Omega} = \frac{V_{R=2.7K\Omega}}{2.7\text{K}\Omega} = \frac{6.73\ V}{2.7\ K\Omega} = 2.49\ mA$$

$$I_{Divisor} = \frac{Vs}{(470\Omega + 50\Omega + 680\Omega)} = \frac{9.87\ V}{1.2\ K\Omega} = 8.22\ mA$$

$$IRL = \frac{Vs}{RL} = \frac{9.87\ V}{7\Omega} = 1.41\ A$$

Teniendo en cuenta que la corriente del divisor de tensión es prácticamente despreciable frente a la corriente de carga, entonces:

$$IC_{\ Q3} = IRL = 1.41\ A\ por\ tanto\ IB_{Q2} = \frac{IC_{\ Q3}}{\beta Q3 * \beta Q2} = \frac{1.41\ A}{60 * 200} = 0.11\ mA$$

$$IC_{\ Q1} = I_{R=2.7K\Omega} - IB_{Q2} = 2.49\ mA - 0.11\ mA = 2.38\ mA$$

$$\boldsymbol{IZ} = I_{R=680\Omega} + IC_{\ Q1} = 18.97\ mA + 2.38\ mA = \mathbf{21.35\ mA}$$

c) Para la posición del potenciómetro en su extremo superior, Vs= Vs min.

$$IRL = \frac{Vs\ min}{RL} = \frac{9.53\ V}{10\ \Omega} = 953\ mA$$

$$\boldsymbol{PT_{Q3}} = (18V - Vsmin) * IRl = (18V - 9.53V) * 953\ mA = \mathbf{8.07\ W}$$

Problema 3

Para el siguiente circuito:

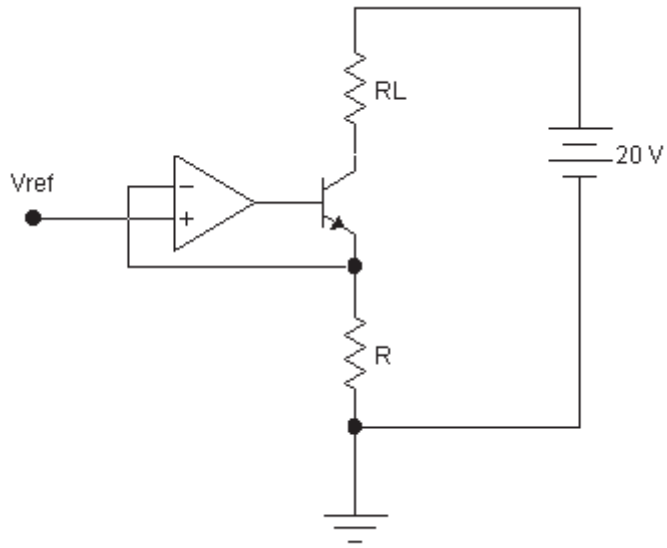
a) Analizar el signo de la realimentación, completando el siguiente cuadro:

RL	IC	VE	VD	Vs AO	IB	IC
Disminuye						

b) Indicar la función del circuito, y diseñarlo.

Datos:
Vref: Diodo zener de 5V.
VCEsat = 0,2 V
I en RL= 50 mA
V de alimentación de AO=+20V/0V.

c) Calcular el rango de RL, en el funcionamiento lineal del circuito y la máxima disipación de potencia en el transistor.



Solución:

a) Planteando la ecuación en la malla de salida del transistor, se tiene:

$$VCC = 20V = VCE + IC * (RL + R) \Rightarrow IC = \frac{20V - VCE}{(RL + R)}$$

En consecuencia, si RL disminuye la corriente de colector aumenta y también lo hace la tensión en el emisor.

$$VE \cong IC * R = Vn$$

Siendo VD=Vp-Vn=Vref-VE, entonces el incremento de VE ocasiona una disminución de VD. Luego la disminución de VD, produce una disminución en la tensión de base del transistor, reduciendo el valor IB y en consecuencia la IC.

Esto indica que hay realimentación negativa, compensando la IC.

RL	IC	VE	VD	Vs AO	IB	IC
Disminuye	Aumenta	Aumenta	Disminuye	Disminuye	Disminuye	Disminuye

b)
En base al análisis realizado en el ítem a), se desprende que la IC es independiente

a las variaciones en la resistencia de carga. Esta es la característica fundamental que determina la función del circuito, y es la de una fuente de corriente constante. Para definir la ecuación de la corriente de carga, se plantean las siguientes ecuaciones:

$$Vn = VE = IL * R \quad y \quad Vp = Vref$$

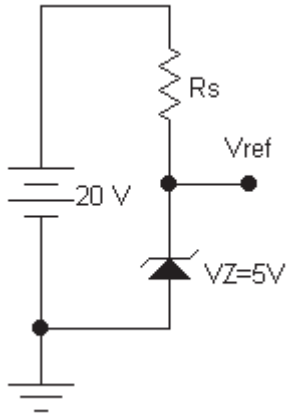
Por la realimentación negativa, VD=0 resultando Vn=Vp:

$$Vn = VE = IL * R = Vp = Vref \Rightarrow \boldsymbol{IL = \frac{Vref}{R}}$$

Esta ecuación de IL, comprueba que el circuito es una fuente de corriente constante (independiente de RL), controlada por tensión (Vref).
Para el diseño, se utilizan los datos de IL=50 mA y VZ=5V.

$$IL = 50\,mA = \frac{Vref}{R} = \frac{5V}{R} \Rightarrow \boldsymbol{R = 100\,\Omega}$$

Se diseña a continuación, la referencia:



Se adopta para el diseño IZmin=5 mA, luego Rs será:

$$20V = IZmin * Rs + VZ = 5mA * Rs + 5V \Rightarrow \boldsymbol{Rs = \frac{(20V - 5V)}{5\,mA} = 3\,K\Omega}$$

c)

Para calcular el máximo valor de la resistencia de carga, se analiza el rango lineal del transistor:

$$V = 20V = IL * R + IL * RL + VCE$$
$$Para\, VCE = VCE\, sat = 0.2V, luego:$$
$$VCC = IL * R + IL * RLmáx + VCEsat \Rightarrow RLmáx = \frac{VCC - VCE\, sat - IRL * R}{IRL}$$

$$RLmáx = \frac{20V - 0.2V - 50mA * 100\Omega}{50mA} = 1.49K\Omega$$

$$\boldsymbol{0\Omega \leq RL \leq 1.49\,K\Omega}$$

$$La\ VCEmáx\ se\ alcanza\ con\ RLmin, luego:$$

$$VCEmáx = VCC - IL * R = 20V - 50mA * 100\Omega = 15V$$

$$\boldsymbol{PTmáx = IRL * VCEmáx = 50mA * 15V = 0.75W}$$

Problema 4

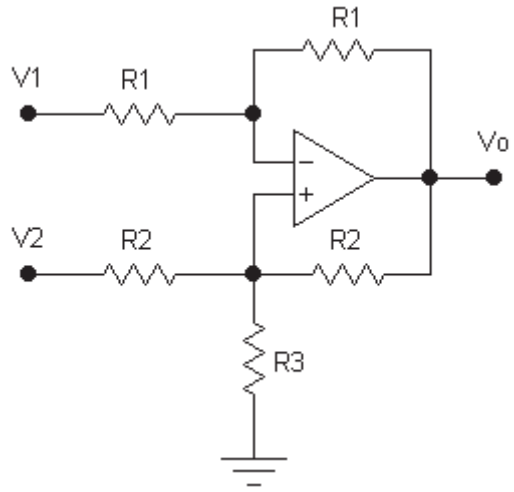
Sea el siguiente circuito:

a) Analice las fracciones de realimentación e indique cual es la dominante.

b) En base al apartado a), halle la ecuación de IR3=f (V1, V2) y describa la función del circuito.

c) Teniendo en cuenta que: el AO es rail-to-rail y se alimentan con +20V y -20V, Is_{maxAO} = 25 mA, R1= 10 KΩ, R2= 1 KΩ, V1= 10V y V2= 50V; hallar el valor de IR3 y el el rango de valores de R3 para el cual el circuito funciona de acuerdo a su función indicada en el ítem b).

d) Calcular la máxima tensión de salida y corriente del AO (verificar si se exceder o no los límites dados por el fabricante). Obtenga una conclusión en relación a la IR3 y la máxima corriente que maneja el operacional en su funcionamiento.



Solución:

a) Se calcula las tensiones de las entradas al AO, y se analizan las fracciones e la realimentación:

$$\boldsymbol{Vn = \frac{V1}{2} + \frac{Vo}{2}}$$

$$\boldsymbol{Vp = \frac{(R2 \parallel R3)}{R2 + (R2 \parallel R3)} * V2 + \frac{(R2 \parallel R3)}{R2 + (R2 \parallel R3)} * Vo}$$

Comparando las fracciones de la realimentación de Vo, hacia Vn y Vp, resulta:

$$\frac{1}{1+1} * \text{Vo} > \frac{1}{1+\frac{R2}{(\text{R2} \parallel \text{R3})}} * \text{Vo}$$

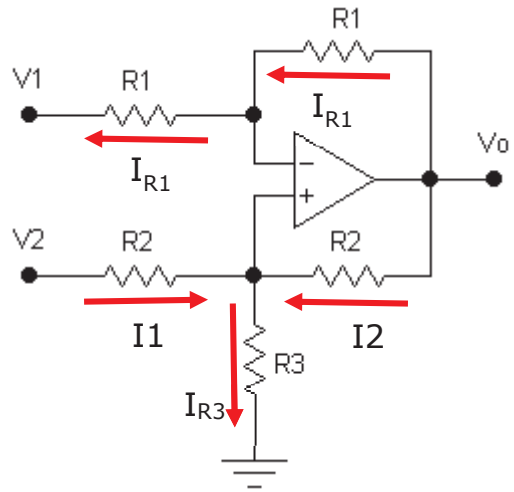
A través de esta ecuación se advierte que la realimentación que predomina es la negativa, por lo cual esta aplicación es lineal.

b)
La tensión en la entrada No Inversora del amplificador operacional, también se puede expresar:

$$\boldsymbol{Vp = I_{R3} * R3}$$

Por la realimentación negativa Vd=0V, luego Vn=Vp. Igualando las expresiones se despeja Vo;

$$\boldsymbol{Vn = \frac{V1 + Vo}{2} = Vp = I_{R3} * R3 \Rightarrow Vo = 2 * I_{R3} * R3 - V1}$$



Planteando la ley de Kirchhoff de corrientes en la entrada No Inversora del amplificador operacional, resulta:

$$\boldsymbol{I_{R3}} = I1 + I2 = \frac{(V2 - Vp)}{R2} + \frac{(Vo - Vp)}{R2}$$

Reemplazando Vo y Vp, queda:

$$\boldsymbol{I_{R3}} = \frac{V2}{R2} - \frac{2 * \boldsymbol{I_{R3}} * R3)}{R2} + \frac{2 * \boldsymbol{I_{R3}} * R3)}{R2} - \frac{V1}{R2} = \frac{(\boldsymbol{V2 - V1})}{\boldsymbol{R2}}$$

El circuito es una fuente de corriente controlada por la diferencia de las tensiones de entrada (V2-V1), y cumple el requisito de fuente de corriente por su independencia con la resistencia R3 (resistencia de carga de la fuente).

c) Aplicando los datos, se obtiene:

$$I_{R3} = \frac{(V2 - V1)}{R2} = \frac{(50V - 10V)}{1K\Omega} = \mathbf{40\ mA = IL}$$

Siendo $Vo = 2 * IL * RL - V1$, cuando RL sea máxima $Vo = Vsat^+$

Reemplazando en la ecuación de Vo, se obtiene el valor de RL máx:

$$Vo = Vsat^+ = 2 * IL * RLmáx - V1 \Rightarrow Rl\ máx = \frac{Vsat^+ + V1}{2 * IL} = \frac{20V + 10V}{2 * 40mA} = 375\Omega$$

$$\mathbf{0\Omega \leq RL \leq 375\Omega}$$

d) Se calculan los valores límites de las corrientes:

Para RL máx:

$$Siendo \quad Vp = IL * RL\ máx = 40mA * 375\Omega = 15V = Vn$$

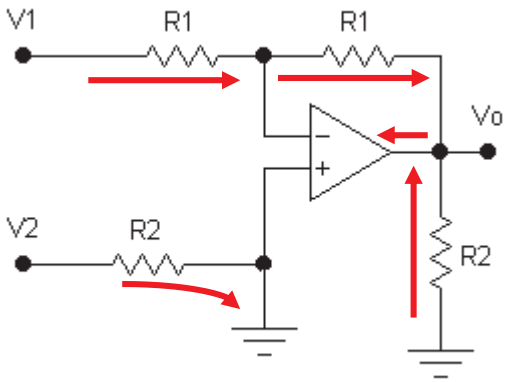
$$I_{R1} = \frac{(Vo - Vn)}{R1} = \frac{(20V - 15V)}{10K\Omega} = 0.5mA$$
$$I2 = \frac{(Vo - Vp)}{R2} = \frac{(20V - 15V)}{1K\Omega} = 5mA$$

$$\boldsymbol{I_{AO}} = I_{R1} + I2 = 5.5\ mA$$

Para RL min:

$$Siendo \quad Vp = IL * RL\ min = 40mA * 0\Omega = 0V = Vn$$

$$Vo = 2 * IL * RLmin - V1 = 2 * 40mA * 0\Omega - 10V = -10V$$



$$I_{R1} = \frac{(Vn - Vo)}{R1} = \frac{[0V - (-10V)]}{10K\Omega} = 1\ mA$$
$$I2 = -\frac{Vo}{R2} = -\frac{(-10V)}{1K\Omega} = 10\ mA$$

$$\boldsymbol{I_{AO}} = I_{R1} + I2 = 11\ mA < Is\ máx\ AO$$

Este circuito permite manejar corriente en la carga de 40 mA, mientras que el AO sólo llega a conducir una corriente máxima de 11 mA (IL>>Io AO), sin utilizar un transistor.

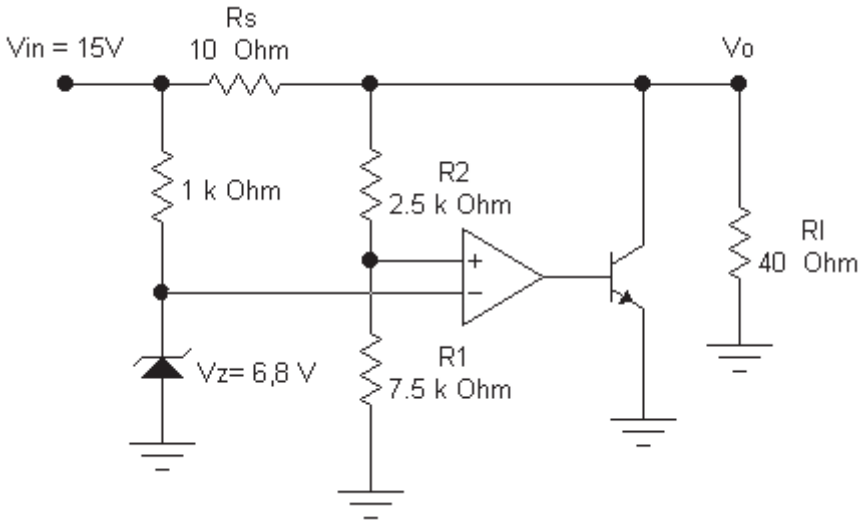
Problema 5

Para el circuito regulador con AO dado:

a) Hallar el valor de: Vo, IRs, IRL e IC

b) Calcular los valores máximos de disipación de potencia en Rs, en el transistor, en la salida, en la entrada y el rendimiento.

c) Si accidentalmente la salida se cortocircuita, hallar el valor IRs.



Solución:

a) Se plantean las ecuaciones de las entradas al AO:

$$Vp = \frac{R1}{R1 + R2} * Vo \quad y \quad Vn = Vz$$

Siendo esta una aplicación lineal (realimentación negativa), Vp=Vn:

$$Vp = \frac{R1}{R1 + R2} * Vo = Vn = Vz \Rightarrow \boldsymbol{Vo = \left(1 + \frac{R2}{R1}\right) * Vz = \left(1 + \frac{2.5\ K\Omega}{7.5K\Omega}\right) * 6.8V = 9.066V}$$

$$\boldsymbol{I_{Rs} = \frac{(Vin - Vo)}{Rs} = \frac{(15V - 9.066V)}{10\Omega} = 593\ mA}$$

$$\boldsymbol{I_{RL} = \frac{Vo}{Rl} = \frac{9.066V}{40\Omega} = 226.6mA}$$

$$\boldsymbol{IC \cong I_{Rs} - I_{RL} = 366.4\ mA}$$

b)

$$V_{Rs} = Vin - Vo \Rightarrow V_{Rs}\ máx\ cuando\ Vo = 0V, luego: V_{Rs}\ máx = Vin = 15V$$

$$\boldsymbol{P_{Rs}máx = \frac{(V_{Rs}\ máx)^2}{Rs} = 22.5\ W}$$

Para la carga RL=40Ω, $P_{Rs} = 3.52\ W$.

$$VCE\ máx = Vo = 9.066V$$

Siendo $IC = I_{Rs} - I_{RL}$, ésta será máxima cuando la resistencia de carga este desconectada, es decir $I_{RL} = 0$.

$$IC\ máx = I_{Rs} = 366.4\ mA$$

Luego:

$$\boldsymbol{PTmáx = VCE\ máx * IC\ máx = 9.066V * 366.4\ mA = 3.321\ W}$$

$$\boldsymbol{P\ out = Vo * I_{RL} = 9.066\ V * 226.6\ mA = 2.054W}$$

$$\boldsymbol{P\ in = Vin * I_{Rs} = 15\ V * 593\ mA = 8.895\ W}$$

$$\boldsymbol{\eta = \frac{P\ out}{P\ in} * 100\% = 23\%}$$

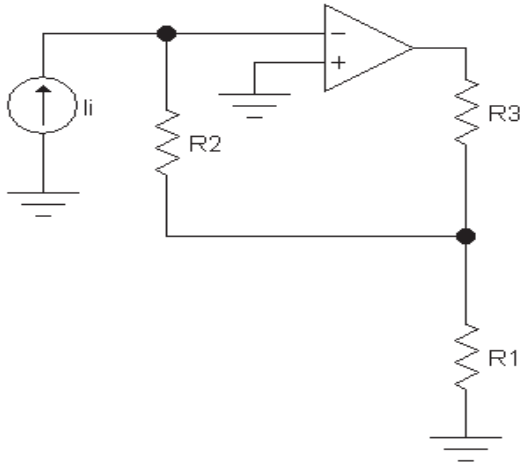
c)

Para salida cortocircuitada, Vo=0V, luego:

$$\boldsymbol{I_{Rs} = \frac{(Vin - Vo)}{Rs} = \frac{(15V - 0V)}{10\Omega} = 1.5\ A}$$

Problema 6

a) Sea el siguiente esquema circuital, hallar la relación entre las corrientes I_{R3} /Ii y explicar la función que el circuito realiza.
b) Calcular los límites de la resistencia R3, a fin de realizar la función indicada en a)



Solución:

a)

$$Vn = Ii * R2 + I_{R1} * R1 \quad y \quad Vp = 0V$$

Planteando la ecuación de Kirchhoff de corrientes, resulta:

$$Ii = I_{R1} + I_{R3} \Rightarrow I_{R1} = Ii - I_{R3}$$

$$Reemplazando\ en\ la\ ecuación\ de\ Vn, queda:$$

$$Vn = Ii * R2 + (Ii - I_{R3}) * R1$$

Por la realimentación negativa Vn=Vp. Igualando se despeja I_{R3}:

$$Ii * R2 + (Ii - I_{R3}) * R1 = 0 \Rightarrow \frac{\boldsymbol{I_{R3}}}{\boldsymbol{Ii}} = \left(\mathbf{1} + \frac{\boldsymbol{R2}}{\boldsymbol{R1}}\right)$$

Este circuito es una fuente de corriente, pues I_{R3} no depende de R3 (siendo esta la carga) y es controlada por la corriente de entrada Ii. Esta Fuente de corriente es de carga flotante.

b)

Si bien R3=RL, no interviene en la ecuación de la fuente de corriente, mientras mayor sea ésta, también lo será la tensión de salida del AO. Para que el funcionamiento sea lineal y teniendo en cuenta que la máxima tensión de salida lo determina la tensión de saturación, se calcula R3máx=RLmáx:

$$Vo = -Il * Rl\ máx + (Ii - Il) * R1 = Vsat^{-}$$

$$\boldsymbol{RL\ máx} = \frac{(\boldsymbol{Ii} - \boldsymbol{Il}) * \boldsymbol{R1} - \boldsymbol{Vsat^{-}}}{\boldsymbol{Il}}$$

Problema 7

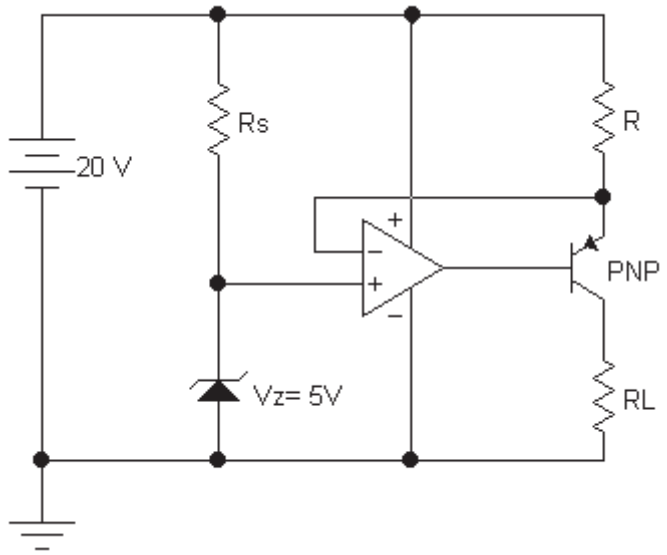
a) **Diseñar una fuente de corriente de 100mA, con amplificador operacional, para una carga referida a masa.**
b) **Calcular el rango de variación de la resistencia de carga en el funcionamiento lineal.**
c) **Indicar la máxima disipación de potencia del transistor.**

Se dispone de: AO de alimentación única, Transistor PNP, con β=100 y Vcesat=0,2 V; Zener de 5V de ¼ W y fuente de alimentación de +20V.

Solución:

De acuerdo a los datos y con los componentes con los que se cuenta, se propone la siguiente configuración circuital.

La misma usa como Vref, la tensión del diodo zener de 5V y la carga referida a masa se ubicará en el colector del transistor PNP.
La realimentación negativa se hace desde el emisor del transistor hacia la entrada Inversora del AO.



Siendo la realimentación negativa, Vn=Vp

$$Vp = Vz = 5V \quad y \quad Vn = VCC - IL * R$$

Luego, igualando ambas tensiones, se obtiene IL:

$$Vz = 5V = VCC - IL * R \Rightarrow IL = \frac{(VCC - Vz)}{R}$$

Para diseñar la fuente de corriente, se calcula el valor de R, para IL=100mA:

$$IL = \frac{(VCC - Vz)}{R} = 100mA \Rightarrow \boldsymbol{R = \frac{(20V - 5V)}{100\ mA} = 150\Omega}$$

Se calcula la resistencia del regulador zener, adoptando una Izmin= 10% de Izmáx:

$$Izmin = \frac{Izmáx}{10} = \frac{\frac{Pzmáx}{Vz}}{10} = \frac{0.250W}{5V * 10} = 5\ mA$$

$$\boldsymbol{Rs = \frac{(VCC - VZ)}{Iz\ min} = \frac{(20V - 5V)}{5\ mA} = 3K\Omega}$$

b)

$$Rl\ máx = \frac{(VCC - IL * R - VCE\ sat)}{IL} = \frac{(20V - 100mA * 0.150K\Omega - 0.2V}{100\ mA} = 48\Omega$$

$$\boldsymbol{0\Omega \leq RL \leq 48\Omega}$$

c)

La máxima disipación de potencia del transistor será, cuando RL=0Ω, luego:

$$VCE\ máx = (VCC - IL * R) = 20V - 100mA * 0.150K\Omega = 5V$$

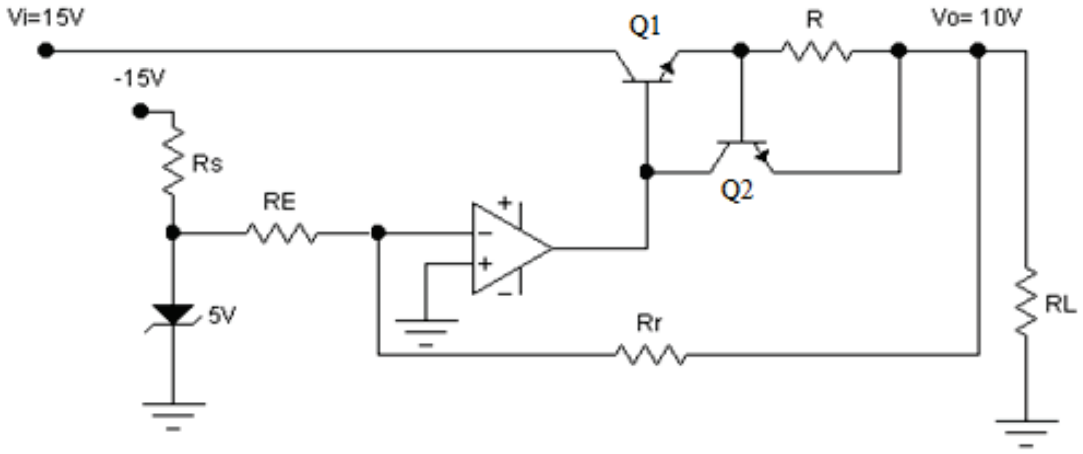
$$\boldsymbol{PTmáx = VCE\ máx * IL = 5\ V * 100\ mA = 500mW}$$

Problema 8

En el circuito regulador con AO dado:

a) Calcule con criterio, el valor de Rs, RE, Rr y R para una IL en cortocircuito de 100mA.

b) Calcular la máxima disipación de potencia del elemento de paso y el valor mínimo de la resistencia de carga, para la tensión de regulación.



Solución:

a) El regulador propuesto es tipo serie, con protección de cortocircuito y sobrecarga, en el emisor del transistor de paso.

Se inicia el diseño, calculando la función de transferencia del regulador:

$$Vn = \frac{Rr}{(Rr + RE)} * (-Vz) + \frac{RE}{(Rr + RE)} * Vo \quad y \quad Vp = 0V$$

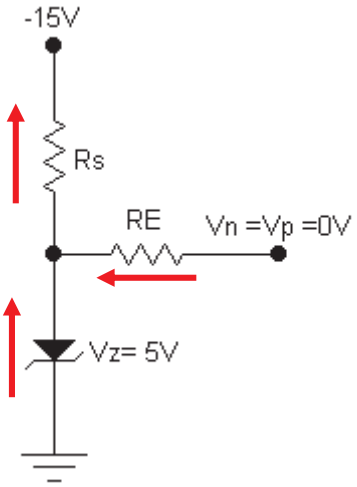
Por la realimentación negativa, Vn=Vp:

$$\frac{Rr}{(Rr + RE)} * (-Vz) + \frac{RE}{(Rr + RE)} * Vo = 0V \Rightarrow Vo = -\frac{Rr}{RE} * (-Vz) = \frac{Rr}{RE} * Vz$$

$$\frac{Vo}{Vz} = \frac{10V}{5V} = \frac{Rr}{RE}$$

Se adopta Rr>>Zs AO ≈ 100Ω, Ej: Rr=10KΩ, luego RE=5KΩ.

Se diseña ahora, la resistencia Rs del regulador zener:
De acuerdo al siguiente esquema, se plantea la ley de Kirchhoff de tensión:



$$Vz + (IZmin + I_{RE}) * Rs - 15V = 0V$$

Siendo:

$$I_{RE} = \frac{Vz}{RE}$$

$$Rs = \frac{(15V - Vz)}{(Izmin + \frac{Vz}{RE})}$$

Adoptando IZmin=5 mA, luego Rs resulta:

$$\boldsymbol{Rs = \frac{(15V - Vz)}{(Izmin + \frac{Vz}{RE})} = \frac{(15V - 5V)}{(5mA + \frac{5V}{5K\Omega})} = 1.6K\Omega}$$

La resistencia R, es la que permite sensar la corriente de carga máxima. De modo que cuando V_R=0.7V=VBE_{Q2}, se activa la protección permitiendo derivar corriente a través del transistor Q2. Luego:

$$V_R = VBE_{Q2} = 0.7V = ILmáx * R \Rightarrow \boldsymbol{R = \frac{0.7V}{100mA} = 7\Omega}$$

b)

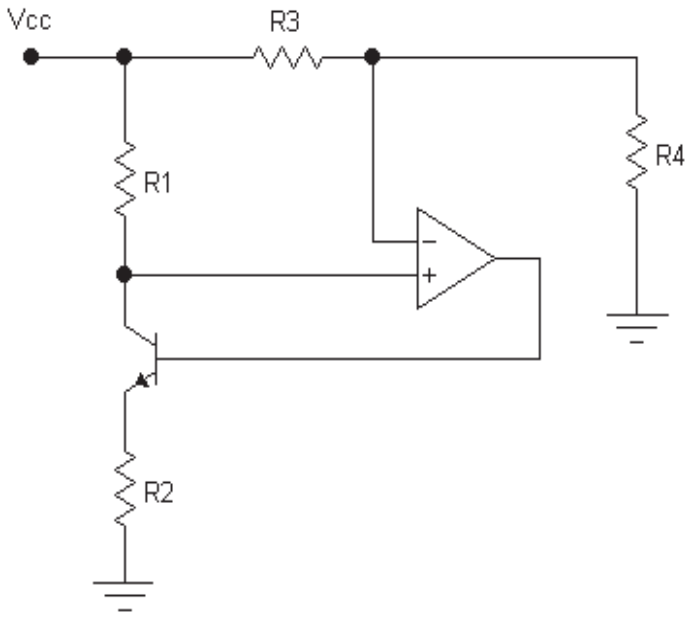
$$\boldsymbol{RLmin = \frac{Vo}{ILmáx} = \frac{10V}{100mA} = 100\Omega}$$

La disipación máxima de potencia en el transistor, será cuando la Vo=0V (salida en corto circuito) con la corriente de carga máxima:

$$\boldsymbol{PT\ máx_{Q1} = VCE\ máx * ILmáx = (Vi - VBE_{Q1}) * Ilmáx = (15V - 0.7V) * 0.1A = 1.43\ W}$$

Problema 9

Para el siguiente circuito:



a) **Justifique si el amplificador operacional está realimentado negativamente o positivamente, indicando si aumenta o disminuye cada parámetro especificado en la tabla adjunta. Considere que se produce un aumento en R2.**

R2	I_{R2}	Vp	Vd	Vo_{AO}	I_{R2}
Aumenta					

b) **Hallar la expresión de I_{R2} e indicar la función que cumple el circuito.**
c) **Hallar el rango de valores de R2 que provoca que el circuito trabaje conforme al funcionamiento indicado en el ítem b), teniendo en cuenta que: Los AO son rail-to-rail y se alimentan con +12V y -12V, R1=R3=R4= 100Ω, Vcc= 12V, Is_{maxAO} = 25 mA, β= 50, Vcesat= 0,2V, VBEon= 0,7V.**
d) **Hallar los valores máximos de funcionamiento: $VR2_{max}$, $Vo_{AO\ máx}$, $VCE_{máx}$, $Is_{máxAO}$**

Solución:

a)

Al aumentar el valor de la resistencia R2, disminuye I_{R2}=IC y la caída de tensión en la resistencia R1; y en consecuencia aumenta la VC=Vp.
El incremento en Vp, produce un aumento en Vd y de la Vo AO en coincidencia con la tensión de base del transistor; y esto produce un aumento en la IC= I_{R2}.

De este modo se compensa las variaciones de la I_{R2}=IC, indicando que la realimentación es negativa.

R2	I_{R2}	Vp	Vd	Vo_{AO}	I_{R2}
Aumenta	**Disminuye**	**Aumenta**	**Aumenta**	**Aumenta**	**Aumenta**

b) Se plantean las ecuaciones de Vn y Vp:

$$Vn = \frac{R4}{(R3+R4)} * Vcc \quad y \quad Vp = Vcc - I_{R2} * R1$$

Siendo la realimentación negativa, Vn=Vp, luego:

$$\frac{R4}{(R3+R4)} * Vcc = Vcc - I_{R2} * R1 \Rightarrow \boldsymbol{I_{R2} = \frac{R3}{(R3+R4) * R1} * Vcc}$$

Como se desprende de esta ecuación, la I_{R2} no depende de la resistencia R2 siendo ésta la resistencia de carga; por lo cual el circuito es una fuente de corriente controlada por tensión (Vcc).

Reemplazando los valores de las resistencias y la tensión Vcc, resulta:

$$\boldsymbol{I_{R2} = \frac{R3}{(R3+R4) * R1} * Vcc = \frac{100\Omega}{200\Omega * 100\Omega} * 12V = 0.06A = 60mA}$$

c) Se calcula ahora el rango de RL, dentro del funcionamiento lineal del transistor:

$$Vcc - VCE = I_{R2} * (R1 + R2) \Rightarrow R2 = \frac{(Vcc - VCE)}{I_{R2}} - R1$$

La resistencia R2, será máxima cuando VCE sea mínima y dentro del funcionamiento lineal el límite se VCE sat:

$$R2máx = \frac{(Vcc - VCEsat)}{I_{R2}} - R1 = \frac{(12V - 0.2V)}{0.060A} - 100\Omega = 96.6\Omega$$

$$\boldsymbol{0\Omega \leq R2 \leq 96.6\Omega}$$

d) Se calculan los valores máximos de tensión y corriente, de los componentes:

$$\boldsymbol{V_{R2}máx = I_{R2} * R2\ máx = 0.06A * 96.6\Omega = 5.79\ V}$$

$$\boldsymbol{Vo_{AO}máx = VBE_{on} + V_{R2}máx = 0.7V + 5.79V = 6.49V}$$

$$\boldsymbol{VCE\ máx = Vcc - I_{R2} * R1 - V_{R2}\ min = 12V - 0.06A * 100\Omega - 0V = 6V\ , con\ R2\ min = 0\Omega}$$

$$\boldsymbol{Io_{AO}máx = \frac{I_{R2}}{\beta} = \frac{60mA}{50} = 1.2\ mA}$$

Problema 10

Diseñar un regulador de tensión de 12V, con un amplificador operacional con protección contra cortocircuito. Se dispone de:

- **1 Fuente no regulada de +/- 9 volts.**
- **1 Amplificador operacional de alimentación única, con una Zi = 2MΩ, Zo = 100 Ω e Isal máx.= 25mA.**
- **1 pila de 1.5V.**
- **1 Transistor (PNP), con Vec sat= 0.2V; VEB on= 0.7V; Vec máx.= 40V, Ic máx.= 1 A y βcc = 250**
- **Resistores de distintos valores y potencias.**
- **1 Potenciómetro de 1 KΩ para ajuste fino.**

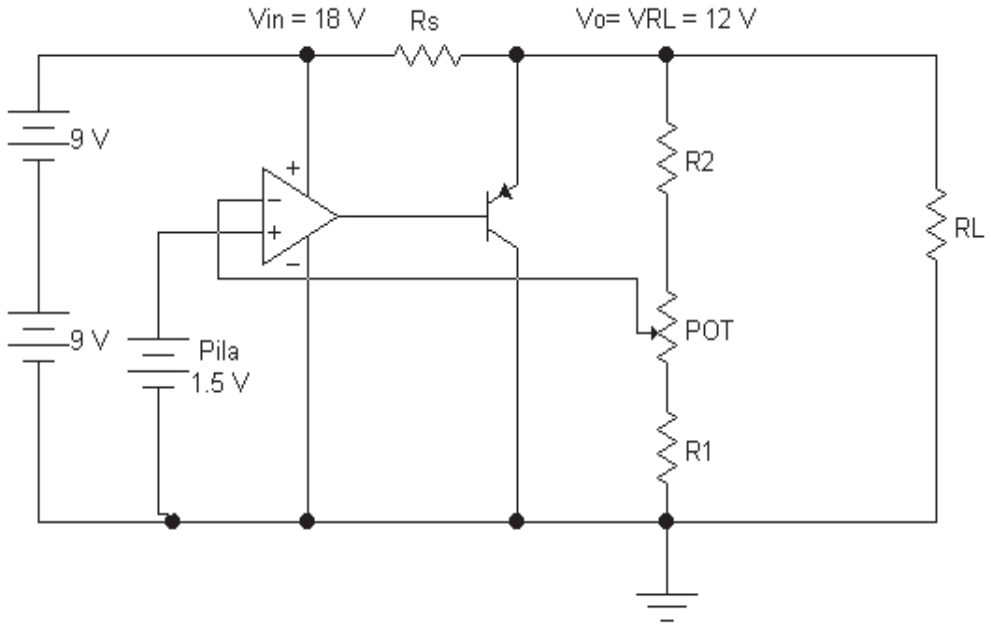
a) **Diseñar en forma completa el regulador, a fin de obtener una tensión de salida regulada para una carga variable de modo que la corriente por ella pueda variar entre 0 a 0,5 A. Dibujar el circuito de la FT referenciando la masa, e indicar la alimentación del AO.**
b) **Calcular las potencias de los componentes del circuito.**
c) **Especificar el valor mínimo de la resistencia de carga para la tensión de regulación, e indicar el estado del transistor y del AO para el caso de salida cortocircuitada.**

Solución:

a)

Dado que se requiere protección por sobrecarga y corto circuito, y sólo se dispone de un transistor; se utiliza el regulador paralelo.
La configuración del AO es la NO Inversora, considerando que la tensión de referencia es una pila, y ésta configuración otorga alta impedancia de entrada.
Considerando que se requiere una tensión de salida es de 10V, mientras se dispone de dos fuentes de tensión no regulada de ± 9V, éstas deberán conectarse en serie para disponer de una tensión mayor para poder regular.

A continuación, se dibuja el esquema circuital, que cumple con los requerimientos:



Se plantea las ecuaciones de Vn y Vp y por la realimentación negativa se hace Vp=Vn, obteniéndose la tensión de salida para el potenciómetro en la mitad de su recorrido:

$$Vp = 1.5V \;\; y \, Vn = \frac{\frac{POT}{2} + R1}{(R2 + POT + R1)} * VRL$$

$$1.5V = \frac{\frac{POT}{2} + R1}{(R2 + POT + R1)} * VRL \Rightarrow VRL = \frac{(R2 + 1K\Omega + R1)}{0.5K\Omega + R1} * 1.5V$$

Se adopta una de los resistores (R1 o R2), y luego se calcula el otro:

$$VRL = 12V = \frac{(R2 + 1K\Omega + R1)}{0.5K\Omega + R1} * 1.5V \Rightarrow \frac{(R2 + 1K\Omega + R1)}{0.5K\Omega + R1} = 8$$

$$\boldsymbol{Adoptando\ R1 = 1.5\ K\Omega, resulta\ R2 = 13.5\ K\Omega}$$

Se calcula la corriente por el divisor, en base de los valores de R1 y R2:

$$ID = \frac{VRL}{(R2 + POT + R1)} = \frac{12V}{16K\Omega} = 0.75\, mA \ll Ilmáx = 500mA$$

Siendo, $I_{Rs} \cong IC + IL$ (dado que es despreciable ID), el caso más desfavorable para el transistor será cuando RL esté desconectada. Con este criterio, se calcula Rs:

$$\boldsymbol{Rs = \frac{Vin - VRL}{I_{Rs} \cong ICmáx} = \frac{(18V - 12V)}{500mA} = 12\Omega}$$

b)

$$\boldsymbol{P_{Rs}\ máx = \frac{(18V)^2}{Rs} = 27W\ (\ para\ salida\ en\ corto\ circuito)}$$

$$En\ regulación\ P_{Rs} = \frac{(Vin - VRL)^2}{Rs} = \frac{(18V - 12V)^2}{12\Omega} = 3W$$

$$\boldsymbol{PQ\ máx = VCE * ICmáx = VCE * IL\ máx = 12V * 0.5A} \\ \boldsymbol{= 6W\ Cuando\ RL\ está\ desconectada.}$$

c)

$$\boldsymbol{RLmin = \frac{VRL}{ILmáx} = \frac{12V}{0.5A} = 24\Omega \quad En\ regulación}$$

Cuando RL<24Ω, la IC disminuye y en consecuencia su potencia de disipación y el transistor va hacia el corte y el amplificador operacional a la saturación.

Problema 11

Se requiere de una corriente constante de 100mA para alimentar una carga flotante, cuya resistencia varía entre 5Ω a 100 Ω.

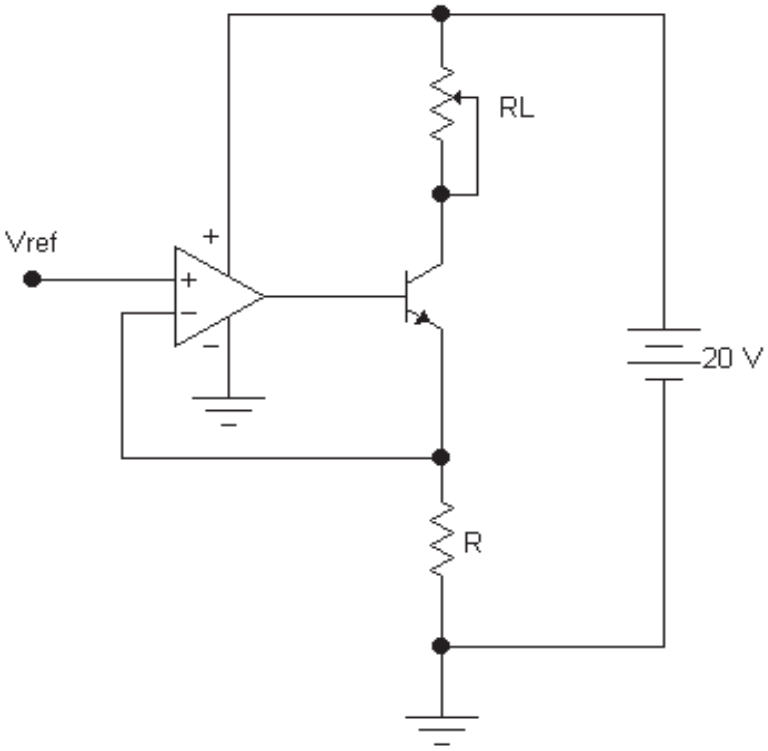
Se dispone de:

- **Fuente única de alimentación de 20V.**
- **Un A.O Rail-to-rail, de alimentación asimétrica con Iomáx=25mA.**
- **Zeners de 4.7V, 5.1V y 10V de ½ W.**
- **Resistores de distintos valores y potencia.**
- **Un Transistor NPN, VCEmáx= 40V, Vcesat= 0.2V, VBEon= 0.6V, Ic máx.= 250 mA y βcc = 250**
- **Resistores de distintos valores y potencias.**

a) **Proponer el esquema de la fuente de corriente, y diseñarla en forma completa.**
b) **Calcular la máxima disipación de potencia del transistor, y de los resistores.**

Solución:

a) A continuación se dibuja el esquema circuital que cumple los requerimientos solicitados:



Esta fuente de corriente, es una aplicación lineal con realimentación negativa por emisor y con carga flotante por colector.

Se plantean las ecuaciones de Vn y Vp, e igualándolas por la realimentación negativa, se despeja la corriente de carga:

$$Vp = Vref \quad y \quad Vn = IL * R$$
$$Vref = IL * R \Rightarrow \boldsymbol{IL = \frac{Vref}{R}}$$

Planteando la ecuación de Kirchhoff de tensión en la malla de salida del transistor, siendo IL=100mA; resulta Vref:

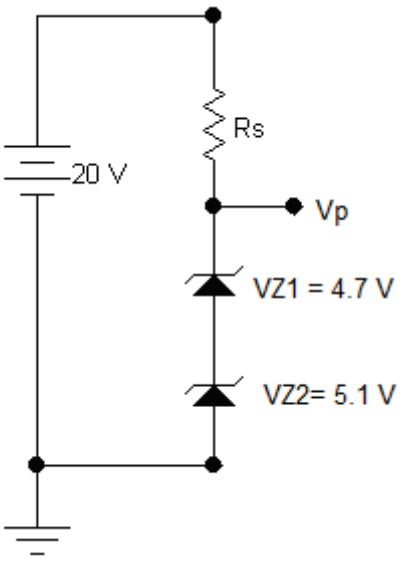
$$VCC = IL * RLmáx + VCEsat + IL * R = IL * RLmáx + VCEsat + (\frac{Vref}{R}) * R \Rightarrow RLmáx$$

$$RLmáx = \frac{(Vcc - VCEsat - Vref)}{IL} = 100\Omega = \frac{(20V - 0.2\,V - Vref)}{100mA} \Rightarrow \boldsymbol{Vref = 9.8V}$$

Con el valor de Vref y de la ecuación de IL, se calcula R:

$$IL = \frac{Vref}{R} = 100mA = \frac{9.8V}{R} \Rightarrow \boldsymbol{R = \frac{9.8\,V}{100\,mA} = 98\Omega}$$

Esta tensión de referencia se implementa con los zener de 4.7V en serie con el de 5.1V, tal como se dibuja en el siguiente esquema circuital:



Se adopta IZ1min=IZ2min= 5 mA, luego Rs resulta:

$$\boldsymbol{Rs = \frac{(Vcc - VZ1 - VZ2)}{IZmin} = \frac{(20V - 4.7V - 5.1V)}{5\,mA} = 408\Omega}$$

b)

$$\boldsymbol{PR = \frac{(Vref)^2}{R} = \frac{(9.8\,V)^2}{98\Omega} = 980\,mW}$$

$$\boldsymbol{PRLmáx = IL^2 * RL\,máx = (100\,mA)^2 * 100\Omega = 1W}$$

$$\boldsymbol{PT = VCEmáx * IL = [Vcc - IL * (RLmin + R)] * IL = [20V - 0.1A * (5\Omega + 98\Omega)] * 0.1A = 0.97W}$$

$$\boldsymbol{PRs = IZmin^2 * Rs = (5\,mA)^2 * 0.408\,K\Omega = 10.2\,mW}$$

Problema 12

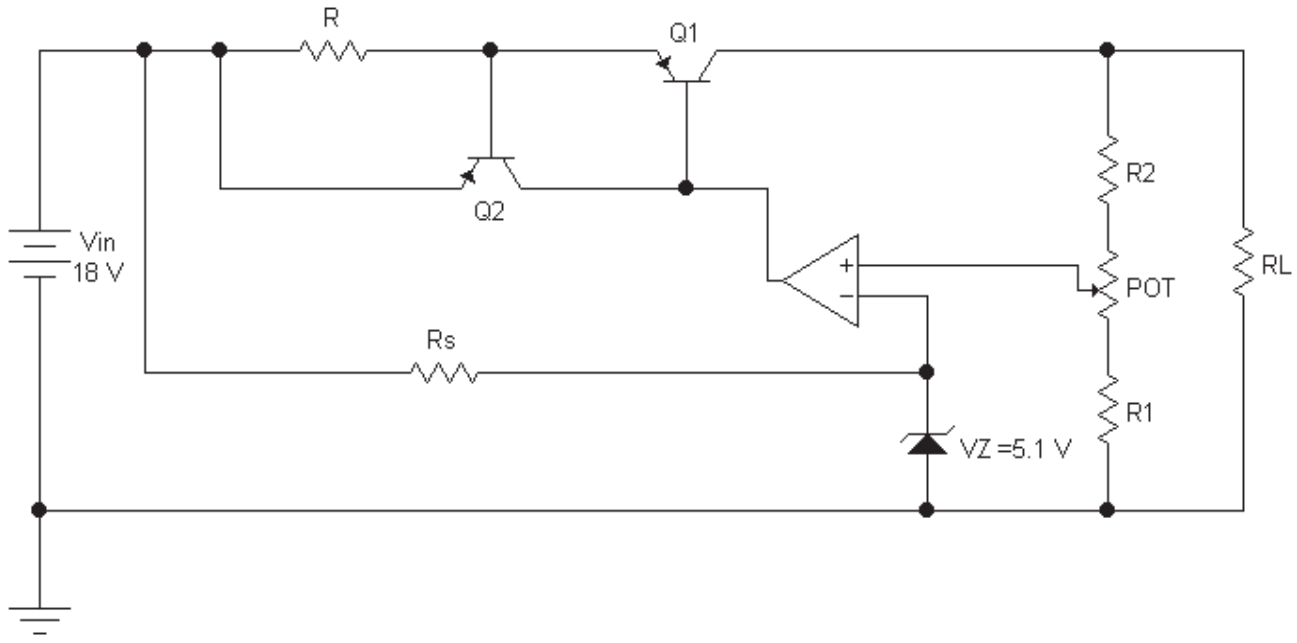
Diseñar un regulador de tensión de 10V, con un amplificador operacional con protección por emisor de sobrecarga y cortocircuito.
Se dispone de:

- **Una fuente no regulada de +18 volts.**
- **Un Amplificador operacional, con una Zi = 2M Ω, Zo = 100 Ω e Isal máx.= 25mA.**
- **Un zener de 5, 1Volts de 1/2 Watts.**
- **Transistor Q1(PNP), con Vecsat= 0,2V; VEBon= 0,7V; Vecmax= 40V, Icmax= 1 A y HFE(medio)= 250.**
- **Transistor Q2(PNP), con Vecsat=0,2V, VEBon= 0,7V; Vecmax= 40V, Icmax= 0,1 A y HFE(medio)=350.**
- **Resistores de distintos valores y potencias.**
- **Un potenciómetro de 1 KΩ para ajuste fino.**

a) Dibujar el circuito del regulador, y diseñarlo en forma completa; a fin de obtener una tensión de salida regulada de 10 Volts con una carga variable de modo que la corriente por ella pueda variar entre 0 a 0,5A.
b) Calcular las potencias de los componentes del circuito.
c) Especificar el valor mínimo de la resistencia de carga, para la tensión de regulación.

Solución:

a) De acuerdo a los requerimientos, se propone el siguiente circuito:



El regulador propuesto es un regulador serie. El mismo cuenta con protección de sobrecarga y corto circuito por emisor con AO en configuración No- Inversora y con realimentación negativa desde el colector del transistor de paso, Q1.
La configuración NO-Inversora, es la indicada ya que se disponía de una única tensión de entrada positiva para configurar la tensión de referencia con el diodo zener.

a) Se plantean las ecuaciones de Vn y Vp, se igualan por la realimentación negativa y se despeja la función de transferencia:

$$Vn = VZ \;\; y \; Vp = \frac{\frac{POT}{2} + R1}{(R2 + POT + R1)} * VRL$$

$$VZ = \frac{\frac{POT}{2} + R1}{(R2 + POT + R1)} * VRL \Rightarrow \frac{VRL}{VZ} = \frac{(R2 + 1K\Omega + R1)}{0.5K\Omega + R1}$$

Se adopta una de los resistores (R1 o R2), y luego se calcula el otro:

$$\frac{VRL}{VZ} = \frac{10V}{5.1\,V} = 1.96 = \frac{(R2 + 1K\Omega + R1)}{0.5K\Omega + R1}$$

$$\boldsymbol{Adoptando\ R1 = 10\ K\Omega, resulta\ R2 = 9.58\ K\Omega}$$

Se calcula la corriente por el divisor, en base de los valores de R1 y R2:

$$ID = \frac{VRL}{(R2 + POT + R1)} = \frac{10V}{20.58\,K\Omega} = 0.48\,mA \ll Ilmáx = 500mA$$

Se adopta IZmin=5 mA, y se calcula Rs:

$$\boldsymbol{Rs = \frac{(Vin - VZ)}{IZmin} = \frac{(18V - 5.1V)}{5\,mA} = 2.58\,K\Omega}$$

La resistencia R, es la que permite sensar la corriente de carga máxima. De modo que cuando V_R=0.7V=VEB_{Q2}, se activa la protección permitiendo derivar corriente a través del transistor Q2. Luego:

$$V_R = VEB_{Q2} = 0.7V = ILmáx * R \Rightarrow \boldsymbol{R = \frac{0.7V}{500mA} = 1.4\ \Omega}$$

b)

La máxima disipación de potencia del transistor Q1, es cuando VRL=0V (cortocircuito), luego VCE_{Q1} será:

$$VCE_{Q1}máx = Vin - VEB_{on} = 18V - 0.7V = 17.3\,V$$
$$IC_{Q1}máx \cong IRL = 0.5\,A$$
$$\boldsymbol{PT_{Q1}máx = VCE_{Q1}máx * ILmáx = 17.3\,V * 0.5A = 8.65\,W}$$

$$IB_{Q1}máx = \frac{IC_{Q1}máx}{HFE} = \frac{500\,mA}{250} = 2\,mA$$

Cuando se cortocircuita la salida (caso más desfavorable para el AO) se auto limita a su corriente máxima de 25 mA, a partir de este dato se calcula IC_{Q2}máx:

$$Io_{AO}máx = 25\,mA = IB_{Q1}máx + IC_{Q2}máx = 2\,mA + IC_{Q2}máx \Rightarrow IC_{Q2}máx = 23\,mA$$

$$\boldsymbol{PT_{Q2}máx = VCE_{Q2}máx * IC_{Q2}máx = (VEB\ Q1_{on} + VEB\ Q2_{on}) * IC_{Q2}máx}$$
$$\boldsymbol{= 1.4V * 23mA = 32.2mW}$$

$$\boldsymbol{PRs = IZmin^2 * Rs = (5\,mA)^2 * 2.58\,K\Omega = 64.5\,mW}$$
$$\boldsymbol{PZ = VZ * IZ = 5.1\,V * 5\,mA = 25.5\,mW}$$
$$\boldsymbol{PR\ máx = ILmáx^2 * R = 500mA^2 * 1.4\ \Omega = 350\ mW}$$
$$\boldsymbol{PR1 = ID^2 * R1 = (0.48\,mA)^2 * 10K\Omega = 2.3\ mW}$$
$$\boldsymbol{PR2 = ID^2 * R2 = (0.48\,mA)^2 * 9.58\,K\Omega = 2.2\ mW}$$
$$\boldsymbol{PPOT = ID^2 * POT = (0.48\,mA)^2 * 1\,K\Omega = 0.23\ mW}$$

c)

$$RL\,min = \frac{VRL}{IRLmáx} = \frac{10V}{0.5\,A} = 20\Omega$$

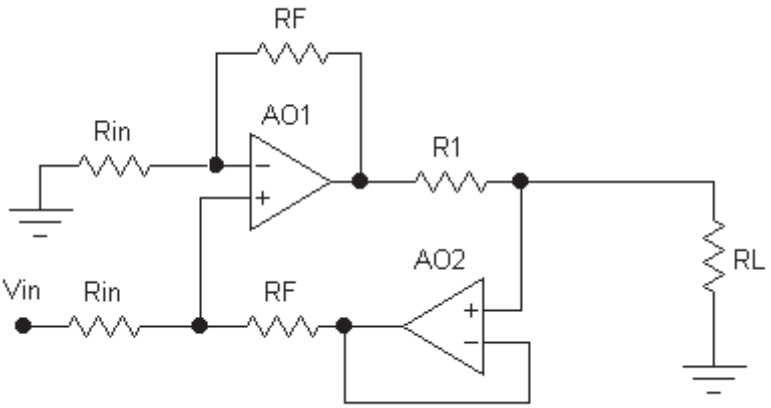
Problema 13

Para el circuito dado:

a) Justifique si el amplificador operacional AO1 está realimentado negativamente o positivamente, indicando si aumenta o disminuye cada parámetro especificado a través de la siguiente tabla. Considere que se produce un aumento en RL.

RL	IRL	Vo AO2	Vp AO1	VD AO1	Vo AO1	IRL

b) Hallar la expresión de IRL=f (Vin) e indicar la función que cumple el circuito. Justifique el uso del segundo AO.



c) Si la señal de entrada proviene a través de un sensor, cuya tensión varía entre 0 y 700mV; hallar el rango de valores de RL que provoca que el circuito trabaje conforme al funcionamiento indicado en el ítem b), teniendo en cuenta que: Los AO son rail-to-rail, se alimentan con +12/-12V e IsmaxAO = 25 mA; siendo el valor de los resistores Rin= 1KΩ, R1=2KΩ y RF=10KΩ.

d) Hallar el rango de los valores de funcionamiento: VRL, VoAOs e Is_{AOs}.

Solución:

a) Completando la tabla:

RL	IRL	VRL=Vo AO2	Vp AO1	VD AO1	Vo AO1	IRL
Aumenta	Disminuye	Aumenta	Aumenta	Aumenta	Aumenta	Aumenta

Como se desprende de la tabla un aumento de la resistencia de carga, produce una disminución de la corriente en RL, que finalmente se compensa. Esto indica que la realimentación es negativa, y el circuito corresponde a una fuente de corriente (independiente de la carga).

b) Para halla la función de transferencia IL=f(Vin), se plantean las siguientes ecuaciones:

$$Vn_{AO1} = \frac{Rin}{(Rin + RF)} * Vo_{AO1} \quad y \quad Vp_{AO1} = \frac{RF}{(Rin + RF)} * Vin + \frac{Rin}{(Rin + RF)} * Vo_{AO2}$$

Por la realimentación negativa: $Vn_{AO1}=Vp_{AO1}$ y Vo_{AO2} =VRL, resultando:

$$\frac{Rin}{(Rin + RF)} * Vo_{AO1} = \frac{RF}{(Rin + RF)} * Vin + \frac{Rin}{(Rin + RF)} * VRL \Rightarrow Vo_{AO1} = \frac{RF * Vin + Rin * VRL}{Rin}$$

Considerando la ecuación de IRL, y reemplazando luego Vo_{AO1}, se obtiene:

$$\boldsymbol{IRL} = \frac{Vo_{AO1} - VRL}{R1} = \frac{RF * Vin}{R1 * Rin} + \frac{Rin * VRL}{Rin * R1} - \frac{VRL}{R1} = \frac{\boldsymbol{RF}}{\boldsymbol{R1 * Rin}} * \boldsymbol{Vin}$$

De la ecuación de IRL, se confirma la función del circuito: Fuente de Corriente (independiente de RL) controlada por tensión(Vin).
La función del AO2, es la de actuar como seguidor de tensión o buffer, permitiendo realimentar la tensión sobre RL, sin cargarla.

c)

Reemplazando los valores de las resistencias, resulta:

$$IRL = \frac{RF}{R1 * Rin} * Vin = 5(K\Omega)^{-1} * Vin$$

El valor límite máximo de RL, será el que lleva la Vo_{AO1} a la saturación:

$$Vo_{AO1} = Vsat^{+} = IRL * R1 + IRL * RL\,máx \Rightarrow RL\,máx = \frac{Vsat^{+} - IRL * R1}{IRL} = 1.43\ K\Omega$$

$$\mathbf{0\Omega \leq RL \leq 1.43\ K\Omega}$$

d)

$$Con\ \ 0 \leq Vin \leq 700\ mV \Rightarrow 0mA \leq IRL \leq 3.5\ mA$$

$$Si\ RL = 0\Omega \Rightarrow Vo_{AO2}min = VRL = IRL * RL = 0V$$

$$Si\ RL = 1.43K\Omega \Rightarrow Vo_{AO2}máx = VRL = IRL * RLmáx = 5V$$

$$\mathbf{0V \leq Vo_{AO2} \leq 5V}$$

$$Si\ RL = 0\Omega \Rightarrow Vo_{AO1}min = IRL * R1 = 3.5\ mA * 2K\Omega = 7V$$

$$Si\ RL = 1.43\ K\Omega \Rightarrow Vo_{AO1}máx = IRL * (R1 + RLmáx) = 3.5\ mA * (2K\Omega + 1.43\mathrm{K\Omega}) = 12V$$

$$\mathbf{7V \leq Vo_{AO1} \leq 12V}$$

$$\frac{Vo_{AO1}min}{(RF+Rin)} + IRL \leq Io_{AO1} \leq \frac{Vo_{AO1}máx}{(RF+Rin)} + IRL$$

$$\frac{7V}{11K\Omega} + 3.5\,mA \leq Io_{AO1} \leq \frac{12V}{11K\Omega} + 3.5\,mA$$

$$\boldsymbol{4.136\,mA \leq Io_{AO1} \leq 4.59\,mA}$$

$$\frac{Vin\,min}{(RF+Rin)} \leq Io_{AO2} \leq \frac{VRL\,máx - Vin\,min}{(RF+Rin)}$$

$$\boldsymbol{0\,mA \leq Io_{AO2} \leq 0.454\,mA}$$

Problema 14

Para alimentar un puente de medición de alta sensibilidad, se requiere de una fuente de tensión regulada de 3,7 Volts con limitador de corriente por emisor a un valor máximo de 0,3 A.

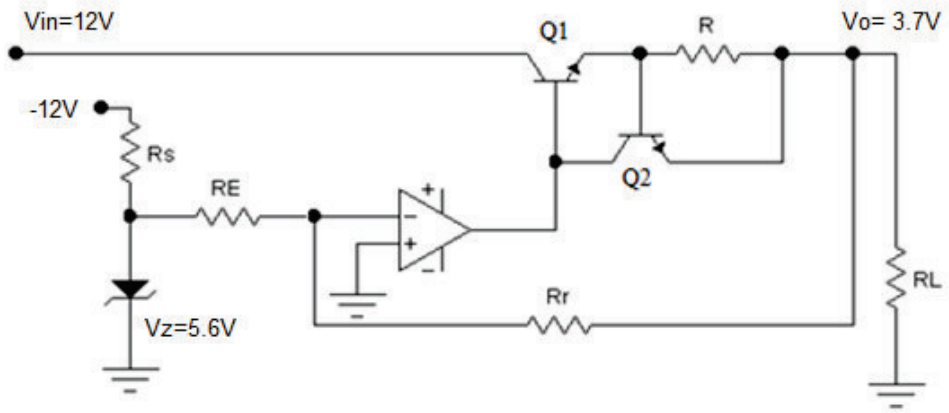
Se dispone de:

- **Una fuente no regulada de +/- 12volts.**
- **Un Amplificador Operacional LM741; con Zi=2M Ω, Zo =75 Ω e Iomax. = 25mA**
- **Un zener de 5, 6 Volts de 1/2 Watts.**
- **Transistor Q1(NPN), con Vcesat= 0,2V; VBEon= 0,7V; Vcemax= 40V, Icmax= 1 A y HFE(medio)= 250.**
- **Transistor Q2(NPN), con Vcesat=0,2V, VBEon= 0,7V; Vcemax= 40V, Icmax= 0,1 A y HFE(medio)=350.**
- **Resistores de distintos valores y potencias, y un potenciómetro de 1 KΩ para ajuste fino.**

a) Diseñar el circuito de forma completa.
b) Calcular la máxima disipación de potencia de los transistores.
c) Especificar el valor mínimo de la resistencia de carga que representa el puente de medición, para la tensión de regulación.

Solución:

a)
Se propone un regulador serie con protección por sobrecarga y cortocircuito en el emisor del transistor de paso. Cuenta con el AO en configuración inversora, dado que la referencia es el zener de 5,6V, siendo esta tensión mayor que la tensión de salida de la fuente de 3.7V.



Se inicia el diseño, calculando la función de transferencia del regulador:

$$Vn = \frac{Rr}{(Rr + RE)} * (-Vz) + \frac{RE}{(Rr + RE)} * Vo \quad y \quad Vp = 0V$$

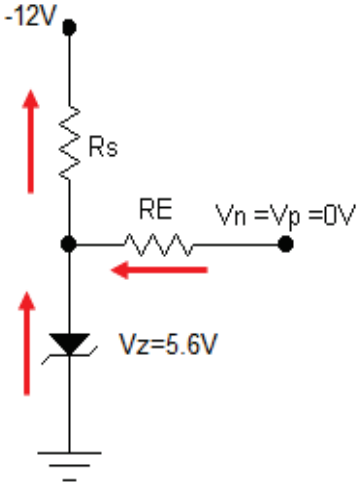
Por la realimentación negativa, Vn=Vp:

$$\frac{Rr}{(Rr + RE)} * (-Vz) + \frac{RE}{(Rr + RE)} * Vo = 0V \Rightarrow Vo = -\frac{Rr}{RE} * (-Vz) = \frac{Rr}{RE} * Vz$$

$$\frac{Vo}{Vz} = \frac{3.7\,V}{5.6\,V} = \frac{Rr}{RE}$$

Se adopta RE y se calcula Rr, debiendo ésta ser >>Zs AO ≈ 100Ω, Ej: RE=15KΩ, luego Rr=9.9 KΩ≈ 10KΩ

Se diseña ahora, la resistencia Rs del regulador zener:
De acuerdo al siguiente esquema, se plantea la ley de Kirchhoff de tensión:



$$Vz + (IZmin + I_{RE}) * Rs - 12V = 0V$$

Siendo:

$$I_{RE} = \frac{Vz}{RE}$$

$$Rs = \frac{(12V - Vz)}{(Izmin + \frac{Vz}{RE})}$$

Adoptando IZmin=5 mA, luego Rs resulta:

$$\boldsymbol{Rs = \frac{(12V - Vz)}{(Izmin + \frac{Vz}{RE})} = \frac{(12V - 5.6V)}{(5mA + \frac{5.6V}{15K\Omega})} = 1.19K\Omega}$$

La resistencia R, es la que permite sensar la corriente de carga máxima. De modo que cuando V_R=0.7V=VBE_{Q2}, se activa la protección permitiendo derivar corriente a través del transistor Q2. Luego:

$$V_R = VBE_{Q2} = 0.7V = ILmáx * R \Rightarrow \boldsymbol{R = \frac{0.7V}{300mA} = 2.33\Omega}$$

b)

La disipación máxima de potencia en el transistor, será cuando la Vo=0V (salida en cortocircuito) con la corriente de carga máxima:

$$\boldsymbol{PT\ máx_{Q1} = VCE\ máx * ILmáx = (Vi - 0.7V) * Ilmáx = 11.3V * 0.3A = 3.39W}$$

$$IB_{Q1}máx = \frac{ILmáx}{\beta} = \frac{0.3\ mA}{250} = 1.2\ mA$$

El caso más desfavorable para el AO, es cuando la salida se cortocircuita y la corriente de salida del AO se auto limita a su valor máximo, luego IC_{Q2} será:

$$Io_{AO}máx = 25mA = IB_{Q1máx} + IC_{Q2}máx = 1.2\ mA + IC_{Q2}máx \Rightarrow IC_{Q2}máx = 23.8\ mA$$

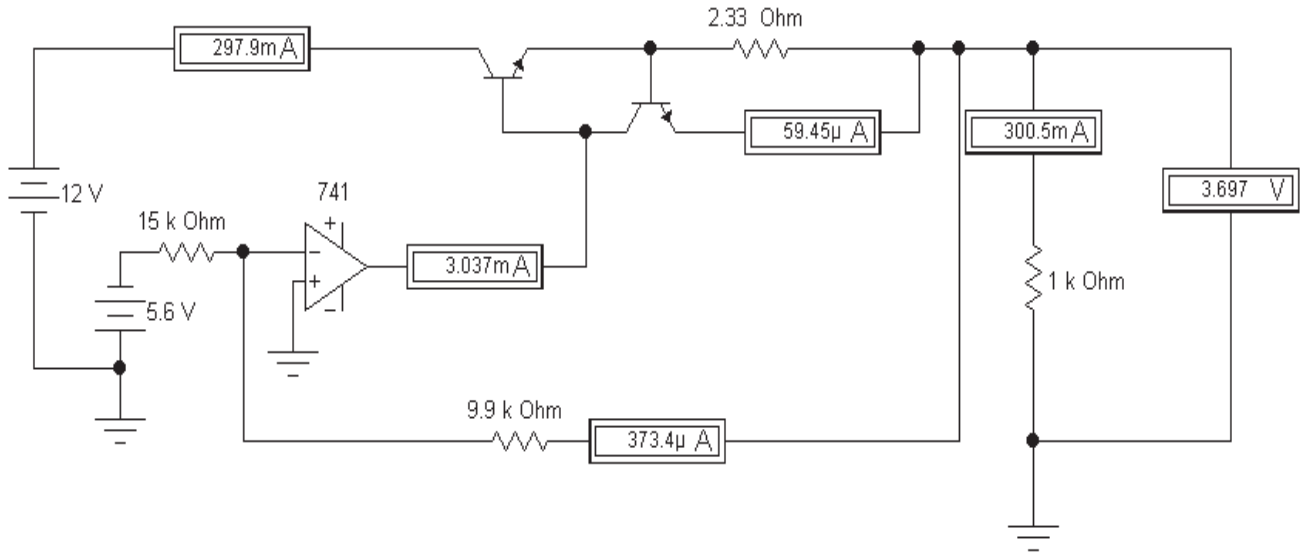
$$\boldsymbol{PT\ máx_{Q2} = VCE_{Q2}\ máx * IC_{Q2}máx = (VBE_{Q2} + VBE_{Q1)} * IC_{Q2}máx = 1.4\ V * 23.8mA = 33.32\ mW}$$

c)

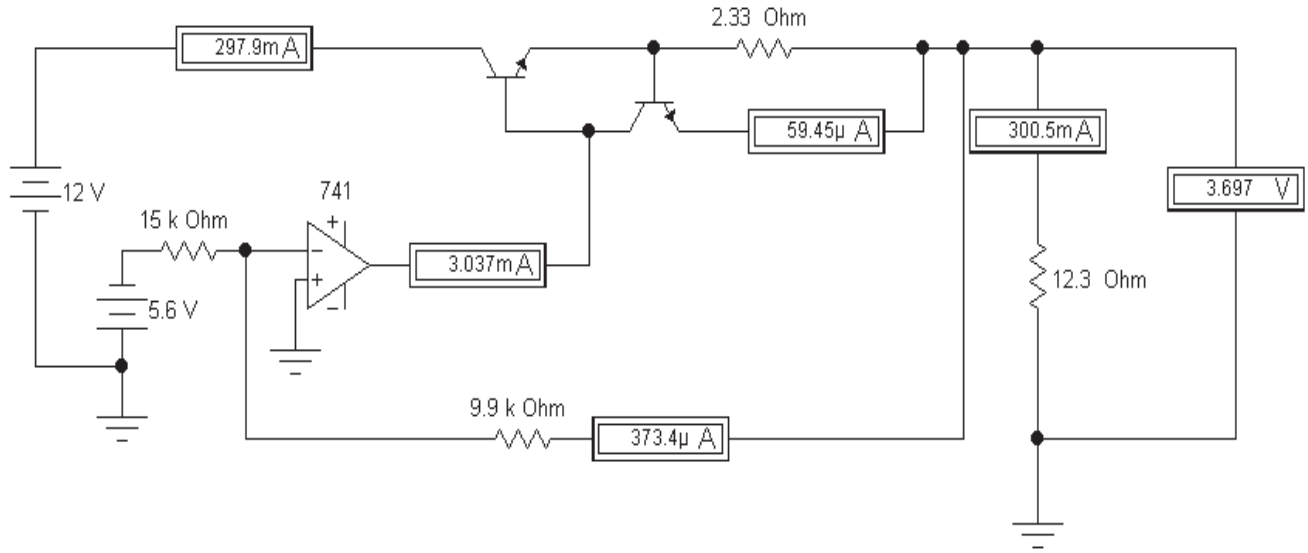
$$\boldsymbol{RLmin = \frac{Vo}{ILmáx} = \frac{3.7V}{300mA} = 12.3\Omega}$$

A continuación, se muestran las mediciones de corriente y tensión del circuito para diferentes valores de la resistencia de carga. Por simplicidad se reemplazó la fuente de referencia por una fuente de tensión de corriente continua, en lugar del regulador zener. Para ello se ha utilizado el software de simulación electrónica Electronics Workbench 5.12.

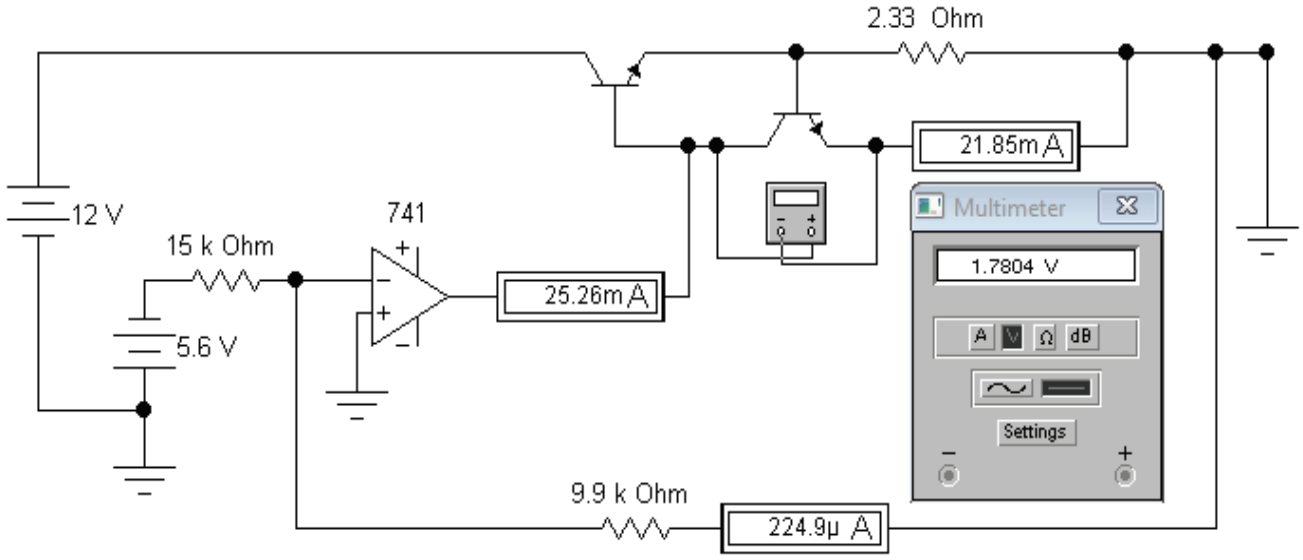
Para RL=1KΩ:



Para la resistencia mínima de carga RL=12.3Ω:

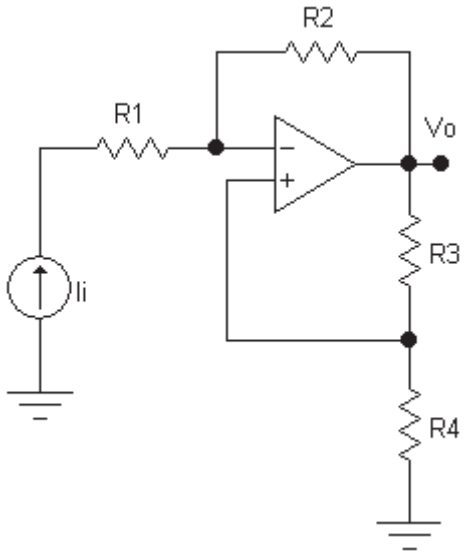


Para salida cortocircuitada RL=0Ω:



Problema 15

Considerando el siguiente circuito:



a) **Analice los tipos de realimentación que posee el circuito, e indique cual es la que predomina. Justifique su respuesta.**
b) **Indique el sentido de la corriente por R4.**
c) **Halle el valor de la corriente por R4, en función de Ii, e indique la función que cumple el circuito.**
d) **Para IR4= 7mA, calcule el valor de R2, siendo Ii=2mA, R1=R3= 2KΩ.**
e) **Hallar el valor máximo de R4, para el funcionamiento lineal del circuito. El AO, se alimenta con ±22V y posee Vsat ±2V, por debajo de la tensión de alimentación.**

Solución:

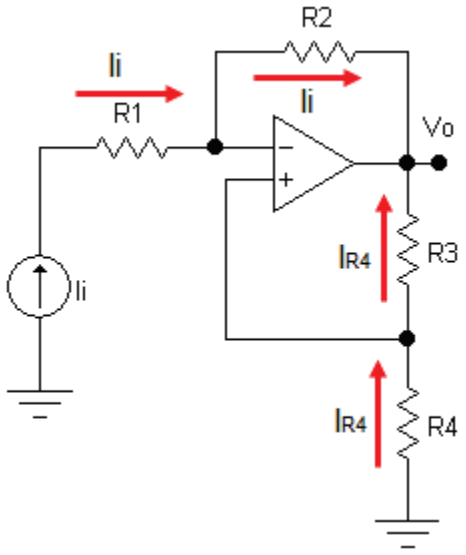
a) Para el análisis se plantean las ecuaciones de Vn y Vp, función de Vo:

$$Vn = Ii * R2 + Vo \quad y \; Vp = \frac{R4}{(R3 + R4)} * Vo$$

La fracción de Vo en Vn, es mayor que en Vp. Esto indica que la realimentación que predomina es la negativa, siendo ésta una aplicación lineal.

b)

La corriente de entrada Ii circula a través de R2, desde Vn hacia Vo.
Por la realimentación negativa Vn=Vp en consecuencia, Vp >Vo; entonces la corriente por R3 y R4 circula desde masa hacia Vo. Es así como se dibujan los sentidos de corrientes, en el siguiente esquema:



c) Volviendo a las ecuaciones de Vn y Vp, e igualándolas se obtiene Vo:

$$Vn = Ii * R2 + Vo = Vp = \frac{R4}{(R3+R4)} * Vo \Rightarrow Vo = -\frac{(R3+R4)*R2}{R3} * Ii$$

Planteando la ecuación de Vo, función de I_{R4} y reemplazándola en la ecuación anterior, se obtiene I_{R4}:

$$Vo = -\frac{(R3+R4)*R2}{R3} * Ii = -I_{R4} * (R3+R4) \Rightarrow \boldsymbol{I_{R4} = \frac{R2}{R3} * Ii}$$

Conforme a la ecuación de I_{R4}, el circuito es una fuente de corriente (independiente de R4), controlada por la corriente de entrada Ii.

d)

$$Para\ I_{R4} = 7mA,\quad siendo\ Ii = 2\ mA\ \ y\ R3 = 2K\Omega,\ \ luego\ \boldsymbol{R2 = \frac{I_{R4} * R3}{Ii} = \frac{7\ mA * 2K\Omega}{2\ mA} = 7K\Omega}$$

e)

El máximo valor de R4, será aquel que lleva a la tensión de Vo a la saturación del AO:

$$Vo = Vsat^{-} = -I_{R4} * R4\ máx - I_{R4} * R3 \Rightarrow R4\ máx$$

$$\boldsymbol{R4máx = \frac{-Vsat^{-} - I_{R4} * R3}{I_{R4}} = \frac{20V - 7mA * 2K\Omega}{7\ mA} = 857\Omega}$$

Problema 16

Diseñar un regulador de voltaje de 3.5 V, con un amplificador operacional con protección contra cortocircuito y sobrecarga.

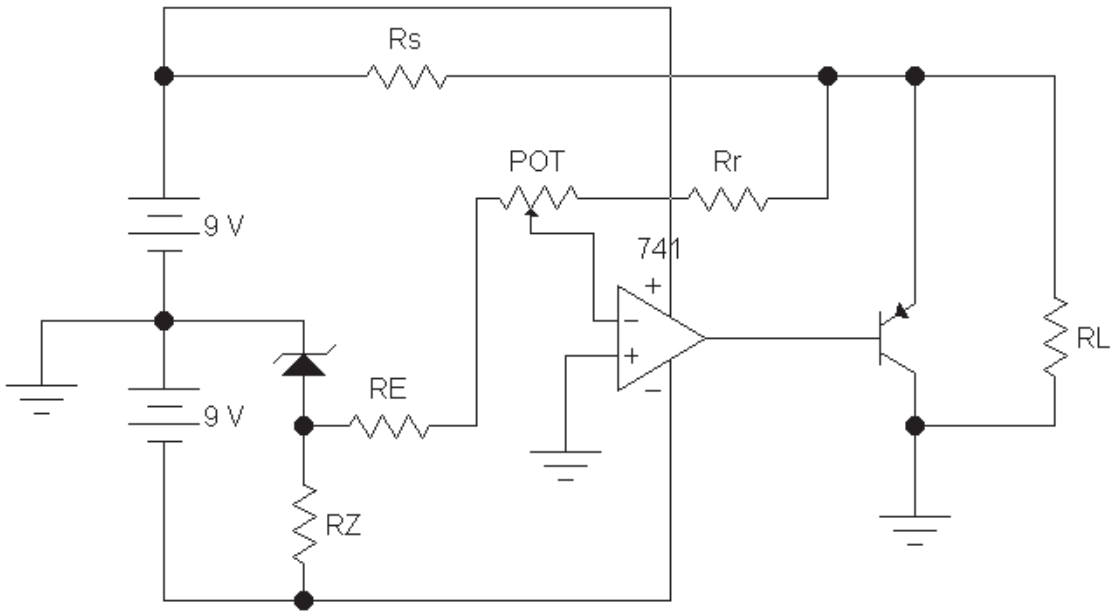
Se dispone de:

- **1 Fuente no regulada de ± 9 volts.**
- **1 Amplificador operacional LM741, con una Zi = 2MΩ, Zo = 100 Ω e Isal máx.= 25mA.**
- **1 diodo zener de ½ W, con V_{ZT}=7.15 V e I_{ZT}=2.3 mA.**
- **1 Transistor (PNP), con Vec sat= 0.2V; VEB on= 0.7V; Vec máx.= 40V, Ic máx.= 1 A y βcc = 250**
- **Resistores de distintos valores y potencias.**

a) **Diseñar en forma completa la etapa de regulación, a fin de obtener una tensión de salida regulada para una carga variable de modo que la corriente por ella pueda variar entre 0 a 0,5 A. Dibujar el circuito de la FT referenciando la masa, e indicar la alimentación del AO.**
b) **Calcular las potencias de los componentes del circuito.**
c) **Especificar el valor mínimo de la resistencia de carga para la tensión de regulación, e indicar el estado del transistor y del AO para el caso de salida cortocircuitada.**

Solución:

a) A continuación, se dibuja el esquema circuital que cumple con los requerimientos:



Dado que se requiere protección por sobrecarga y corto circuito, y sólo se dispone de un transistor; se utiliza el regulador paralelo.
La configuración del AO es la Inversora, considerando que la tensión de referencia es la de un diodo zener de 7.15 V mayor que la tensión de salida Vo=3.5V.

Se inicia el diseño, calculando la función de transferencia del regulador:

$$Vp = \frac{Rr}{(Rr + RE)} * (-Vz) + \frac{RE}{(Rr + RE)} * Vo \quad y \quad Vn = 0V$$

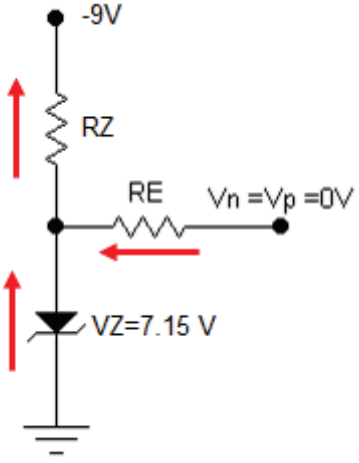
Por la realimentación negativa, Vn=Vp:

$$\frac{Rr}{(Rr + RE)} * (-Vz) + \frac{RE}{(Rr + RE)} * Vo = 0V \Rightarrow Vo = -\frac{Rr}{RE} * (-Vz) = \frac{Rr}{RE} * Vz$$

$$\frac{Vo}{Vz} = \frac{3.5\,V}{7.15\,V} = \frac{Rr}{RE}$$

Se adopta Rr>>Zs AO ≈ 100Ω, Ej: Rr=23KΩ, luego RE=47KΩ.

Se diseña ahora, la resistencia RZ del regulador zener:
De acuerdo al siguiente esquema, se plantea la ley de Kirchhoff de tensión:



$$VZT + (IZT + I_{RE}) * RZ - 9V = 0V$$

$$\text{Siendo} \quad I_{RE} = \frac{VZT}{RE}$$

$$RZ = \frac{(9V - VZT)}{(IZT + \frac{VZT}{RE})}$$

Siendo IZT=2.3 mA, luego Rs resulta:

$$\boldsymbol{Rs = \frac{(9V - VZT)}{(IZT + \frac{VZT}{RE})} = \frac{(9V - 7.15V)}{(2.3mA + \frac{7.15V}{47K\Omega})} \cong 754\,\Omega}$$

Siendo, $I_{Rs} = IC + IL$, el caso más desfavorable para el transistor será cuando RL esté desconectada. Con este criterio, se calcula Rs:

$$\boldsymbol{Rs = \frac{Vin - VRL}{I_{Rs} \cong ICmáx} = \frac{(9V - 3.5V)}{500mA} = 11\Omega}$$

b)

$$\boldsymbol{P_{Rs}\,máx = \frac{(9V)^2}{Rs} = 7.36\,W\ (para\ salida\ en\ corto\ circuito)}$$

$$En\ regulación\ P_{Rs} = \frac{(Vin - VRL)^2}{Rs} = \frac{(9V - 3.5V)^2}{11\Omega} = 2.75W$$

$$PQ\ máx = VCE * ICmáx = VCE * IL\ máx = 3.5\ V * 0.5A$$
$$= 1.75\ W\ Cuando\ RL\ está\ desconectada.$$

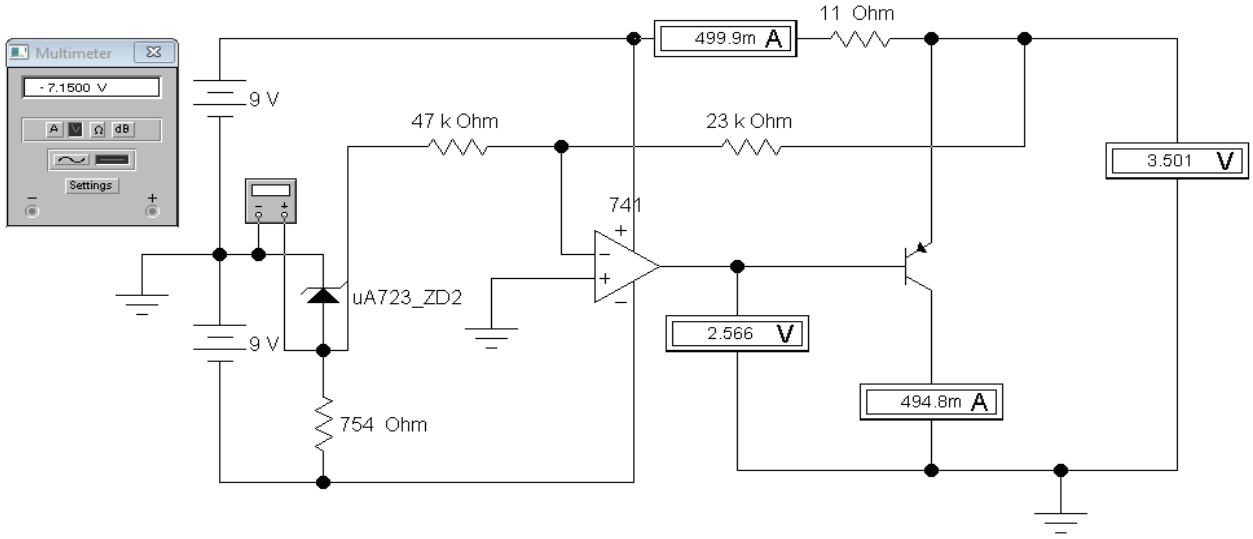
c)

$$RLmin = \frac{VRL}{ILmáx} = \frac{3.5V}{0.5A} = 7\Omega \quad En\ regulación$$

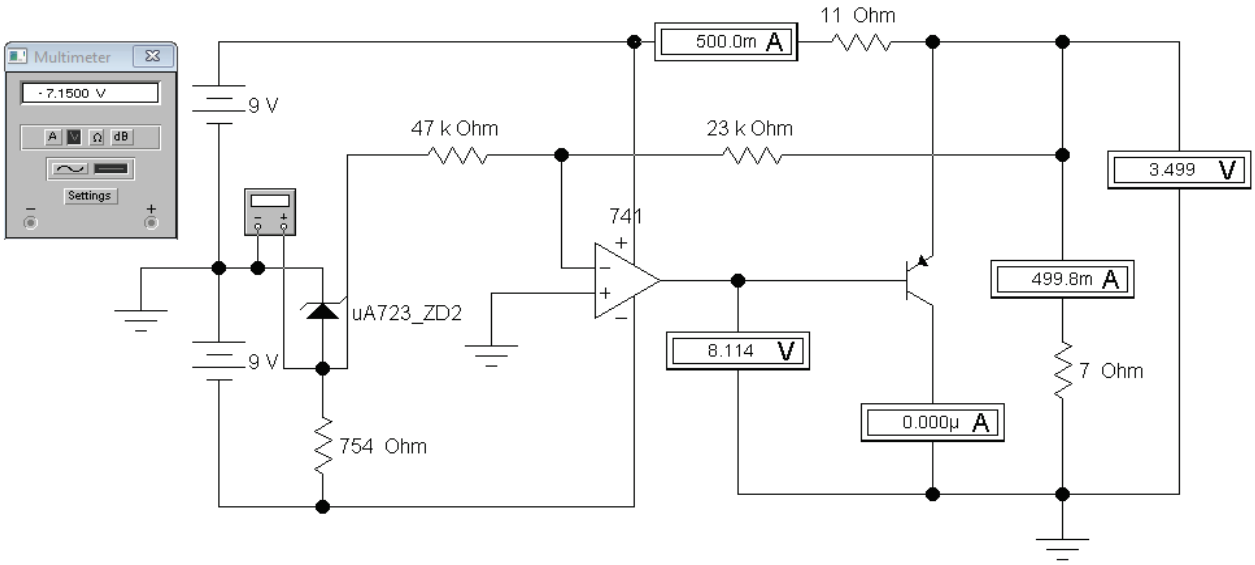
Cuando RL<7Ω, la IC disminuye y en consecuencia su potencia de disipación y el transistor va hacia el corte y el amplificador operacional a la saturación.

A continuación, se muestran las mediciones de corriente y tensión del circuito para diferentes valores de la resistencia de carga. Para ello se ha utilizado el software de simulación electrónica Electronics Workbench 5.12.

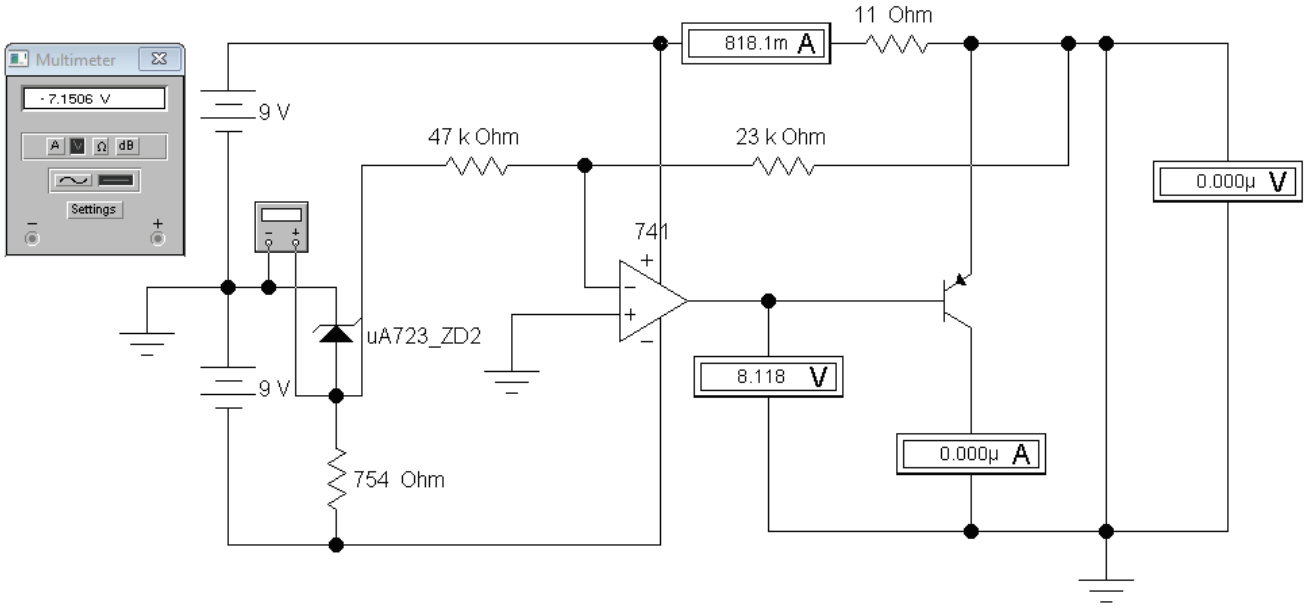
Con RL desconectada:



Para RL mínima:

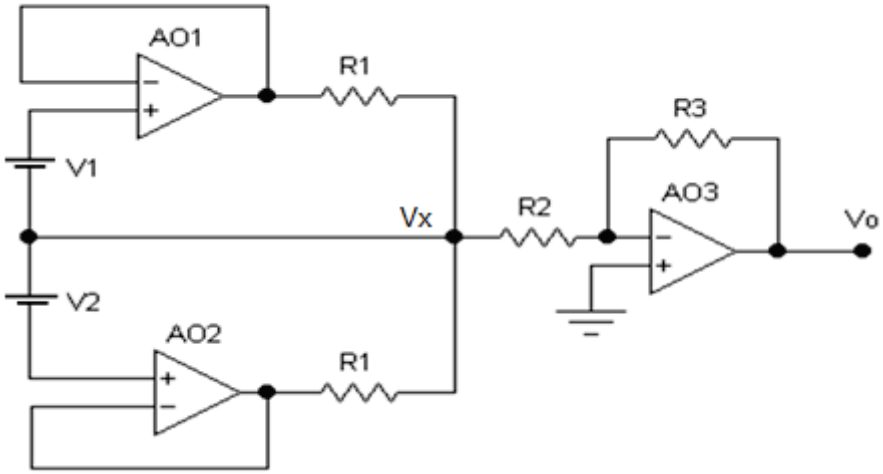


Para salida cortocircuitada:



Problema 17

Sea el siguiente esquema:

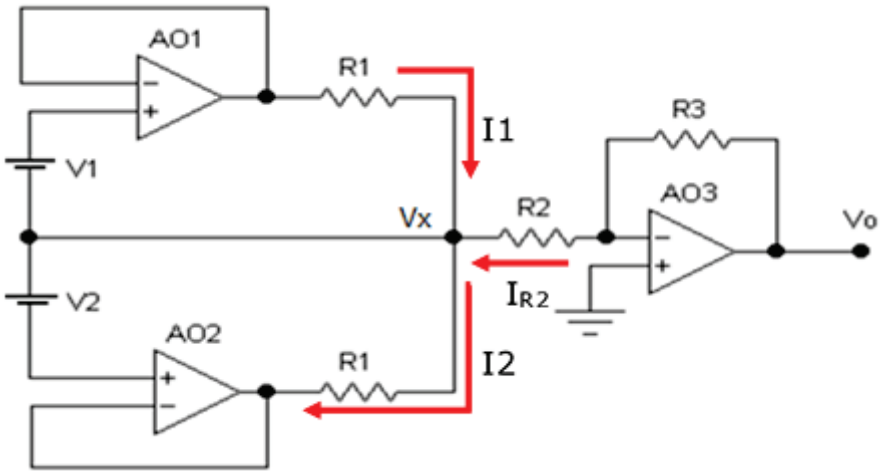


c) Hallar la expresión de Vo, función de las señales V1 y V2.
d) Halle la expresión de la corriente en la resistencia R2, función de las entradas V1 y V2.
e) De acuerdo a los ítems a) y b), indique la/s función/es que cumple el circuito. Justifique.
f) Diseñe el circuito para todo el rango lineal de los AOs, considerando: $IR2_{=}$ 1mA, V1= 5V y V2= 10V.

DATOS: AOs Rail- Rail. VCC/VEE= ±15V

Solución:

a) Se dibuja el circuito indicando las corrientes:



Planteando ecuaciones:

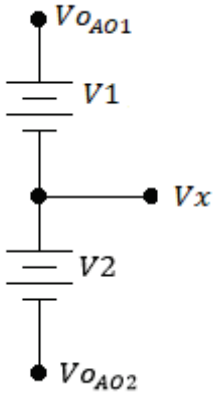
$$Vo = -\frac{R3}{R2} * Vx \quad Ec.1$$

$$I1 + I_{R2} = I2$$

$$\frac{Vo_{AO1} - Vx}{R1} + \frac{(-Vx)}{R2} = \frac{Vx - Vo_{AO2}}{R1} \quad Ec.2$$

$$V$$

Por otro lado:



$$Vo_{AO1} = V1 + Vx$$

$$Vx = V2 + Vo_{AO2} \Rightarrow Vo_{AO2} = Vx - V2$$

Reemplazando Vo_{AO1} y Vo_{AO2} en la ecuación de corrientes Ec.2, se obtiene:

$$\frac{(V1 - Vx) - Vx}{R1} + \frac{(-Vx)}{R2} = \frac{Vx - (Vx - V2)}{R1} \Rightarrow Vx = -\frac{R2}{R1} * (V2 - V1)$$

Volviendo sobre la ecuación de Vo (Ec.1), y reemplazando la ecuación de Vx, queda:

$$\boldsymbol{Vo = -\frac{R3}{R2} * Vx \ = \frac{R3}{R2} * (V2 - V1)}$$

b)

$$\boldsymbol{I_{R2} = -\frac{Vx}{R2} = -\left[-\frac{R2}{R1} * (V2 - V1)\right] * \frac{1}{R2} = \frac{(V2 - V1)}{R1}}$$

c)

El circuito tiene dos funciones: una como amplificador diferencial y otra como fuente de corriente con R2 como resistencia de carga, controlada ambas funciones por tensión diferencial de entrada.
Como amplificador de tensión diferencial tiene la ventaja de ofrecer alta Ze para las entradas V1 y V2, y como desventaja que ambas entradas son flotantes (no referidas a masa).
Como fuente de corriente suministra una corriente constante (I_{R2}) con independencia de la carga(R2).

d)

Con valores dados, se calcula el valor de R1:

$$I_{R2} = \frac{(V2 - V1)}{R1} = 1\,mA = \frac{(10V - 5V)}{R1} \Rightarrow \boldsymbol{R1 = 5K\Omega}$$

$$Vo_{AO2}máx = Vsat^{-} = -15V, \;\; siendo\; Vxmáx = V2 + Vo_{AO2}máx = 10V - 15V = -5V$$

$$Siendo\; I_{R2} = -\frac{Vx}{R2} \Rightarrow \boldsymbol{R2} = \frac{-Vx}{I_{R2}} = \frac{-(-5V)}{1\,mA} = \boldsymbol{5K\Omega}$$

$$Vo_{AO3}máx = Vsat^{+} = 15V = \frac{R3}{R1} * (V2 - V1) = \frac{R3}{5K\Omega} * (5V) \Rightarrow \boldsymbol{R3 = 15K\Omega}$$

Problema 18

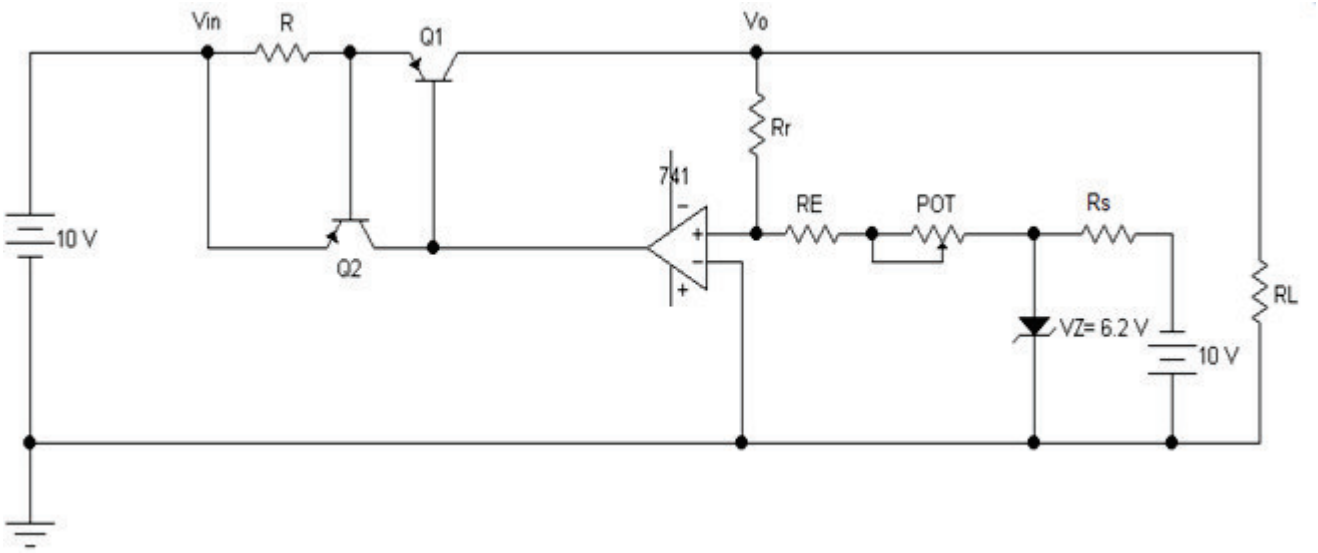
Diseñar un regulador de voltaje de 5V, con un amplificador operacional con protección por emisor de sobrecarga y cortocircuito.
Se dispone de:

- **Una fuente no regulada de ±10 volts.**
- **Un Amplificador operacional LM741, con una Zi = 2M Ω, Zo = 100 Ω e Isal máx.= 25mA.**
- **Un diodo zener con VZT= 6.2Volts, IZT= 7.5 mA de 1/2 Watts.**
- **Transistor Q1(PNP), con Vecsat= 0,2V; VEBon= 0,7V; Vecmax= 40V, Icmax= 1 A y HFE(medio)= 250.**
- **Transistor Q2(PNP), con Vecsat=0,2V, VEBon= 0,7V; Vecmax= 40V, Icmax= 0,1 A y HFE(medio)=350.**
- **Resistores de distintos valores y potencias; y un potenciómetro de 1KΩ para ajuste fino.**

a) **Dibujar el circuito completo y diseñarlo, a fin de obtener una tensión de salida regulada de 5 Volts con una carga variable de modo que la corriente por ella pueda variar entre 0 a 500mA.**
b) **Calcular las potencias de los componentes del circuito.**
c) **Especificar el valor mínimo de la resistencia de carga, para la tensión de regulación.**

Solución:

a) A continuación se dibuja el esquema circuital, que cumple los requerimientos:



Se propone un regulador serie con protección por sobrecarga y cortocircuito en el emisor del transistor de paso Q1. Cuenta con el AO en configuración Inversora, con realimentación negativa desde el colector del transistor de paso. Se elige la configuración Inversora, dado que la referencia es el zener de 6.2V siendo esta tensión mayor que la tensión de salida de la fuente de 5V.

Se plantean las ecuaciones de Vn y Vp, se igualan por la realimentación negativa y se despeja la función de transferencia:

$$Vn = 0V \;\; y \; Vp = \frac{\frac{POT}{2} + RE}{(Rr + POT + RE)} * Vo + \frac{Rr}{(Rr + POT + RE)} * (-VZ)$$

$$0V = \frac{\frac{POT}{2} + RE}{(Rr + POT + RE)} * Vo + \frac{Rr}{(Rr + POT + RE)} * (-VZ) \Rightarrow \frac{Vo}{VZ} = \frac{Rr}{\frac{POT}{2} + RE}$$

Se adopta una de los resistores (Rr o RE), y luego se calcula el otro:

$$\frac{Vo}{VZ} = \frac{5V}{6.2\,V} = 0.8 = \frac{Rr}{0.5K\Omega + RE}$$

$$\boldsymbol{Adoptando\ Rr = 10\ K\Omega \gg Zs\ AO = 100\Omega,\qquad resulta\ R2 = 12\ K\Omega}$$

Con los datos del diodo zener, y se calcula Rs:

$$\boldsymbol{Rs = \frac{(Vin - VZT)}{IZT + \frac{VZT}{(RE + \frac{POT}{2})}} = \frac{(10V - 6.2V)}{7.5\ mA + \frac{6.2V}{12.5\ K\Omega}} \cong 475\ K\Omega}$$

La resistencia R, es la que permite sensar la corriente de carga máxima. De modo que cuando V_R=0.7V=VEB_{Q2}, se activa la protección permitiendo derivar corriente a través del transistor Q2. Luego:

$$V_R = VEB_{Q2} = 0.7V = ILmáx * R \Rightarrow \boldsymbol{R = \frac{0.7V}{500mA} = 1.4\ \Omega}$$

b)

La máxima disipación de potencia del transistor Q1, es cuando VRL=0V (cortocircuito), luego VCE_{Q1} será:

$$VCE_{Q1}máx = Vin - VEB_{on} = 10V - 0.7V = 9.3\ V$$
$$IC_{Q1}máx \cong IRL = 0.5\ A$$
$$\boldsymbol{PT_{Q1}máx = VCE_{Q1}máx * ILmáx = 9.3\ V * 0.5A = 4.65\ W}$$

$$IB_{Q1}máx = \frac{IC_{Q1}máx}{HFE} = \frac{500\ mA}{250} = 2\ mA$$

Cuando se cortocircuita la salida (caso más desfavorable para el AO) se auto limita a su corriente máxima de 25 mA, a partir de este dato se calcula IC_{Q2}máx:

$$Io_{AO}máx = 25\ mA = IB_{Q1}máx + IC_{Q2}máx = 2\ mA + IC_{Q2}máx \Rightarrow IC_{Q2}máx = 23\ mA$$

$$\boldsymbol{PT_{Q2}máx = VCE_{Q2}máx * IC_{Q2}máx = (VEB\ Q1_{on} + VEB\ Q2_{on}) * IC_{Q2}máx}$$
$$\boldsymbol{= 1.4V * 23mA = 32.2mW}$$

$$\boldsymbol{PRs = \frac{(Vin - VZT)^2}{Rs} = \frac{(10V - 6.2V)^2}{475\Omega} = 30.4\ mW}$$
$$\boldsymbol{PZ = VZt * IZT = 6.2\ V * 7.5\ mA = 46.5\ mW}$$

$$\boldsymbol{PR\ máx = ILmáx^2 * R = 500mA^2 * 1.4\ \Omega = 350\ mW}$$
$$\boldsymbol{PREmáx = \frac{(VZT)^2}{RE} = \frac{(6.2\ V)^2}{12K\ \Omega} = 3.2\ mW}$$
$$\boldsymbol{PRrmáx = \frac{(Vo)^2}{Rr} = \frac{(5\ V)^2}{10K\ \Omega} = 2.5\ mW}$$

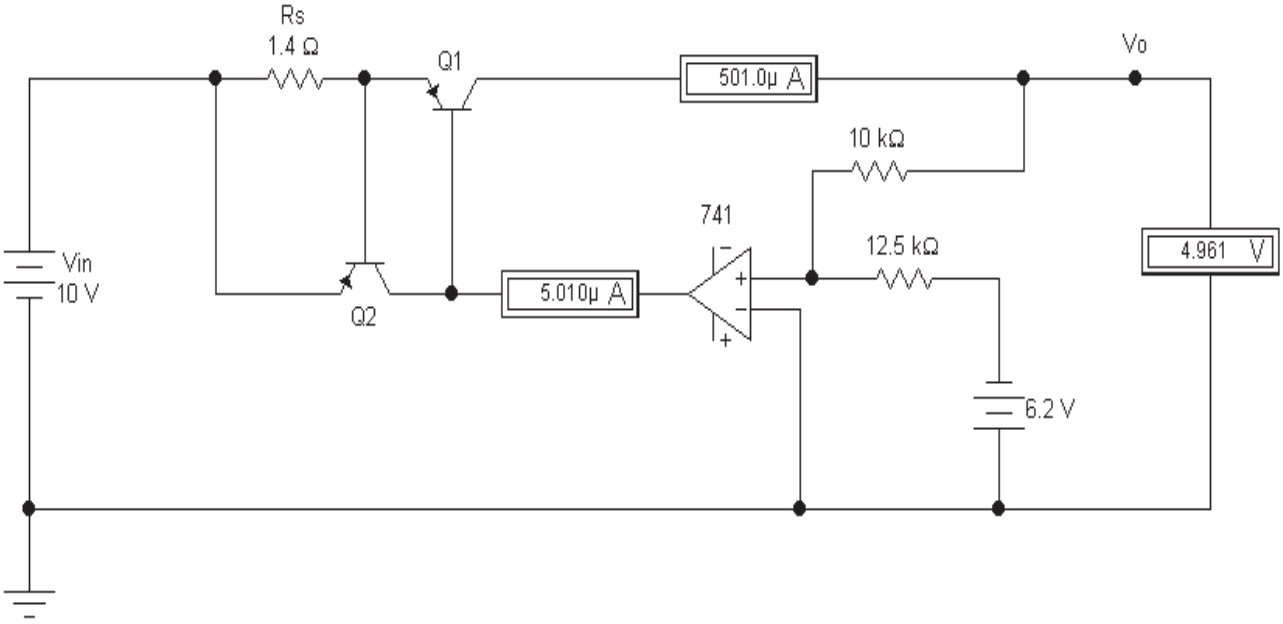
$$\boldsymbol{PPOT \cong PREmáx = 3.2\ mW}$$

c)

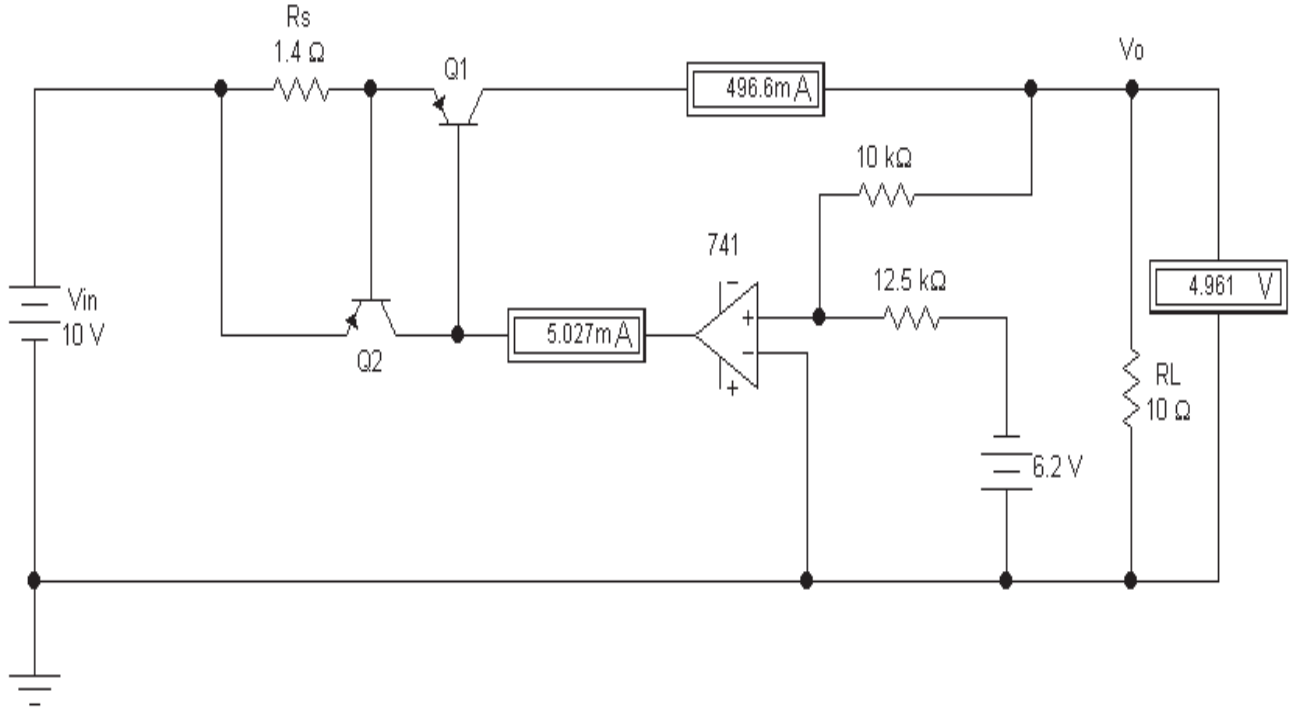
$$\boldsymbol{RL\,min = \frac{Vo}{IRLmáx} = \frac{5V}{0.5\,A} = 10\Omega}$$

A continuación, se muestran las mediciones de corriente y tensión del circuito para diferentes valores de la resistencia de carga. Por simplicidad se reemplazó el regulador zener por una fuente de tensión de corriente continua.
La simulación se realizó utilizado el software de simulación electrónica Electronics Workbench 5.12.

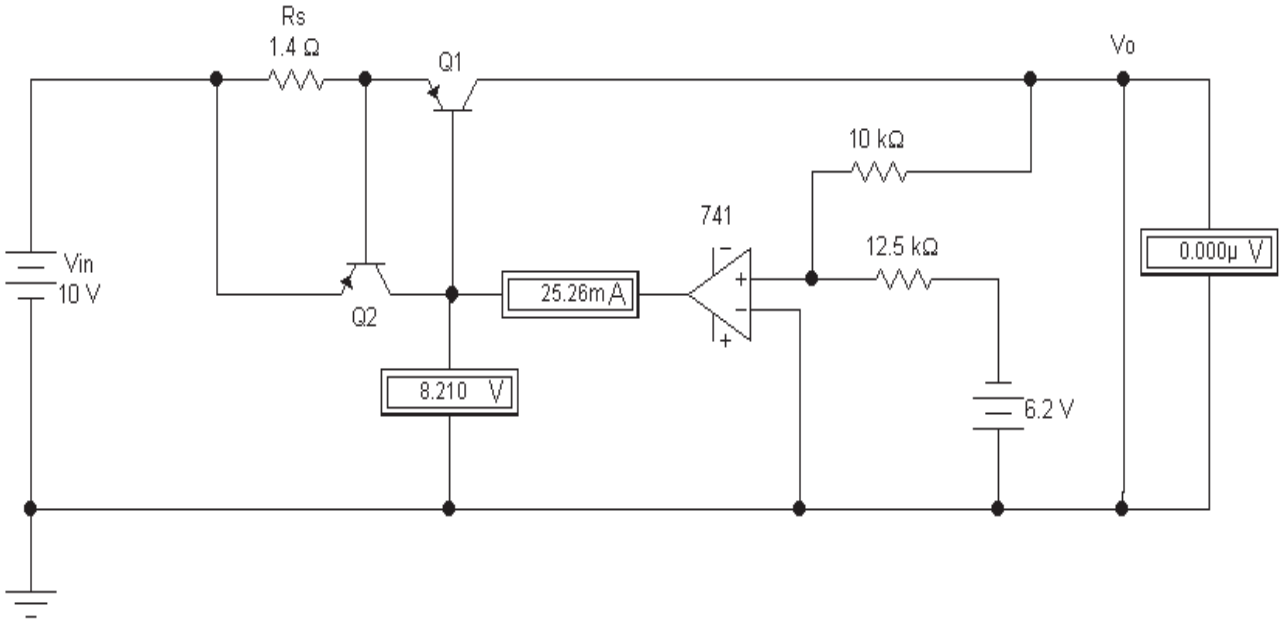
Con RL desconectada:



Con RL mínima:

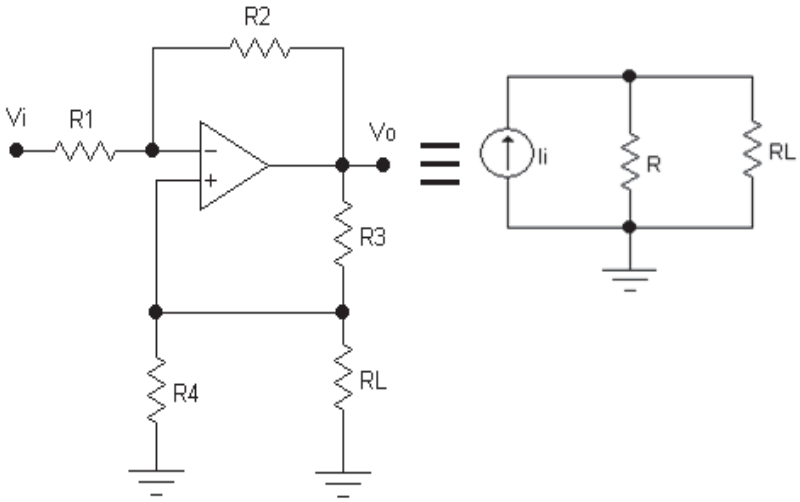


Con salida cortocircuitada:



Problema 19

Dado el siguiente esquema circuital y su equivalencia:



a) **Determine la expresión de Ii= f(Vi) y la expresión de R.**
b) **Hallar la relación que debe cumplirse entre las resistencias, para que sea una fuente de corriente ideal.**
c) **Cumpliendo el ítem b), diseñe el circuito en forma completa para Vi=1V, Ii=1mA y RLmáx= 5,5KΩ**

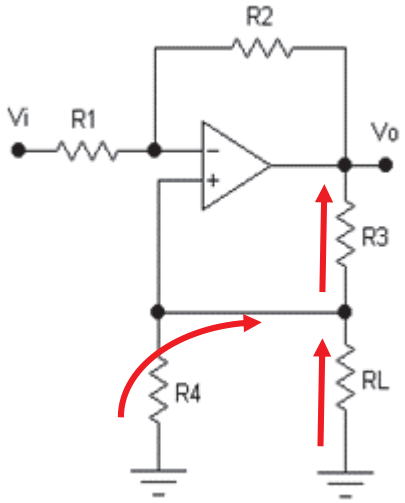
DATOS: AOs rail to rail
IsmáxAO=25 mA
VCC/VEE=±12V

Solución:

a) Se plantea la ecuación de Vp y por la realimentación negativa se hace Vn=Vp, despejando luego Vo:

$$Vn = \frac{R2}{(R1+R2)} * Vi + \frac{R1}{(R1+R2)} * Vo = Vp \Rightarrow Vo = \frac{(R1+R2)}{R1} * Vp - \frac{R2}{R1} * Vi$$

Dibujando el sentido de las corrientes y planteando la ecuación de Kirchhoff de corriente, queda:



$$I_{R3} = I_{R4} + I_{RL}$$

$$\frac{Vp - Vo}{R3} = -\frac{Vp}{R4} + I_{RL} \quad Reemplando\ Vo, resulta:$$

$$\frac{Vp}{R3} - \frac{Vp*(R1+R2)}{R1*R3} + \frac{R2}{R1*R3} * Vi = -\frac{Vp}{R4} + I_{RL}$$

$$Vi * \frac{R2}{R1*R3} = Vp * \left[\frac{(R1+R2)}{R1*R3} - \frac{1}{R3} - \frac{1}{R4}\right] + I_{RL} \equiv Ii$$

$$Ii = \frac{Vp}{R} + I_{RL}$$

De esta equivalencia, se desprende:

$$\frac{1}{R} = \left[\frac{(R1+R2)}{R1*R3} - \frac{1}{R3} - \frac{1}{R4}\right]^{-1} = \frac{R4*R2 - R1*R3}{R1*R3*R4}$$

$$\boldsymbol{Ii = \frac{R2}{R1*R3} * Vi \quad y \quad R = \frac{R1*R3*R4}{R4*R2 - R1*R3}}$$

b)

Para que sea una fuente de corriente ideal R→∞, luego Ii≈I_{RL} , entonces:

$$\boldsymbol{R4*R2 = R1*R3} \quad \text{ó} \quad \boldsymbol{\frac{R2}{R3} = \frac{R1}{R4}}$$

c) Siendo una fuente ideal:

$$\boldsymbol{Ii = \frac{R2}{R1*R3} * Vi = \frac{R1}{R4} * \frac{1}{R1} * Vi = \frac{Vi}{R4}}$$

Con los datos de Vi e Ii, se obtiene R4:

$$Ii = 1\,mA = \frac{Vi}{R4} = \frac{1V}{R4} \Rightarrow \boldsymbol{R4 = 1K\Omega}$$

Para el cálculo de R3, se considera el dato de RL máx:

$$Vp = \frac{RLmáx \parallel R4}{(RLmáx \parallel R4) + R3} * Vo = \frac{RLmáx \parallel R4}{(RLmáx \parallel R4) + R3} * Vsat^{+} = I_{RL} * RLmáx \qquad Ec.1$$

$$Siendo\ IRL = \frac{Vi}{R4} = \frac{1V}{1K\Omega} = 1\ mA$$

Reemplazando en la Ec.1 los valores de los datos y de los cálculos realizados, se obtiene R3:

$$\frac{1}{1 + \frac{R3}{(RLmáx \parallel R4)}} * Vsat^{+} = \frac{1}{1 + \frac{R3}{0.846K\Omega}} * 12V = 1mA * 5.5K\Omega = 5.5V \Rightarrow \boldsymbol{R3 = 1K\Omega}$$

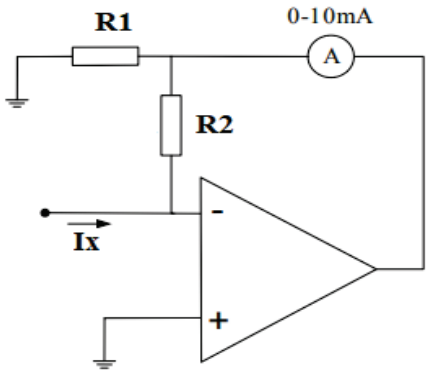
Resultando:

$$R3 = R4 = 1K\Omega, \qquad luego\ de\ acuerdo\ a\ la\ equivalencia\ R2 = R1$$

Se adopta R2 =10K >>Zo AO=100Ω, e igual a R1.

Problema 20

Se propone el siguiente esquema para medir una corriente desconocida Ix (cuyo rango es 0 a 1[mA]) empleando un galvanómetro –poco sensible- que requiere 10[mA] para la deflexión a plena escala. Considérese la resistencia del galvanómetro de 150 Ω.

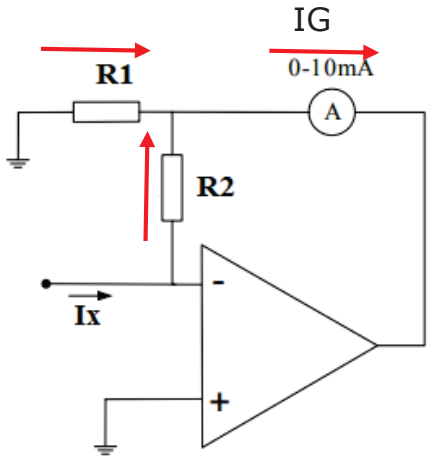


a) **Hallar la función de transferencia entre la corriente que mide el galvanómetro y la corriente Ix.**
b) **Calcule los valores de R1 y R2, en función de los datos del AO.**
c) **Indique el tipo de circuito empleado, y especifique el rango de la resistencia que debe presentar el galvanómetro de acuerdo al ítem b).**

DATOS: AO
IsmáxAO=25 mA, VCC/VEE=±15V y Vsat⁺/Vsat ⁻=+14V/-14V.

Solución:

a) Se dibuja en el esquema circuital, el sentido de las corrientes para plantear las ecuaciones:



$$I_{R1} = \frac{-V_{R1}}{R1} \quad e \quad Ix = \frac{(Vn - V_{R1})}{R2}$$

Por la realimentación negativa Vn=Vp=0V, luego la ecuación de Ix queda:

$$Ix = \frac{(Vn - V_{R1})}{R2} = \frac{-V_{R1}}{R2} \Rightarrow -V_{R1} = Ix * R2$$

Planteando la ecuación de Kirchhoff de corrientes:

$$IG = I_{R1} + Ix = \frac{-V_{R1}}{R1} + \frac{-V_{R1}}{R2} = \frac{Ix * R2}{R1} + \frac{Ix * R2}{R2} \Rightarrow \boldsymbol{\frac{IG}{Ix}} = (\mathbf{1} + \boldsymbol{\frac{R2}{R1}})$$

b)

Siendo el rango de Ix entre 0 a 1mA, para obtener deflexión a plena escala de 10 mA, entonces se debe cumplir:

$$\frac{IG}{Ix} = \frac{10\ mA}{1\ mA} = \left(1 + \frac{R2}{R1}\right) \Rightarrow \frac{R2}{R1} = 9$$

Se adopta una de las resistencias y luego haciendo cumplir la relación se calcula la otra. Sin embargo, debe considerarse la resistencia del galvanómetro, siendo ésta relativamente baja (≈150Ω).

Por ejemplo: **se adopta R2=9 KΩ, resultando R1=1KΩ.**

c)

El circuito es un amplificador de corriente o una fuente de corriente controlada por la corriente de entrada Ii, e independiente de la resistencia del galvanómetro.
De acuerdo a los valores calculados, se calcula la máxima resistencia del galvanómetro (RGmáx) para el funcionamiento lineal del circuito:

$$IGmáx = 10\,mA < \frac{V_{R1} - Vsat^{-}}{RGmáx} = \frac{-Ix * R2 - Vsat^{-}}{RGmáx} = \frac{-1\,mA * 9K\Omega + 14V}{RGmáx} = \frac{5V}{RGmáx}$$

$$\Rightarrow \boldsymbol{RGmáx < \frac{5V}{10\,mA} = 500\Omega}$$

Problema 21

Se requiere una tensión regulada de 6 V, con un amplificador operacional con protección contra cortocircuito y sobrecarga.

Se cuenta con:

- **1 Fuente no regulada de ± 15 volts.**
- **1 Amplificador operacional LM741, con una Zi = 2MΩ, Zo = 100 Ω e Isal máx.= 25mA.**
- **1 diodo zener de ½ W, con V_{ZT}=12 V e I_{ZT}=5 mA.**
- **1 Transistor (NPN), con Vcesat= 0.2V; VBE on= 0.7V; VCE máx.= 40V, Ic máx.= 1 A y βcc = 250**
- **Resistores de distintos valores y potencias; y un potenciómetro de 1 KΩ para ajuste fino.**

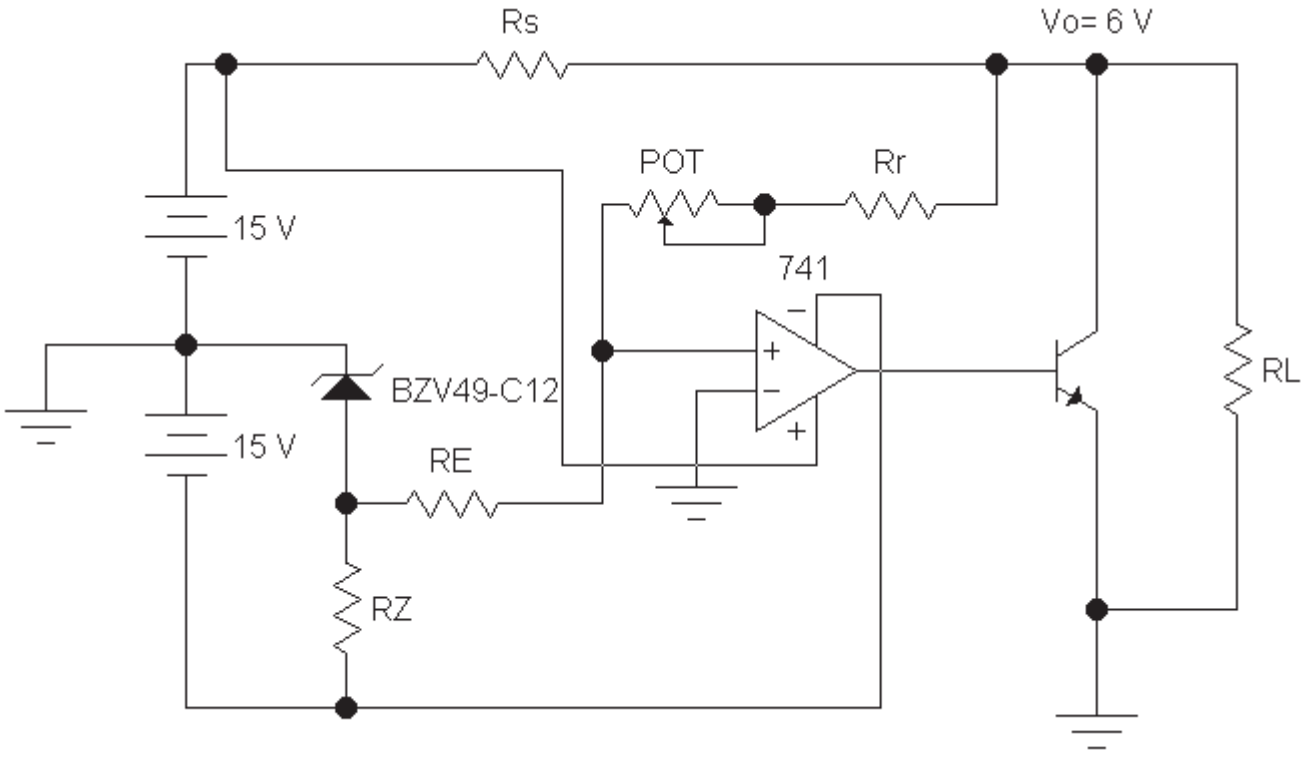
a) **Diseñar en forma completa la etapa de regulación, a fin de obtener una tensión de salida regulada para una carga variable de modo que la corriente por ella pueda variar entre 0 a 1A. Dibujar el circuito de la FT referenciando la masa, e indicar la alimentación del AO.**
b) **Calcular las potencias de los componentes del circuito.**
c) **Especificar el valor mínimo de la resistencia de carga para la tensión de regulación, e indicar el estado del transistor y del AO para el caso de salida cortocircuitada.**
d) **Hallar el rendimiento.**

Solución:

a)

Dado que se requiere protección por sobrecarga y corto circuito, y sólo se dispone de un transistor; se utiliza el regulador paralelo.
La configuración del AO es la Inversora, considerando que la tensión de referencia es la de un diodo zener de 12V mayor que la tensión de salida Vo=6 V.

A continuación, se dibuja el esquema circuital que cumple con los requerimientos:



Se inicia el diseño, calculando la función de transferencia del regulador:

$$Vp = \frac{Rr}{(RE + Rr)} * (-VZT) + \frac{RE}{(Rr + RE)} * Vo \quad y \quad Vn = 0V$$

Por la realimentación negativa, Vn=Vp:

$$\frac{Rr}{(Rr + RE)} * (-VZT) + \frac{RE}{(Rr + RE)} * Vo = 0V \Rightarrow Vo = -\frac{Rr}{RE} * (-VZT)$$

$$\frac{Vo}{VZT} = \frac{6\,V}{12\,V} = \frac{Rr}{RE}$$

Se adopta Rr>>Zs AO ≈ 100Ω, Ej: Rr=12 KΩ, luego RE=24 KΩ.

Se diseña ahora, la resistencia RZ del regulador zener, para ello se plantea la ley de Kirchhoff de tensión:

$$VZT + (IZT + I_{RE}) * RZ - 15V = 0V$$

$$\text{Siendo} \quad I_{RE} = \frac{VZT}{RE}$$

$$RZ = \frac{(15V - VZT)}{(IZT + \frac{VZT}{RE})}$$

Siendo IZT=5 mA, luego RZ resulta:

$$\boldsymbol{RZ = \frac{(15V - VZT)}{(IZT + \frac{VZT}{RE})} = \frac{(15V - 12V)}{(5mA + \frac{12V}{24\ K\Omega})} \cong 545\ \Omega}$$

Siendo, $I_{Rs} = IC + IL$, el caso más desfavorable para el transistor será cuando RL esté desconectada. Con este criterio, se calcula Rs:

$$\boldsymbol{Rs = \frac{Vin - VRL}{I_{Rs} \cong ICmáx} = \frac{(15V - 6V)}{1A} = 9\Omega}$$

b)

$$\boldsymbol{P_{Rs}\ máx = \frac{(Vin)^2}{Rs} = \frac{(15V)^2}{9\Omega} = 25\ W\ (\ para\ salida\ en\ corto\ circuito)}$$

$$En\ regulación\ P_{Rs} = \frac{(Vin - VRL)^2}{Rs} = \frac{(15V - 6V)^2}{9\Omega} = 9\ W$$

$$\boldsymbol{PQ\ máx = VCE * ICmáx = VCE * IL\ máx = 6\ V * 1A = 6\ W\ Cuando\ RL\ está\ desconectada.}$$

c)

$$\boldsymbol{RLmin = \frac{VRL}{ILmáx} = \frac{6\ V}{1A} = 6\Omega \quad En\ regulación}$$

Cuando RL<6Ω, la IC disminuye y en consecuencia su potencia de disipación y el transistor va hacia el corte y el amplificador operacional a la saturación.

d)

$$\boldsymbol{P\ out = Vo * I_{RL} = 6\ V * 1\ A = 6\ W}$$
$$\boldsymbol{P\ in = Vin * I_{Rs} = 15\ V * 1A = 15\ W}$$
$$\boldsymbol{\eta = \frac{P\ out}{P\ in} * 100\% = 40\%}$$

El regulador paralelo tiene bajo rendimiento en relación a los reguladores serie, por la disipación en la resistencia serie (Rs) y protege contra sobrecarga y cortocircuito sin circuito extra.

Filtros Activos, Ecualizadores y Controladores Analógicos

Se analizan y diseñan en esta sección: derivadores, integradores, filtros activos, ecualizadores y controladores tipo P, PI y PID. Se adquieren criterios para la elección del amplificador operacional que realiza la función, en base a los parámetros dados por el fabricante.

Para la comprensión de la resolución de los problemas, se requiere:

- Comprender los conceptos de respuesta en frecuencia del amplificador operacional realimentado.
- Conocer los conceptos básicos de los diferentes filtros activos.
- Identificar la aplicación de las configuraciones del AO, Inversora y No Inversora de acuerdo a requerimientos específicos.
- Identificar las características fundamentales de los controladores.

El cuestionario comprende diferenciador, integrador, filtros activos de primer orden y orden superior. Características de sus respuestas en el dominio temporal y frecuencial. Conceptos básicos de los diferentes controladores y los criterios para el diseño de sus parámetros, en base a especificaciones.

Cuestionario 8

1)Si la entrada es un pulso rectangular, la salida de un integrador es:
   a) Una señal sinusoidal
   b) Una señal cuadrada
   c) Una rampa
   d) Un pulso rectangular
2)El integrador construido con un amplificador operacional utiliza:
   a) Un condensador en el lazo de realimentación
   b) Bobinas
   c) Entradas sinusoidales
   d) Las opciones a) y c), son correctas.
3)Para convertir una señal triangular en una onda cuadrada se utiliza un:
   a) Un integrador con fc << f de la señal
   b) Un derivador con fc= f de la señal
   c) Un derivador con fc >> f de la señal
   d) Un derivador con fc << f de la señal
   e) Un integrador con RC >> Periodo de la señal
4)Cuando la salida es ruidosa en un derivador con AO, se:
   a) Limita la ganancia a bajas frecuencias
   b) Se coloca en la realimentación un condensador en paralelo con la resistencia.
   c) Corrige el offset de entrada
   d) Ninguna opción es válida
5)Para evitar una salida ruidosa en un derivador con AO, se:
   a) Limita la ganancia a bajas frecuencias
   b) Corrige el offset de entrada
   c) Limita la ganancia a altas frecuencias
   d) Se coloca en la realimentación un condensador
6)Un filtro activo pasa bajo de primer orden, se diferencia del pasivo porque:
   a) Posee alta impedancia de entrada.
   b) Puede amplificar en la banda de paso.
   c)Requiere alimentación.
   d)Las opciones b) y c), son válidas
   e) Las opciones a), b) y c) son válidas.
7)En un integrador construido con un amplificador operacional, la corriente a través de la resistencia de entrada circula hacia:
   a) La entrada inversora.
   b) La entrada no inversora.
   c) El condensador de desacoplo.
   d) El condensador de realimentación.
8)Para convertir una señal cuadrada en una onda triangular se utiliza un
   a) Un derivador con fc << f de la señal
   b) Un derivador con fc= f de la señal
   c) Un integrador con fc >> f de la señal
   d) Un derivador con fc >> f de la señal
   e) Un integrador con una constante de integración >> Periodo de la señal
9)Utilizando un AO, en configuración No Inversora con un condensador en la

realimentación, se obtiene:
a) Un filtro pasa bajo activo con ganancia unitaria en alta frecuencia.
b) Un filtro pasa alto activo.
c) Un filtro pasa bajo pasivo.
d) Ninguna opción es válida.

10) Un filtro pasa bajo de primer orden puede tener una
a) Respuesta de Butterworth
b) Respuesta de Chebyshev
c) Banda pasante con ondulación de 3dB
d) Pendiente de caída de 20 dB por década
e) Todas las opciones son válidas

11) El derivador construido con un amplificador operacional utiliza:
a) Bobinas
b) Entradas sinusoidales
c) Resistencias, condensadores e inductancias
d) Un condensador en la realimentación, siempre que se utilice la configuración No Inversora.
e) Ninguna opción es válida.

12) Los filtros de respuesta optimizada, que presentan la banda pasante máximamente plana son los de:
a) Chebyshev
b) Bessel
c) Crítico
d) Butterworth

13) La frecuencia central de un filtro pasa banda es siempre igual a:
a) El ancho de banda
b) La media aritmética de las frecuencias de corte
c) El ancho de banda dividida por Q
d) La frecuencia de 3 dB

14) La aproximación que menos distorsiona las señales es la de:
a) Butterworth
b) Chebyshev
c) Bessel
d) Todas las opciones son válidas.

15) Si n= 10, la respuesta con mayor decaimiento en la región de transición es:
a) Butterworth
b) Chebyshev con ondulación de 0,5 dB
c) Bessel
d) Chebyshev con ondulación de 3db

16) En filtros, el desfase lineal es equivalente a:
a) Factor Q de 0.707
b) Banda eliminada máximamente plana
c) Retardo de grupo constante
d) Banda pasante con rizado
e) Pendiente de caída de 20 dB por década

17) Se construye un filtro pasa banda de 4to. Orden, porque se busca:
a) Elevados factores Q
b) Ganancia en el ancho de banda

c) $\Delta\Omega < 1$
d) Valores de frecuencias central y Q encadenados

18) Cuando $\Delta\Omega$ es mayor que 1, un filtro paso banda de 4to orden se debe construir con:
a) Etapas Paso bajo y Paso alto
b) Etapas Pasa Banda
c) Etapas de ranura
d) Etapas pasa todo

19) El filtro paso todo se utiliza cuando
a) Se necesitan grandes pendientes de caída
b) Se requiere un retardo temporal
c) Se necesita una banda pasante máximamente plana
d) Se requiere eliminar un rizado importante
e) Las opciones b) y c), son correctas.

20) El filtro de variables de estado o también llamado de ranura ajustable
a) Tiene salidas: paso bajo, paso banda y hendidura
b) Es difícil de sintonizar
c) Tiene alta sensibilidad a los componentes
d) Utiliza menos de tres operacionales

21) Se puede construir un filtro de segundo orden optimizado:
a) Usando elementos pasivos R y C
b) Usando elementos pasivos R, L y C sólo en bajas frecuencias
c) Usando solo elementos activos
d) Ninguna opción es válida.

22) La aproximación con una banda pasante rizada es la de:
a) Critico
b) Butterworth
c) Chebyshev
d) Bessel

23) Un filtro de 3 orden, se construye:
a) Con 3 etapas de n=1
b) Siempre con una única etapa
c) Con dos etapas en cascada, uno de n=1 y otra de n=2
d) Faltan opciones

24) El filtro con la menor de caída en la banda de transición, para un mismo orden es el:
a) Butterworth
b) Chebyshev
c) Bessel
d) Crítico

25) Se puede construir un filtro de n=2 optimizado, utilizando:
a) Con elementos pasivos R, L y C
b) Elementos activos y pasivos, R y C.
c) Las opciones a) y b), son válidas.
d) Ninguna opción es válida.

26) Un requisito básico de un filtro Pasa Todo es:
a) La ganancia sea máximamente plana en la banda de paso.
b) Banda eliminada monotónica.

c) Retardo temporal constante en el ancho de banda.
d) Ninguna opción es válida.

27) Para $\Delta\Omega < 1$ un filtro paso banda de 4to orden, se debe construir con
a) Etapas paso bajo y paso alto.
b) Etapas Pasa Banda.
c) Etapas de ranura.
d) Etapas pasa todo.

28) En un filtro Pasa Banda, si el ancho de banda se incrementa:
a) La frecuencia central decrece.
b) La pendiente de caída se incrementa.
c) Aparecen rizados en la banda pasante.
d) El factor Q decrece.

29) En un equipo de adquisición de señales EEG (0.5Hz-100Hz) para ser usado con fines diagnóstico,
a) Los filtros elegidos para separar las bandas de interés usarán coeficientes de Chebyshev para asegurar la separación de frecuencias
b) Se utiliza una batería de filtros Pasa Banda con respuesta de Butterworth de 4to orden.
c) El criterio de diseño prioriza el cálculo de consumo y costo de elementos discretos
d) Ninguna opción es correcta.

30) ¿Cuál de estos factores es el más relevante en el diseño de un filtro de Chebyshev inverso?:
a) El rizado de la banda de paso debe ser menor de 3dB
b) Que presenta 4 ripples en la banda de rechazo para un filtro de 6to orden
c) La banda de transición tiene mejor desempeño que en una configuración elíptico o Cauer
d) La respuesta es plana en las frecuencias de paso

31) En un filtro de Chebyshev inverso, cuál de estos factores es más relevante en el diseño:
a) El factor de rizado en la banda de paso debe ser menor a 3dB.
b) El número de rizados no debe exceder el orden del filtro.
c) Las opciones a) y b), son correctas.
d) La atenuación mínima en la banda de rechazo es función del máximo rizado permitido.
e) La mejora en la banda de transición a igual orden que un Filtro Butterworth.

32) Seleccione el criterio más adecuado de diseño de un filtro para ECG (rango frecuencial 0.05-100 Hz y Amplitud 0.02-1mV) de estudio clínico
a) Pasa Bajo de 4to orden de Butterworth, fc=50Hz
b) Pasa Banda Chebyshev, 4to orden, fm=60Hz
c) PB Butterworth de 4to orden, fc=100 HZ
d) Ninguna opción es válida.

33) En un Pasa Bajo de topología Sallen-Key de 2do orden
a) Se adopta C2=C1 para ganancia unitaria.
b) Los valores de las resistencias sólo dependen de los coeficientes de las respuestas optimizadas.
c) Para obtener valores reales de los resistores, se adopta $C2 \geq C1.4bi/(ai)^2$.
d) La Ganancia es siempre unitaria

34)Para un filtro supresor topología Sallen-Key
   a) La ganancia depende de los resistores y la f supresora.
   b) Se conforma con una red pasiva doble T y un AO.
   c) Siempre son de ganancia unitaria
   d) Ninguna opción es válida.
35)Dado un filtro Pasa Banda topología Sallen-Key
   a) Los valores de R se calculan a partir del factor de selectividad Q
   b) La Ganancia en fm es independiente de R
   c) Siempre son de ganancia unitaria
   d) Los coeficientes no intervienen en el cálculo de R y C.
36)En filtros de orden superior de respuesta optimizada
   a) Se diseñan todas las etapas con idéntica Fc
   b) Para filtros Pasa Banda de $\Delta\Omega<1$ se conectan en cascada un Pasa Bajo y un Pasa Alto
   c) El número de redes RC está determinado por el orden del filtro
   d) Las opciones a) y c), son correctas
   e) Se usan inductancias, especialmente en bajas frecuencias
37)En los filtros Pasa Banda de 2do orden
   a) Mientras mayor sea la selectividad la respuesta tiene un pico menos pronunciado
   b) Mientras menor es Q, la ganancia es constante en la banda de paso
   c) Independiente del Q, la ganancia en la Fm es siempre la misma.
   d) La ganancia es constante en la banda de paso, independiente de Q.
38)Elija la configuración circuital más adecuada para filtrar la señal ECG (0.05-100Hz):
   a) Pasa Bajo de Bessel; fc=100Hz; n=4
   b) Pasa Alto de Chebyshev; fc=40Hz; n=4
   c) Pasa Alto de Butterworth; fc=5Hz; n=2
   d) Pasa Alto con fci=0.05Hz y Pbajo con fcs=100Hz; n=4 y coeficientes Bessel
   e) Dos Filtros Pasa Banda de Bessel en cascada con frecuencias escalonadas.
39)Indique la respuesta correcta
   a) Un filtro que presenta salida constante desde cc hasta fc es el filtro conocido como Pasa Altos
   b) La frecuencia de corte en un filtro de Butterworth es igual a 0,707*fc de un filtro del mismo orden Chebyshev
   c) En un filtro Pasa Bajo $|A|\geq 1$ cuando ω se aproxima a 0, mientras que $|A|=0$ cuando ω tiende a infinito
   d) Las opciones b) y c) son correctas
40)Sea un circuito integrador práctico realizado con un amplificador operacional ideal operando siempre en la zona lineal. ¿Qué afirmación es cierta?:
   a) Si la tensión de entrada es cuadrada, la señal de salida será triangular con una frecuencia igual a $1/(2\pi Re.C)$.
   b) Cuando mayor sea la constante de tiempo Rr.C mayor será la amplitud de salida.
   c) El valor medio de la señal de salida dependerá de la amplitud de la señal de entrada.
   d) La amplitud de la salida es inversamente proporcional a la frecuencia de la señal de entrada.

e) Ninguna de las opciones, es correcta.

41) Indique la respuesta correcta
   a) Para el diseño de un filtro de orden superior deben seleccionarse los valores de R y C según la topología elegida, independiente del tipo de filtro.
   b) Los filtros pasa Banda presentan un máximo de ganancia en las frecuencias de corte superior e inferior.
   c) Los filtros de primer orden necesariamente incluyen una inductancia en su configuración circuital.
   d) En los filtros pasa Banda con $\Delta\Omega>1$, la fci está sólo determinada por el filtro Pasa Alto.
   e) Todas las opciones son incorrectas.

42) Para eliminar el ruido de alta frecuencia en un contador de frecuencia cardíaca (AB: 0.05-100Hz), elija el filtro más adecuado en diseño y costo:
   a) Un filtro Butterworth Pasa Alto de 4to orden, fc=100Hz
   b) Un Filtro Butterworth Pasa Bajo de 6to orden, fc=150Hz
   c) Un filtro Chebyshev Pasa Bajo de 4to orden, fc=100 Hz
   d) Un filtro Bessel Pasa Bajo de 4to orden, fc= 150Hz

43) Las pendientes de un filtro Pasa Banda de segundo orden es:
   a) +/- 40 dB por década
   b) +/- 60 dB por década
   c) +/- 20 dB por década
   d) Dependiente del factor Q

44) La tensión máxima de salida de un circuito de filtro Pasa Bajo es 15V. La tensión en la frecuencia de corte será:
   a) $15/\sqrt{2}$ V
   b) 10.60 V
   c) 15 V
   d) 21.21 V
   e) Las opciones a) y b), son correctas.

45) En un filtro Chebyshev:
   a) El número de ripple depende del coeficiente de atenuación del filtro ε.
   b) La respuesta es plana en la banda de paso y presenta ripple en la de rechazo.
   c) Se utiliza para obtener una rápida transición entre banda de paso y de rechazo.
   d) El número de ripple en la banda de rechazo es igual a N/2.
   e) Las opciones c) y d), son correctas.

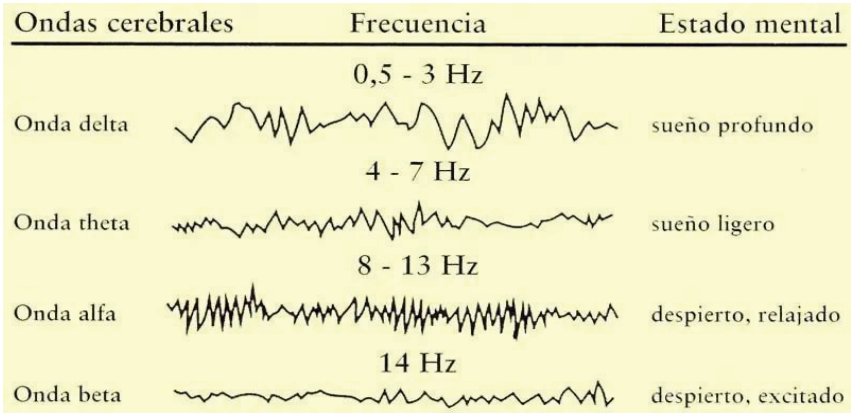
46) Un filtro de segundo orden Pasa Alto de Sallen-Key:
   a) Es un filtro con $\delta>1$, para los coeficientes de Beseel.
   b) Es un filtro que posee dos raíces complejas conjugadas, para obtener respuesta optimizada.
   c) Posee dos Amplificadores Operacionales realimentados
   d) Tiene realimentación única.
   e) Todas las opciones son correctas

47) Con respecto a los filtros de orden superior
   a) La ganancia en un Rechaza Banda es nula en su frecuencia central
   b) La banda de transición es mayor a medida que aumenta el orden del filtro
   c) El factor de calidad Q determina si es de banda ancha o estrecha.
   d) Las opciones a) y c), son correctas

e) Todas las opciones son correctas

48) En un filtro de Bessel se puede decir:
   a) Que tiene un factor Q de 0.707.
   b) Que la banda eliminada es máximamente plana.
   c) Que tiene un retardo de tiempo constante
   d) La banda de paso presenta un rizado menor a 0,3dB.

49) Para el diseño de un equipo de análisis de sueño con EEG se utilizan baterías de filtros para separar bandas de frecuencias. ¿Cuál sería su criterio de elección, para la onda Delta?
   a) Filtros Pasa Banda de 4to orden, con coeficientes de Butterworth.
   b) Filtros Pasa Banda de 2do orden, con coeficientes de Chebyshev.
   c) Filtros Pasa Banda de 2do orden, con coeficientes de Bessel.
   d) Filtros Pasa Banda de 4to orden, con coeficientes de Chebyshev.
   e) Ninguna de las opciones es correcta.



50) Para el diseño de un equipo de análisis de sueño con EEG se utilizan baterías de filtros para separar bandas de frecuencias. ¿Cuál sería su criterio de elección, para la onda Theta?
   a) Filtros Pasa Banda de 2do orden, con coeficientes de Butterworth.
   b) Filtros Pasa Banda de 4to orden, coeficientes de Chebyshev.
   c) Filtros Pasa Banda de 6to orden, coeficientes de Bessel.
   d) Filtro Pasa Banda 4to orden, conformado por un PA y PB de 2do orden coeficientes de Chebyshev.
   e) Ninguna de las opciones es correcta.

51) Para el diseño de un equipo de análisis de sueño con EEG se utilizan baterías de filtros para separar bandas de frecuencias. ¿Cuál sería su criterio de elección, para la onda Alfa?
   a) Filtro Pasa Banda de 4to orden, conformado por un PA y PB de 2do orden con coeficientes de Butterworth.
   b) Filtros Pasa Banda de 4to orden, con coeficientes de Chebyshev.
   c) Filtros Pasa Banda de 2do orden, con coeficientes de Bessel.
   d) Filtros Pasa Banda de 4to orden, coeficientes de Chebyshev.
   e) Ninguna de las opciones es correcta.

52) Para el diseño de un equipo de análisis de sueño con EEG se utilizan baterías de filtros para separar bandas de frecuencias. ¿Cuál sería su criterio de elección, para la onda Beta?

a) Filtros Pasa Banda de 6to orden, con coeficientes de Butterworth.
b) Filtros Pasa Banda 4to orden, con coeficientes de Chebyshev.
c) Filtro Pasa Banda de 4to orden, conformado por un PA y PB de 2do orden con coeficientes de Bessel.
d) Filtros Pasa Banda de 4to orden, con coeficientes de Chebyshev.
e) Ninguna de las opciones es correcta.

53) El factor Q de un filtro de banda estrecha es siempre:
a) Pequeño.
b) Igual al ancho de banda dividido en la frecuencia central.
c) Menor que 1.
d) Mayor que 1.

54) El filtro paso todo:
a) No tiene banda de paso.
b) Tiene una banda eliminada.
c) Tiene una atenuación igual a cero para todas las frecuencias.
Una pendiente pronunciada por encima de la frecuencia de corte.

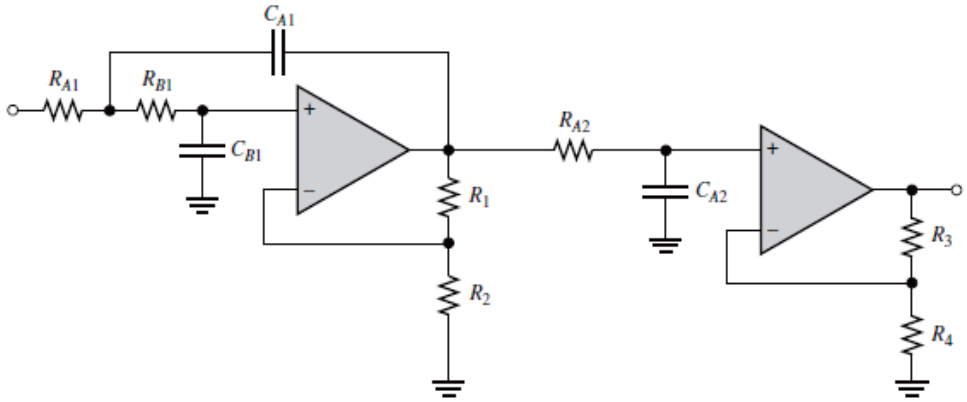
55) La aproximación con una banda de paso con rizado es la:
a) De Butterworth.
b) Inversa de Chebyshev.
c) Elíptica.
d) De Bessel.
e) Ninguna opción es del todo correcta.

56) El filtro paso todo
a) No tiene banda de paso
b) Tiene una banda eliminada
c) Tiene la misma ganancia en todas las frecuencias
d) No tiene frecuencia de corte
e) Las opciones c) y d), son correctas

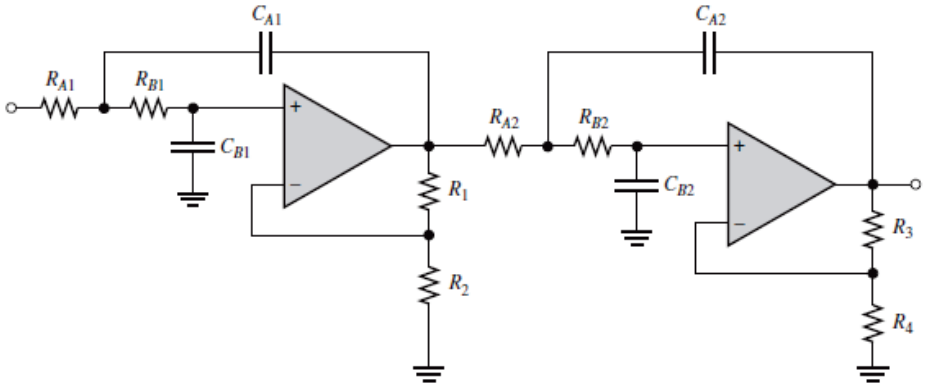
57) El desplazamiento de fase lineal es equivalente a
a) Un factor Q de 0.707
b) Una banda eliminada máximamente plana
c) Un retardo de tiempo constante en la banda de paso
d) Ninguna opción es del todo válida

58) Si el ancho de banda se incrementa
a) La frecuencia central decrece
b) Q disminuye
c) La pendiente aumenta
d) Aparecen rizados en la banda eliminada

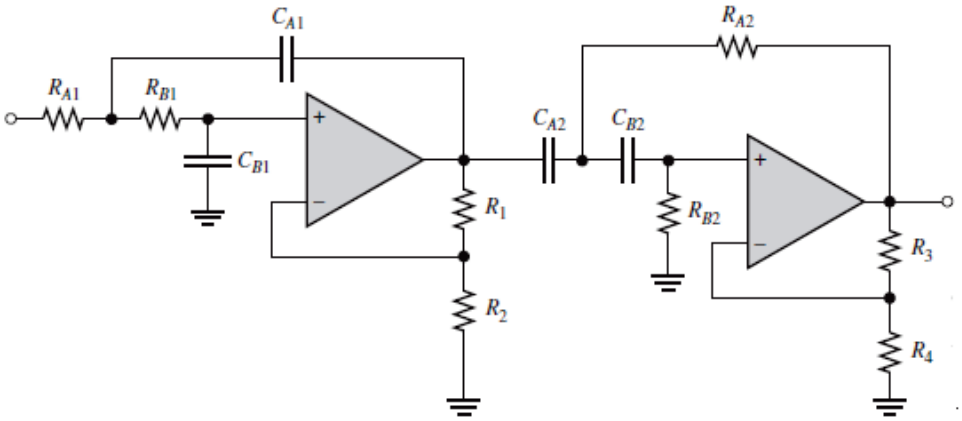
59) La configuración indicada en la figura corresponde a un filtro:
a) Pasa banda de 4to. orden
b) Pasa bajo de 3er orden
c) Pasa banda de 2do orden
d) Pasa banda con $\Delta\Omega > 1$



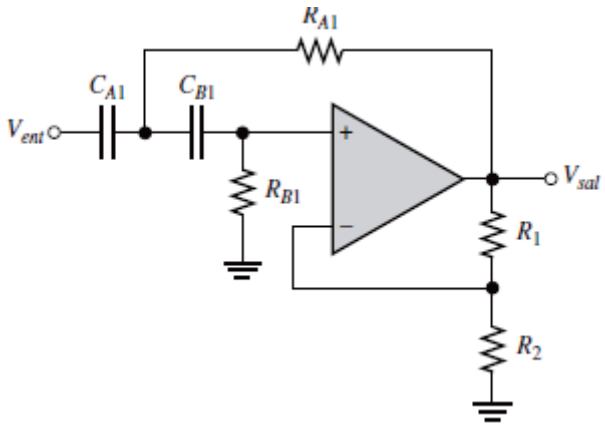
60) La configuración indicada en la figura corresponde a un filtro:
   a) Pasa Banda de 4to. orden
   b) Pasa Bajo de 4to orden
   c) Pasa Banda de 2do orden
   d) Pasa Banda con ΔΩ < 1



61) La configuración indicada en la figura corresponde a un filtro:
   a) Pasa Banda de 4to. Orden con ΔΩ > 1
   b) Pasa Bajo de 4to orden
   c) Pasa Banda de 2do orden
   d) Pasa Banda con ΔΩ < 1



62) La configuración indicada en la figura corresponde a un filtro:
   a) Pasa Altos de 2do orden
   b) Pasa Bajo de 2do orden
   c) Pasa Banda de 2do orden
   d) Pasa Banda con $\Delta\Omega < 1$



63) El número de polos de un filtro modifica:
   a) La ganancia de voltaje
   b) El ancho de banda
   c) La frecuencia central
   d) La rapidez de la pendiente de caída
   e) Las opciones a) y d), son válidas.

64) Las respuestas optimizadas se obtienen con funciones de transferencia que contienen polinomios con:
   a) Polos complejos conjugados
   b) Polos y ceros en el origen
   c) Raíces reales e iguales
   d) Raíces reales y distintas

65) El controlador Proporcional:
   a) Es sencillo y se utiliza siempre que satisfaga las especificaciones
   b) Reduce la ganancia del sistema
   c) Produce siempre error de estado estacionario.
   d) Las opciones a) y c), son válidas.
   e) Las opciones b) y c), son válidas

66) La configuración más adecuada para el diseño de controladores es:
   a) Siempre la NO-Inversora, por su alta Ze
   b) La Inversora, porque admite ganancia > y < a la unidad
   c) La NO-Inversora, porque admite ganancia ≥1
   d) Las opciones a) y c), son las correctas.

67) El controlador P
   a) Causa Ess, siempre que el sistema sea tipo 1, con entrada de referencia constante.
   b) Se usa porque su diseño es simple, toda vez que satisfaga la respuesta temporal y frecuencial deseada para el sistema.
   c) Produce sobreimpulsos en la medida que disminuye el valor de la acción.
   d) Las opciones b) y c), son correctas.

68) La incorporación de la acción D a un controlador P
   a) Tiene carácter de previsión.
   b) Empeora la estabilidad
   c) Reduce el error de Ess
   d) Rara vez se usa
69) Cuando a un controlador P, se le adiciona la acción D
   a) Hace más rápida la acción de control.
   b) Elimina el Ess
   c) Incorpora un polo en el origen
   d) Aumenta el margen de ganancia
70) El controlador PD
   a) Tiene la desventaja importante que amplifica las señales de ruido.
   b) Elimina los errores de estado permanente
   c) Disminuye el rango dinámico de la salida
   d) Disminuye la rapidez de respuesta.
71) El controlador P, se caracteriza por;
   a) La imposibilidad de corregir errores en el régimen permanente.
   b) Aumentar los errores de offset
   c) La sencillez de su diseño y síntesis.
   d) Las opciones a) y c), son válidas.
   e) Las opciones b) y c), son válidas
72) En un controlador P, a mayor constante proporcional:
   a) Mayor oscilación tiene el sistema.
   b) Más tiempo tarda en estabilizarse.
   c) Reduce el error en estado permanente
   d) Todas las opciones son correctas.
73) La acción proporcional, en un controlador P:
   a) Produce efectos sobre el régimen transitorio y permanente.
   b) Posee efectos correctivos con los corrimientos en corriente continua.
   c) Aumenta la estabilidad del sistema
   d) Disminuye las oscilaciones de baja frecuencia
74) En el controlador P, la acción proporcional
   a) Tiene la ventaja de reducir el error en régimen permanente, cuanto mayor sea AP
   b) Tiene baja sensibilidad a los errores de offset
   c) Aumenta el margen de ganancia del sistema, cuanto mayor sea P.
   d) Ninguna opción es válida.
75) El efecto que produce la acción proporcional en un controlador P
   a) Tiene la desventaja de aumentar las oscilaciones, cuanto mayor sea AP
   b) Presenta una acción de carácter anticipativo
   c) Aumenta el margen de fase, mientras mayor sea P
   d) Reduce el tiempo de subida del sistema, cuanto menor sea P
76) El controlador PD tiene:
   a) Efecto sobre el régimen transitorio, mejorando la estabilidad.
   b) La ventaja de disminuir las oscilaciones de alta frecuencia
   c) Es la única acción con carácter anticipativo.
   d) Alta sensibilidad a los errores de offset
   e) Las opciones a) y c) son correctas.

77) Cuando se agrega la acción integral a un controlador proporcional
   a) Se puede disminuir el valor de AP, mejorando la estabilidad
   b) Se reduce los errores de offset
   c) Siempre se disminuye el margen de fase del sistema controlado.
   d) Es más sensible a las perturbaciones
78) El controlador PI:
   a) Elimina el offset de tensión y corriente
   b) Puede diseñarse con AO, en configuración Inversora como NO Inversora.
   c) Aumenta las oscilaciones de alta frecuencia
   d) Todas las opciones son válidas.
79) El controlad PI, tiene:
   a) La ventaja de disminuir el Ess
   b) La desventaja de agregar lentitud al sistema.
   c) La desventaja de provocar oscilaciones
   d) Las opciones a) y b), son correctas.
80) Cuando se adiciona la acción I, a un controlador P
   a) Tiene la ventaja de anular el Ess
   b) Adiciona un polo en el origen
   c) Disminuye la sensibilidad a los errores de offset
   d) Las opciones a) y b), son válidas
   e) Las opciones b) y c), son válidas
81) En un controlador PI, si se aumenta la acción P:
   a) Se elimina el Ess
   b) Mejora la estabilidad
   c) Se aumenta el sobreimpulso
   d) Se disminuye la velocidad de respuesta
82) La acción integradora, en el controlador PI:
   a) Disminuye el orden del sistema
   b) Sensibiliza el sistema a los errores de offset
   c) Rara vez se usa
   d) Produce ruido en alta frecuencia.
83) En un controlador PI si se modifica la fI
   a) Disminuyéndola, se retarda la respuesta del controlador
   b) Aumentándola, se aumenta la estabilidad
   c) Disminuyéndola, se aumenta la velocidad de respuesta
   d) Aumentándola, se disminuye la estabilidad
   e) Las opciones a) y d), son correctas.
84) Cuando se agrega la acción integral a un controlador P,
   a) Se mejora la exactitud
   b) Se vuelve más estable, si se aumenta AP
   c) Es menos sensible a los errores de offset
   d) Las opciones a) y c), son válidas
85) La acción integral, en un controlador PI
   a) Ralentiza la respuesta.
   b) Aumenta el margen de fase, mientras mayor sea fI
   c) Las opciones a) y b), son correctas.
   d) Ninguna opción es válida

86) En un controlador PI diseñado de forma óptima, sintetizado por un AO en configuración No Inversora
   a) Se aumenta la frecuencia del integrador, aumentando la resistencia del lazo de realimentación
   b) Se disminuye la estabilidad cuando se aumenta la capacidad del condensador
   c) Las opciones a) y b), son correctas.
   d) Al aumentar la capacidad, se disminuye el tiempo de corregir el error de estado estable.
87) La acción integral, en el controlador PI, produce una salida del controlador
   a) Mayor, cuanto menor sea la constante de integración
   b) Proporcional al incremento de la constante del integrador
   c) Inversamente proporcional a la frecuencia del integrador.
   d) Las opciones a) y c), son correctas.
88) En el controlador PI
   a) Los errores de corrimientos en corriente continua del AO, se autocorrigen.
   b) Al aumentar la frecuencia del integrador, se corre el riesgo de la estabilidad produciendo oscilaciones.
   c) El polo en el origen, aumenta en 1 el tipo del sistema.
   d) Las opciones b) y c), son válidas
89) El controlador PI, presenta la característica
   a) De que, al aumentar la constante de integración se aumenta el tiempo de anular el error de estado estable.
   b) De aumentar la sensibilidad a los errores de offset
   c) Las opciones a) y b), son válidas
   d) De que el condensador varía su ubicación, según sea la configuración Inversora ó No Inversora.
90) Un controlador PI implementado con AO en configuración inversora ha sido diseñado de manera óptima, pero cuando se lo ensaya con una perturbación periódica; presenta un error en estado de régimen permanente, debido a que:
   a) El condensador tiene una capacidad mayor que la que requería el diseño.
   b) La relación de los resistores de realimentación y entrada, otorgan un valor a AP diferente al diseño.
   c) El lazo de realimentación está abierto
   d) Ninguna opción es válida
91) Experimentalmente un controlador PI con AO en configuración inversora frente a una perturbación periódica, diseñado en forma óptima:
   a) Presenta un Ess debido a que el valor de la resistencia de realimentación, es mayor que el valor de diseño.
   b) Presenta un Ess debido a que el valor de la resistencia de entrada, es mayor que el valor de diseño.
   c) Presenta oscilaciones, debido a errores en el valor óhmico del resistor conectado en paralelo con el condensador.
   d) Las opciones b) y c), son correctas.
92) El tiempo de establecimiento en la respuesta de un PID, se reduce
   a) Con la acción integral
   b) Aumentando la acción proporcional
   c) Con la acción derivativa

d) Agregando un polo en el origen en el controlador

93) En el diseño óptimo del PID
a) fD< fI
b) fI= 10 fD
c) fD=5 octavas por encima de fI
d) fI = 1 década por debajo de fD
e) Las opciones c) y d), son correctas.

94) Con la acción derivativa, en el controlador PID:
a) Se amplifican las señales de ruido
b) Se disminuye la estabilidad del sistema
c) Su implementación requiere de solo un A.O.
d) Las opciones a) y c), son válidas.
e) Las opciones a) y b), son correctas.

95) Al controlador PI se le adiciona la acción derivativa, produciendo:
a) Una mejora en la estabilidad del sistema
b) Un aumento en la velocidad de la acción de control
c) Un aumento en el tiempo de establecimiento.
d) Las opciones a) y b), son válidas

96) La fase que incorpora la acción derivativa en el controlador PID es
a) +90º
b) -90 por la configuración Inversora
c) 0º en la fg
d) +45º en la fg

97) Si se desea disminuir el tiempo de establecimiento, el control más adecuado será:
a) Controlador P
b) Controlador PI
c) Controlador PID
d) Controlador PI, aumentando la constante de integración.

98) Si un sistema regulador requiere un MF a una frecuencia de 15KHz,
a) La frecuencia del Controlador PI, debe coincidir en 15KHz
b) La frecuencia del integrador del Controlador PID, debe coincidir con 1KHz, de manera óptima.
c) El valor de la acción proporcional de un Controlador P, debe coincidir con el módulo en del sistema a una frecuencia de 1,5KHz, de manera óptima.
d) La frecuencia del derivador del Controlador PID, debe coincidir con 15 KHz.

99) En un controlador PID, si se aumenta la constante de integración:
a) Se incrementa el transitorio
b) Se disminuye el ruido
c) Se aumenta la estabilidad
d) Se introduce un mayor desfasaje en bajas frecuencias

100) Un controlador PID implementado con AO en configuración de parámetros ajustables ha sido diseñado de manera óptima, pero cuando se lo ensaya con una perturbación periódica, presenta:
a) Un Ess mayor al previsto, debido a que la resistencia de la acción proporcional es menor que la debida.
b) Un error de régimen permanente, debido a que el condensador de la acción integral tiene una capacidad mayor que la que requería el diseño.

c) Oscilaciones de alta frecuencia, debidas a que el condensador de la acción derivativa, se halla abierto.
d) Las opciones b) y c), son válidas.

101) Cuando se experimenta un controlador PID, de parámetros ajustables
a) Puede presentar sobre impulsos muy elevados debido a que el condensador de la acción derivativa tiene una capacidad menor que la que requería el diseño.
b) Un prolongado tiempo de establecimiento, debiendo aumentar el valor del resistor de la acción integradora.
c) Las opciones a) y b), son válidas.
d) Oscilaciones de alta frecuencia, debiendo colocar un resistor en serie con la resistencia de la acción derivativa.
e) Las opciones a) y d), son válidas.

102) La función de transferencia de un Controlador PI, debe contener:
a) Una constante K, y un cero en la frecuencia esquina en la que finaliza la acción P.
b) Un cero en el origen y un polo en la frecuencia esquina en la que actúa la acción P.
c) Un polo en el origen y un cero en la frecuencia esquina en la que actúa la acción P.
d) Una constante K, y un polo en el origen.

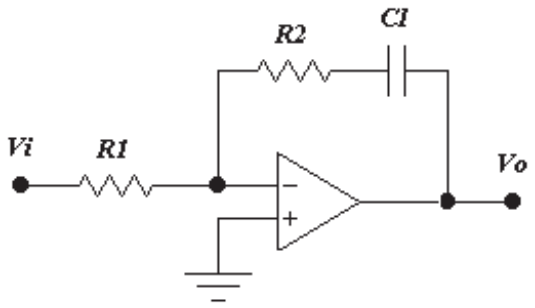
103) La función de transferencia de un Controlador PD, debe contener:
a) Una constante K, y un cero en la frecuencia esquina en la que finaliza la acción P.
b) Un cero en el origen y un polo en la frecuencia esquina en la que actúa la acción P.
c) Un polo en el origen y un cero en la frecuencia esquina en la que actúa la acción P.
d) Una constante K, y un cero en el origen.

104) La función de transferencia de un Controlador PID, debe contener:
a) Una constante K, un polo y un cero, con sus frecuencias esquinas separadas una década.
b) Un cero en el origen y dos polos con sus frecuencias esquinas separadas una década.
c) Un polo en el origen y dos ceros suficientemente alejadas sus frecuencias esquinas.
d) Una constante K, un polo en el origen y un cero con su frecuencia esquina en coincidencia con *fg*.

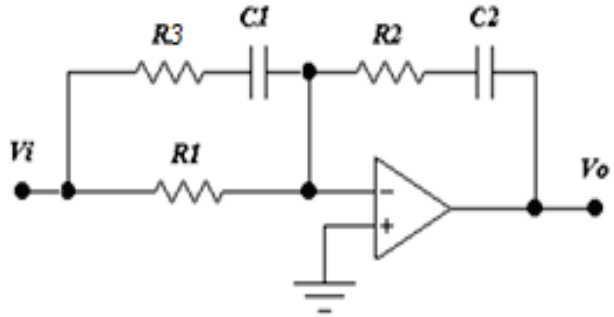
105) La función de transferencia de un Controlador PD, debe contener:
a) Una constante K, un cero en el origen.
b) Un cero en el origen y un polo con su frecuencia esquina en el inicio de la acción P.
c) Una constante K y un cero con su frecuencia esquina separadas una década de la *fg*.
d) Una constante K y un cero con su frecuencia esquina en coincidencia con *fg*.

106) El siguiente esquema circuital, corresponde a un controlador:
a) PI

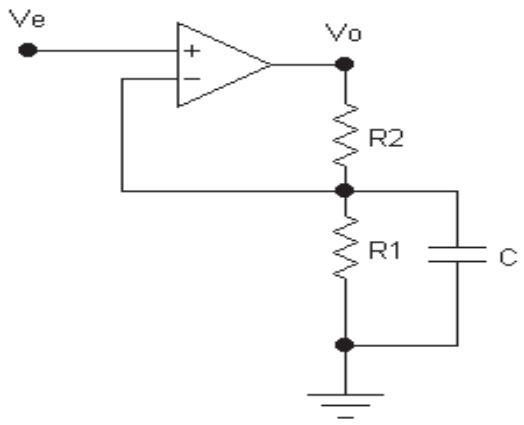
b) P
c) PD
d) PID
e) Ninguna opción esa correcta



107) El siguiente esquema circuital, corresponde a un controlador:
a) PI
b) P
c) PD
d) PID
e) Ninguna opción esa correcta

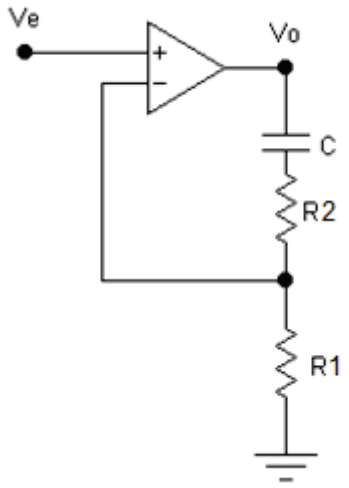


108) El siguiente esquema circuital, corresponde a un controlador:
a) PI
b) P
c) PD
d) PID
e) Ninguna opción esa correcta



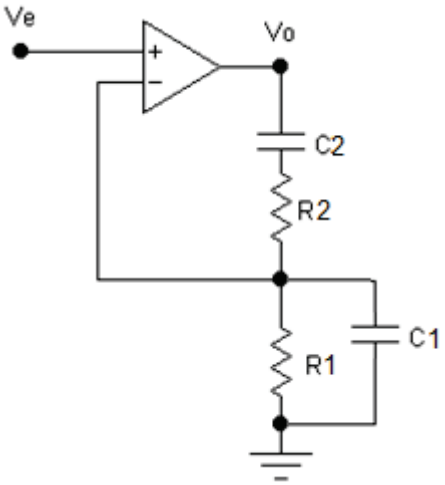
109)El siguiente esquema circuital, corresponde a un controlador:

a) PI
b) P
c) PD
d) PID
e) Ninguna opción esa correcta



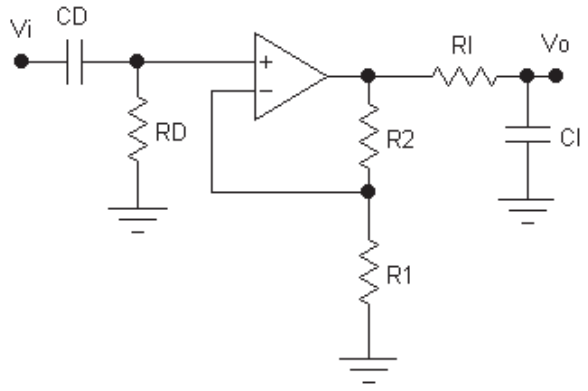
110)El siguiente esquema circuital, corresponde a un controlador:

a) PI
b) P
c) PD
d) PID
e) Ninguna opción esa correcta



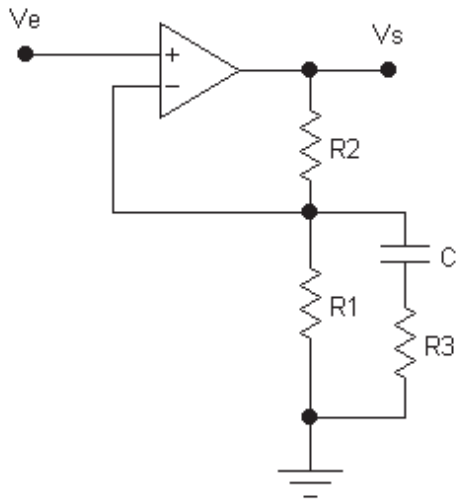
111)El siguiente esquema circuital, corresponde a un controlador:

a) PI
b) P
c) PD
d) PID
e) Ninguna opción esa correcta



112)El siguiente esquema circuital, corresponde a un controlador:

a) PI
b) P
c) PD
d) PID
e) Ninguna opción esa correcta



Solución:

1) c)	13) b)	25 c)	37 c)	49 e)	61 a)	73 a)	85 a)	97 c)	109 a)
2) a)	14) c)	26 c)	38 d)	50 a)	62 a)	74 a)	86 b)	98 d)	110 d)
3) c)	15) d)	27 b)	39 c)	51 c)	63 d)	75 a)	87 a)	99 a)	111 e)
4) d)	16) c)	28 d)	40 d)	52 c)	64 a)	76 e)	88 d)	100 b)	112 c)
5) c)	17) b)	29 e)	41 d)	53 d)	65 d)	77 a)	89 c)	101 e)	
6) d)	18) a)	30 d)	42 c)	54 c)	66 b)	78 b)	90 a)	102 c)	
7) d)	19) b)	31 d)	43 c)	55 c)	67 b)	79 b)	91 a)	103 a)	
8) e)	20) a)	32 d)	44 b)	56 c)	68 a)	80 d)	92 c)	104 c)	
9) d)	21) d)	33 c)	45 c)	57 c)	69 a)	81 c)	93 e)	105 d)	
10) d)	22 c)	34 b)	46 b)	58 b)	70 a)	82 b)	94 d)	106 a)	
11) e)	23 c)	35 a)	47 d)	59 b)	71 d)	83 e)	95 d)	107 d)	
12) d)	24 d)	36 a)	48 c)	60 b)	72 d)	84 a)	96 d)	108 c)	

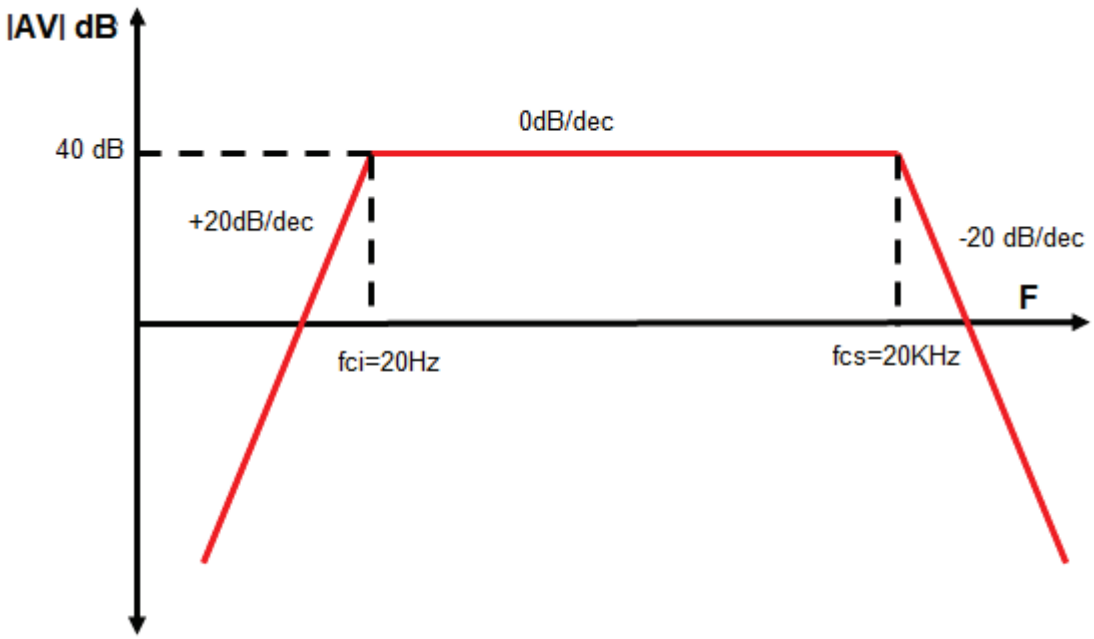
Problema 1

a) Diseñar un filtro pasa banda de audiofrecuencia (20Hz a 20KHz) para un equipo de monitoreo fetal, con una ganancia de 40dB y una atenuación de ±20 dB/dec para bajas y altas frecuencias.
b) Seleccionar el AO adecuado dado en la tabla adjunta, calculando el máximo valor de Vi que no produce distorsión a la salida.

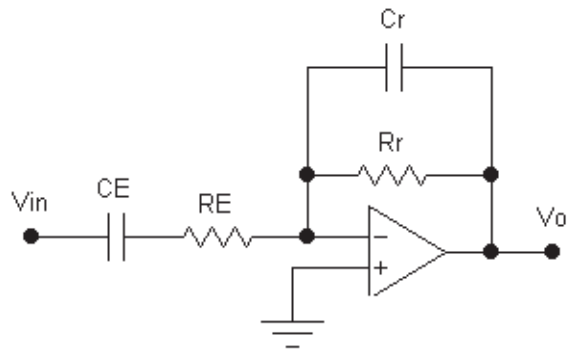
A.O.	SR [V/µseg]	Fu [MHz]
LMXXA	0.3	0.5
LMXXB	0.5	1
LMXXC	1	6

Solución:

a) A continuación se dibuja la representación asintótica de Bode (módulo de la ganancia en dB, función de la frecuencia), correspondiente a un filtro activo pasa banda. Se indica la ganancia en el rango de las frecuencias medias y las frecuencias de corte, inferior y superior.



Dado que no se indica como requisito de diseño la fase de la ganancia del filtro, se adopta la configuración Inversora del amplificador operacional.
Esta configuración es la adecuada, considerando que la configuración No Inversora, por sí sola no puede tener ganancia por debajo de la unidad. En el caso que se precise que no haya inversión de fase, deberá incluirse circuitos adicionales pasivos.



Se plantea la ecuación de la ganancia frecuencial:

$$Av(\omega) = -\frac{Zr}{Ze}$$

Siendo:

$$Zr = \left(\frac{1}{j\omega Cr} \parallel Rr\right) = \frac{\frac{1}{j\omega Cr} * Rr}{\frac{1}{j\omega Cr} + Rr} = \frac{Rr}{(1 + j\omega CrRr)}$$

$$Ze = \left(\frac{1}{j\omega CE} + RE\right) = \frac{(1 + j\omega CERE)}{j\omega CE}$$

Luego, reemplazando en la ecuación de la ganancia resulta:

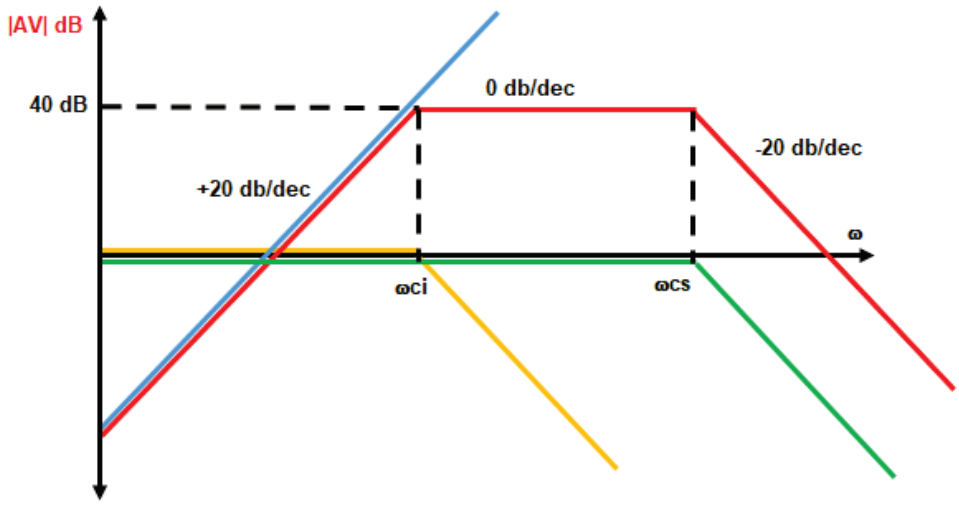
$$\boldsymbol{Av(\omega) = -\frac{Zr}{Ze} = -\frac{\frac{Rr}{(1 + j\omega CrRr)}}{\frac{(1 + j\omega CERE)}{j\omega CE}} = -\frac{j\omega CERr}{(1 + j\omega CrRr)(1 + j\omega CERE)}}$$

El módulo de la ganancia en decibeles, es:

$$|AV|, db = 20log\frac{\omega CERr}{\sqrt{1 + (\omega CrRr)^2} * \sqrt{1 + (\omega CERE)^2}} =$$

$$|AV|, db = 20log\omega CERr - 20log\sqrt{1 + (\omega CERE)^2} - 20log\sqrt{1 + (\omega CrRr)^2}$$

Graficando cada término, y luego sumando las gráficas se obtiene la respuesta del filtro:



En el rango de las frecuencias medias: $\omega_{ci}=CE*RE << \omega << \omega_{cs}=Cr*Rr$

$$|Av|db = 20log\frac{Rr}{RE}$$

Considerando:

$$\mathbf{20log\frac{Rr}{RE} = 40\ dB \Longrightarrow \frac{Rr}{RE} = 100.\ Adoptando\ Rr = 100K\Omega,\qquad luego\ RE = 1K\Omega}$$

$$\boldsymbol{f_{ci} = \frac{1}{2*\pi*\omega_{ci}} = \frac{1}{2*\pi*CE*RE} = 20Hz \Rightarrow CE = 7.957\ \mu F}$$

$$\boldsymbol{f_{cs} = \frac{1}{2*\pi*\omega_{cs}} = \frac{1}{2*\pi*Cr*Rr} = 20KHz \Rightarrow Cr = 79.57\ pF}$$

b)

$$Con\ LMXXA\quad fc_{LC} = \frac{fu}{Av} = \frac{0.5\ MHz}{100} = 5\ KHz < f_{cs} = 20\ KHz.\ No\ es\ posible\ su\ utilización.$$

$$Con\ LMXXB\quad fc_{LC} = \frac{fu}{Av} = \frac{1\ MHz}{100} = 10KHz < f_{cs} = 20\ KHz.\ No\ es\ posible\ su\ utilización.$$

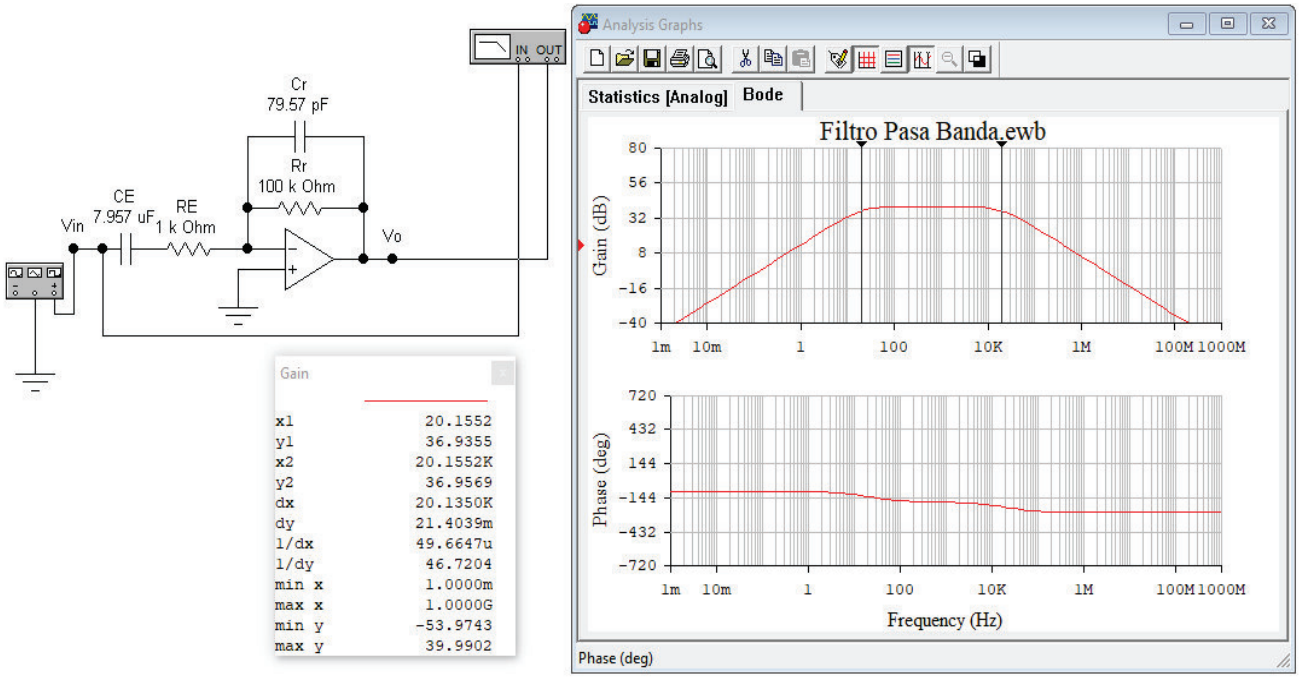
$$\mathbf{Con\ LMXXC\quad fc_{LC} = \frac{fu}{Av} = \frac{6\ MHz}{100} = 60KHz > f_{cs} = 20\ KHz.\ Es\ apto\ para\ la\ aplicación.}$$

Con el dato del SR del LMXXC, se puede calcular el máximo valor de Vi:

$$SR = 2*\pi*f_{cs}*Vomáx \Rightarrow \boldsymbol{Vomáx = \frac{SR}{2*\pi*f_{cs}} = \frac{\frac{1V}{\mu seg}}{2*\pi*20KHz} = 7.96\ V}$$

$$Luego\ se\ puede\ calcular\ \boldsymbol{Vimáx = \frac{Vs\ máx}{Av\ máx} = \frac{7.96\ V}{100} = 79\ mV}$$

A continuación, se incluye la simulación en Electronic Workbench:



Problema 2

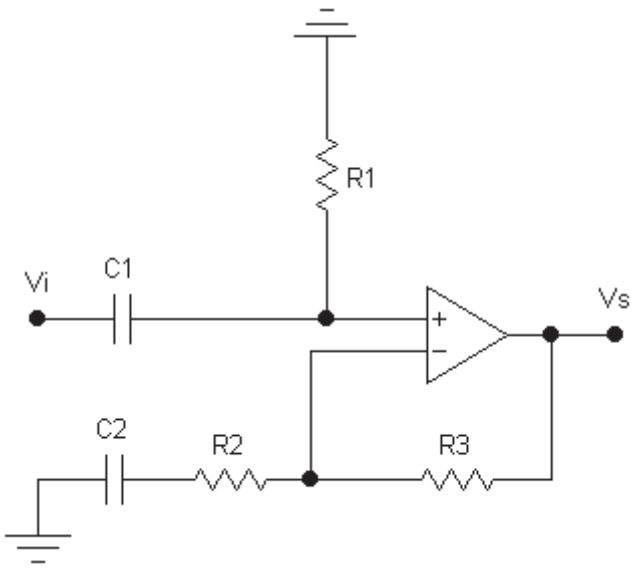
Sea el siguiente circuito:

a) Obtener su respuesta en frecuencia en módulo y fase.

b) Hallar el valor de Vs para una señal Vi(t) = 0.5 sen 2*π*20.000 Hz*t

c) De acuerdo al valor de Vi del ítem b), seleccione el AO adecuado según el lote dado en la tabla. Justifique la elección.

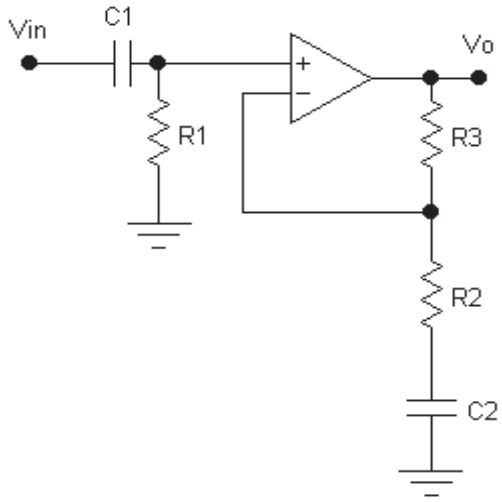
Datos:
R1= 1MΩ, C1= 1,59 nF, R2= 1KΩ, C2= 15,9 nF y R3= 9 KΩ



A.O.	SR [V/µseg]	Fu [MHz]
OPAXXA	0.5	1
OPAXXB	0.7	0.5
OPAXXC	0.15	0.3

Solución:

a) Redibujando el circuito:



$$Vp = \frac{R1}{R1 + \frac{1}{j\omega C1}} = \frac{j\omega C1R1}{(1 + j\omega C1R1)}$$

$$Vo = \left(1 + \frac{R3}{Z2}\right) * Vp$$

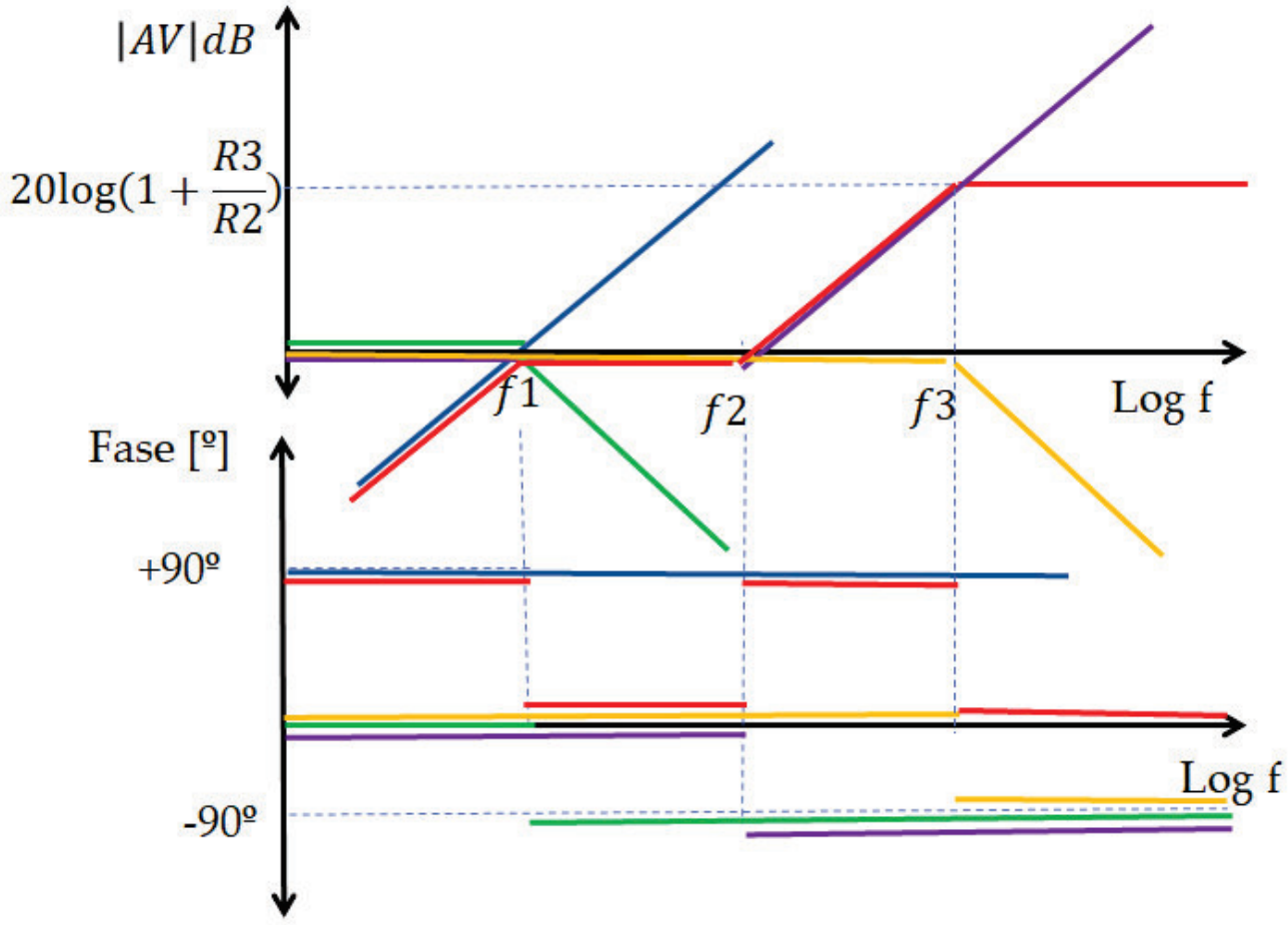
$$Siendo\ Z2 = \frac{1}{j\omega C2} + R2, \quad luego\ Vo\ queda:$$

$$Vo = \left[1 + \frac{R3}{\left(\frac{1}{j\omega C2} + R2\right)}\right] * Vp = \left[\frac{1 + j\omega C2(R2 + R3)}{(1 + j\omega C2R2)}\right] * Vp$$

Reemplazando Vp. Se obtiene:

$$\boldsymbol{FT = \frac{Vo}{Vin} = \frac{j\omega C1R1[1 + j\omega C2(R2 + R3)]}{(1 + j\omega C1R1)(1 + j\omega C2R2)}}$$

A continuación, se dibuja el diagrama asintótico de Bode de módulo y fase de cada término y de la **función de transferencia total**.



De la función de transferencia, se desprende:

$$f1 = \frac{1}{2\pi R1C1} = \frac{1}{2\pi * 1M\Omega * 1.59\,nF} = 100Hz$$

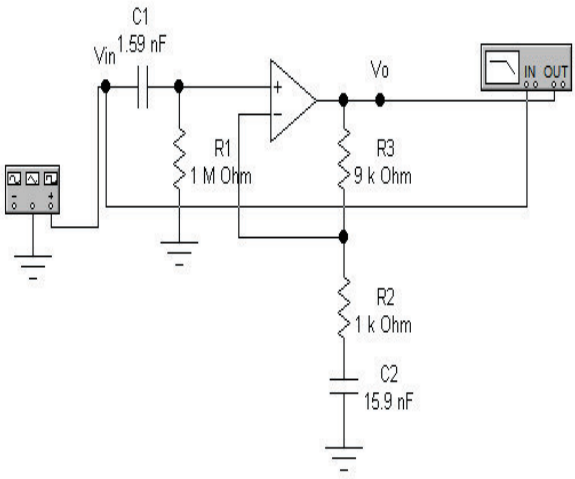
$$f2 = \frac{1}{2\pi C2(R2+R3)} = \frac{1}{2\pi * 15.9nF(1K\Omega + 9\mathrm{K}\Omega)} = 1\,KHz$$

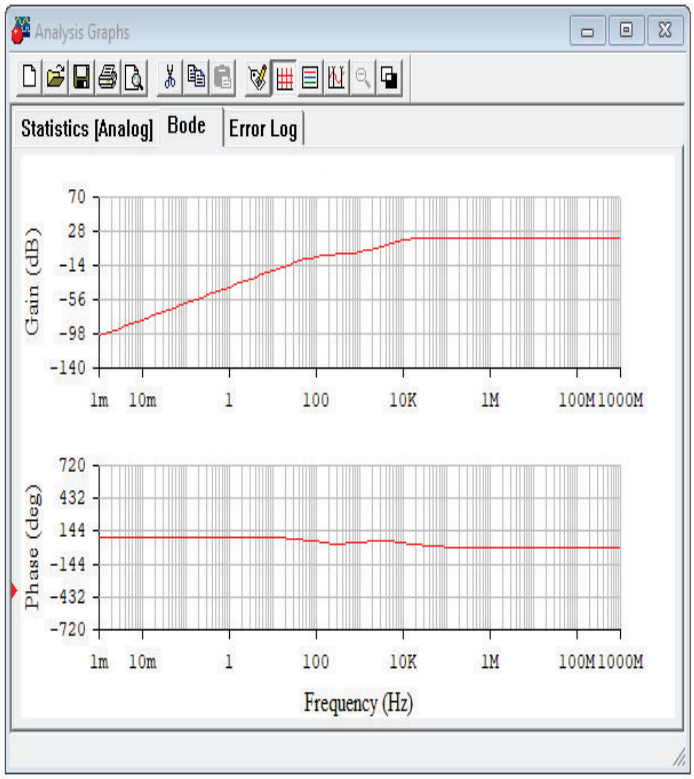
$$f3 = \frac{1}{2\pi R2C2} = \frac{1}{2\pi * 1K\Omega * 15.9\,nF} = 10\,KHz$$

La ganancia en alta frecuencia es:

$$|Av| = 20\log\left(1 + \frac{R3}{R2}\right) = 20\,dB$$

Simulando el circuito con Electronics Workbench (EWB) v5.12, resulta:





b)

Para $f = 20KHz,\ luego\ |Av| = \frac{Vo}{Vi} = 10$

$$En\ consecuencia\ \boldsymbol{Vo = 5Vsen(2 * \pi * 20000Hz * t)}$$

c) Para Vo_{pico}=5V, luego el SR y la Fu del AO deberá ser:

$$\boldsymbol{SR \geq 5V * 2 * \pi * 20KHz = 0.6\,V/\mu seg}$$

$$\boldsymbol{Fu \geq |Av| * f = 10 * 20KHz = 0.2\,MHz}$$

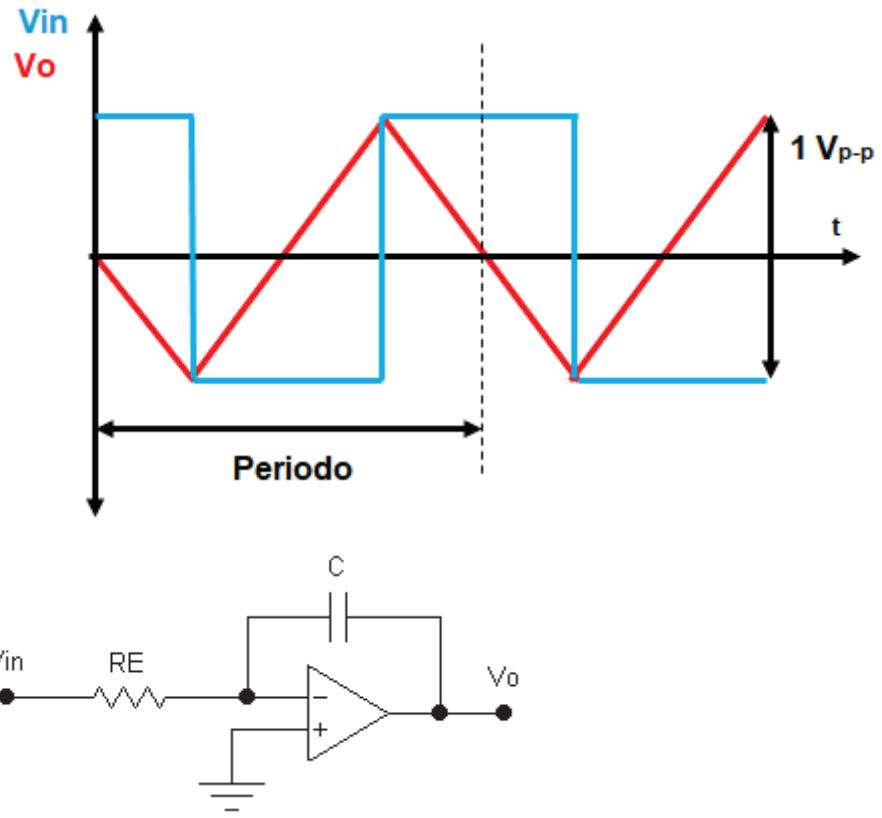
El único AO que cumple el requerimiento del SR, es el OPAXXB.

Problema 3

a) Proponer y diseñar un circuito que convierta una señal cuadrada de 1Vp-p de 15 KHz, en una onda triangular de la misma amplitud. Dibujar las formas de ondas. Se sugiere alimentar con ±10V.
b) Indicar la frecuencia mínima para la cual el circuito realiza la conversión de onda.

Solución:

a) Se propone para la conversión, la función de integración:



En el primer cuarto del periodo, el condensador se carga negativamente a un valor determinado por la siguiente ecuación:

$$Vo_p = -\frac{1}{C}\int_0^{\frac{T}{4}} Iin * dt = -\frac{1}{C}\int_0^{\frac{T}{4}} \frac{Vin_p}{RE} * dt = -\frac{Vin_p}{C * RE}\int_0^{\frac{T}{4}} dt = -\frac{Vin_p}{C * RE} * \frac{T}{4} \quad Ec.1$$

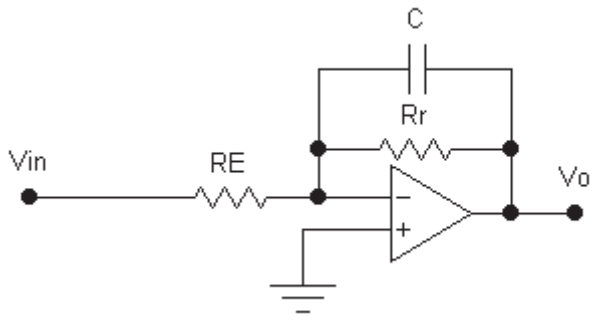
Con el cambio de la polaridad de la señal de entrada, el condensador ahora se descarga con pendiente positiva hasta llegar a su valor máximo positivo.

De la ecuación de Vo_p (Ec. 1), se despeja RE:

$$\Rightarrow RE = \frac{Vin_{p-p}}{Vo_{p-p} * C * 4 * f} = \frac{1V}{1V * C * 4 * 15KHz}$$

Se adopta **C=16 nF**, resultando **RE=1KΩ.**

Este integrador, se lo denomina ideal. Cualquier desbalance de corriente continua produce la saturación de la salida, esto es debido a que presenta ganancia infinita para frecuencia cero (corriente continua).
Por ello, se construye el integrador práctico limitando la ganancia a baja frecuencia con la incorporación de una resistencia en paralelo con el condensador:



$$La\ ganancia\ a\ bajas\ frecuencias\ se\ limita\ a\colon\ -\frac{Rr}{RE}$$

Un buen integrador posee una frecuencia de corte << que la frecuencia de la señal a integrar. Esto es, para mantener la propiedad de integración a la frecuencia de interés, el valor mínimo de Rr se calcula a partir de:

$$Rr \geq \frac{1}{2 * \pi * f_{límite} * C} \quad Ec.2$$

Siendo $f_{límite}$, la frecuencia mínima de operación. En forma práctica, Rr debe ser por lo menos diez veces más grade que el resistor RE.

Se adopta **Rr=10KΩ**>> Zs AO≈100Ω.

b)

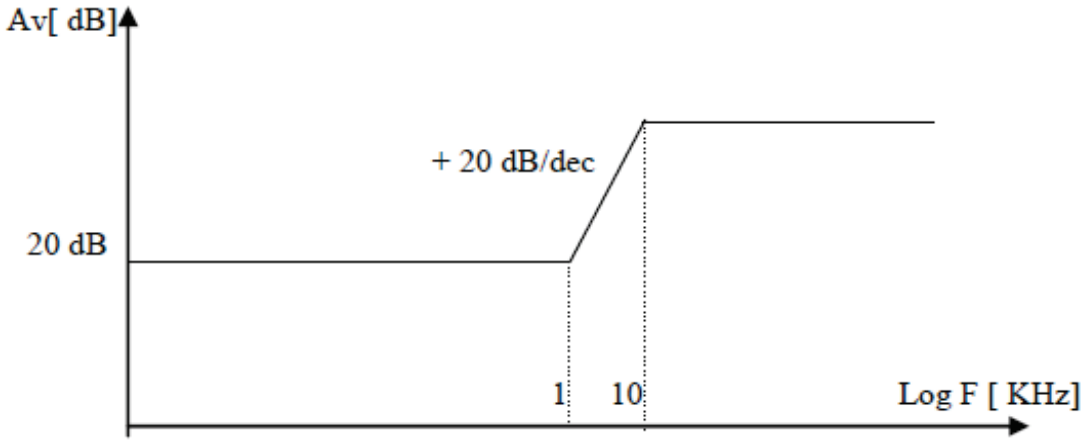
Volviendo a la ecuación Ec.2, se calcula $f_{límite}$:

$$\boldsymbol{f_{límite} \geq \frac{1}{2 * \pi * Rr * C} = 994\ Hz \gg 15\ KHz\ de\ la\ señal\ de\ entrada.}$$

Problema 4

Dada la siguiente respuesta en frecuencia del módulo de la ganancia:

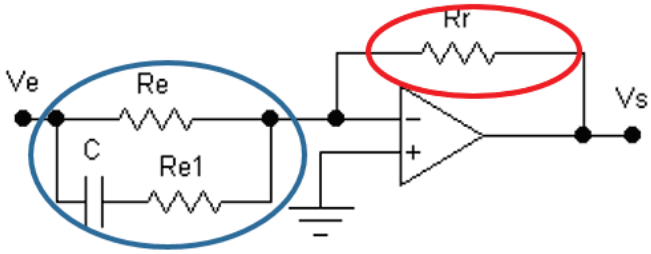
Diseñar un circuito con A.O en configuración Inversora y No Inversora, que lo reproduzca. Dibujar el diagrama de Bode asintótico del módulo de la ganancia y su fase, para ambos circuitos.



Solución:

a)

Utilizando la Configuración Inversora:



$$Av = \frac{Vs}{Ve} = -\frac{Zr}{Ze} = -\frac{Rr}{[Re \parallel \left(Re1 + \frac{1}{j\omega C}\right)]} \qquad Siendo\ \left(Re1 + \frac{1}{j\omega C}\right) = \frac{(1 + j\omega CRe1)}{j\omega C}$$

$$Ze = \left[Re \parallel \left(\frac{1 + j\omega CRe1}{j\omega C}\right)\right] = \frac{Re\left(\frac{1 + j\omega CRe1}{j\omega C}\right)}{Re + \left(\frac{1 + j\omega CRe1}{j\omega C}\right)} = \frac{Re(1 + j\omega CRe1)}{1 + j\omega C(Re + Re1)}$$

$$\boldsymbol{Ganancia\ de\ tensión\ frecuencial\ Av} = -\frac{\boldsymbol{Rr\ [1 + j\omega C(Re + Re1)]}}{\boldsymbol{Re(1 + j\omega CRe1)}}$$

Módulo de la ganancia:

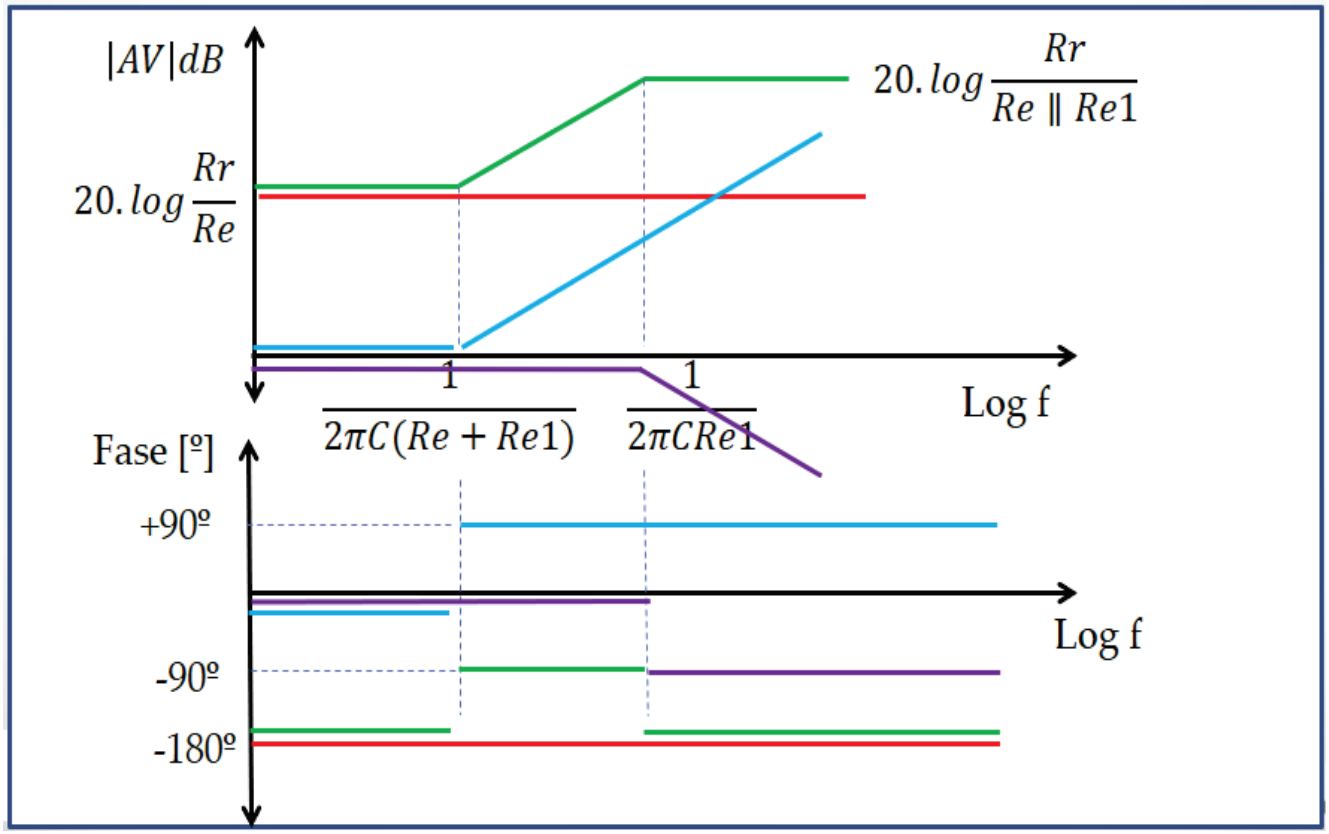
$$|Av| = \frac{Rr * \sqrt{(1 + [\omega C(Re + Re1)]^2}}{Re * \sqrt{1 + (\omega CRe1)^2}}$$

Expresando el |Av|, en decibeles:

$$|\boldsymbol{AV}|\boldsymbol{dB} = 20.log\frac{Rr}{Re} + \boldsymbol{20log\sqrt{(1 + [\omega C(Re + Re1)]^2}} - \boldsymbol{20log\sqrt{1 + (\omega CRe1)^2}}$$

$$\boldsymbol{Fase\ Av} = \boldsymbol{-180^{o} + arctang\ \omega C(Re + Re1) - arctang\ \omega CRe1}$$

A continuación, se dibuja el diagrama de bode asintótico, de cada uno de los términos de la ganancia y la **Av total**:



Para el diseño, se considera los datos dados en el diagrama de Bode del módulo de la ganancia:

$$20\,dB = 20.log\frac{Rr}{Re} \quad Ec.\ 1$$

$$f1 = 1KHz = \frac{1}{2\pi C(Re + Re1)}\ Ec.\ 2$$

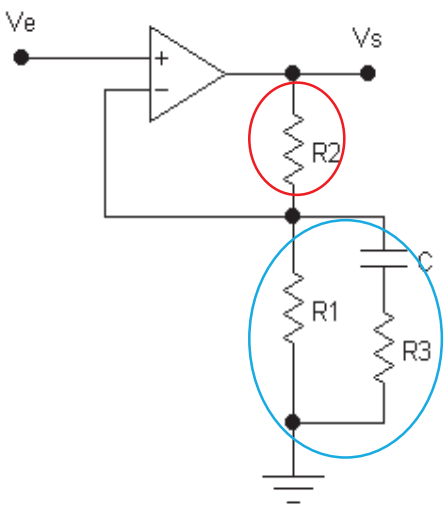
$$f2 = 10KHz = \frac{1}{2\pi CRe1}\ Ec.\ 3$$

Se adopta Rr>>Zs AO≈100Ω, Ej. **Rr=100KΩ** y de la Ec.1, se obtiene **Re=Rr/10=10KΩ.**

Igualando las Ec. 2 y Ec. 3, por C; se halla la relación entre Re1 y Re, resultando **Re1=Re/9=10KΩ/9=1.11KΩ.**

En la Ec. 2 ó Ec. 3, se calcula el valor de C, siendo éste **C=14.33nF**

Utilizando la Configuración NO Inversora, se dibuja a continuación su esquema circuital:



$$Av = 1 + \frac{Z2}{Z1}\ , Siendo\ Z2 = R2\ y\ Z1 = R1 \parallel \left(R3 + \frac{1}{j\omega C}\right)$$

$$Z1 = \frac{R1(1 + j\omega CR3)}{[1 + j\omega C(R1 + R3)]}$$

$$Av = \frac{(R1 + R2)\{1 + j\omega C\left[\frac{R3R1}{(R1 + R2)} + \frac{R2(R1 + R3)}{(R1 + R2)}\right]\}}{R1(1 + j\omega CR3)}$$

$$\boldsymbol{Av = \frac{(R1 + R2)\{1 + j\omega C\left[\frac{R3R1 + R2(R1 + R3)}{(R1 + R2)}\right]\}}{R1(1 + j\omega CR3)}}$$

$$\boldsymbol{siendo\ R = \frac{R3R1 + R2(R1 + R3)}{(R1 + R2)}}$$

$$\boldsymbol{Av = \left(1 + \frac{R2}{R1}\right) * \frac{(1 + j\omega CR)}{(1 + j\omega CR3)}}$$

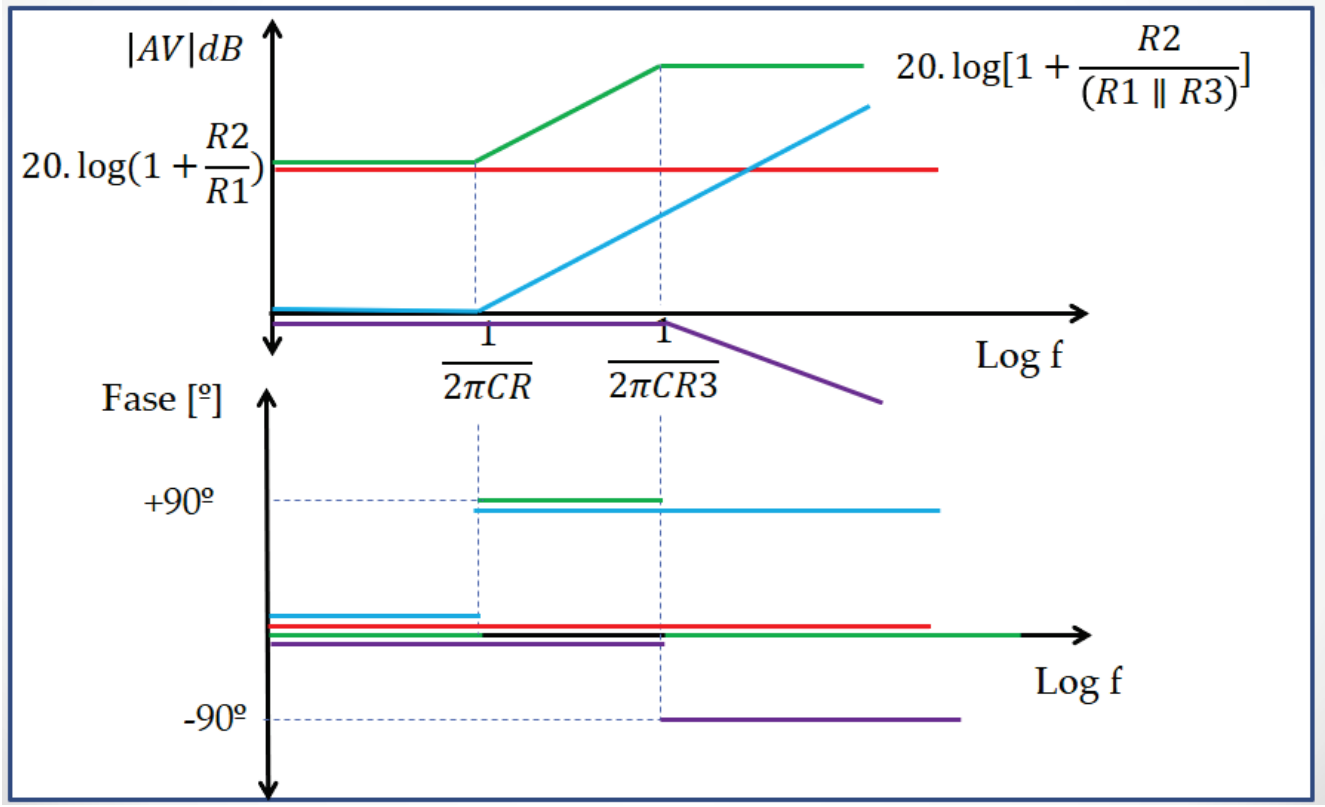
Módulo de la ganancia:

$$|Av| = \left(1 + \frac{R2}{R1}\right) * \frac{\sqrt{(1 + (\omega CR)^2}}{\sqrt{1 + (\omega CR3)^2}}$$

Expresando el |Av|, en decibeles:

$$\boldsymbol{|AV|dB} = 20.\log(1 + \frac{Rr}{Re}) + \boldsymbol{20log\sqrt{(1 + (\omega CR)^2} - 20log\sqrt{1 + (\omega CR3)^2}}$$

$$\boldsymbol{Fase\ Av = arctang\ \omega CR - arctang\ \omega CR3}$$



De la gráfica del módulo de la ganancia y con los datos, se obtienen las siguientes ecuaciones:

$$20\,dB = 20.\log\left(1+\frac{R2}{R1}\right) \Rightarrow \frac{R2}{R1} = 9 \quad Ec.\ 1$$

$$f1 = 1KHz = \frac{1}{2\pi CR}\ Ec.\ 2$$

$$f2 = 10KHz = \frac{1}{2\pi CR3}\ Ec.\ 3$$

Para el diseño:
Se adopta R1, y de la Ec.1, se obtiene R2.
Igualando las Ec. 2 y Ec. 3, por C; se halla la relación entre R y R3. Siendo ésta R3=R/10, se reemplaza en la ecuación de R, se obtiene su valor.
De la Ec. 2 ó Ec. 3, se obtiene el valor de C.

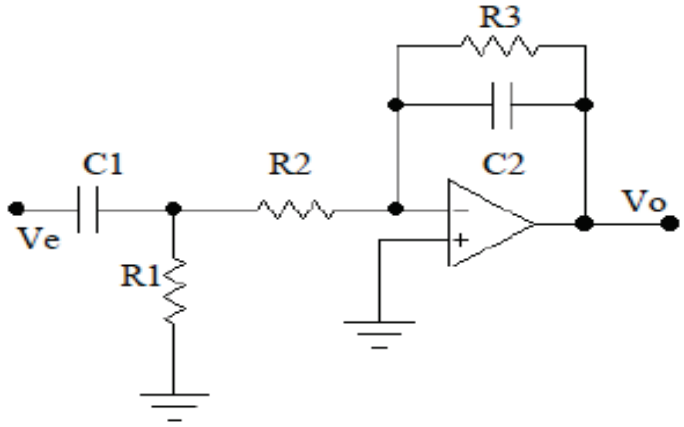
Ejemplo:
R1=10KΩ, R2=90KΩ; R3=R/10; R=10KΩ y R3=1 K Ω y C=15.91 nF

Problema 5

Para el siguiente circuito hallar:

a) La respuesta en frecuencia en magnitud y fase.
b) El valor de Vo, para una señal de entrada de 1V de amplitud y de una frecuencia de 600 Hz.
c) Proponer otro circuito con A.O que reproduzca la misma respuesta en frecuencia en amplitud sin retraso de 180° en todo el rango de frecuencias.

Datos: R1=100KΩ, C1= 50nF, R2=50 KΩ, R3= 500 KΩ y C2 = 32 pF.



Solución:

a)
El circuito dado, está compuesto por un filtro pasivo paso alto en serie con un filtro de primer orden activo, de primer orden. Constituyendo de este modo, por un filtro pasa banda. A continuación, se plantean las ecuaciones de las funciones de transferencias de ambos sub circuitos.

$$Av = \frac{V_{R1}}{Ve} \cdot \frac{Vo}{V_{R1}}$$

$$\frac{V_{R1}}{Ve} = \frac{(R1 \parallel R2)}{(R1 \parallel R2) + \frac{1}{j\omega C1}} = \frac{j\omega C1(R1 \parallel R2)}{[1 + j\omega C1(R1 \parallel R2)]}$$

$$\frac{Vo}{V_{R1}} = -\frac{Zr}{R2} \; . Siendo\; Zr = \frac{R3 * (\frac{1}{j\omega C2})}{R3 + \frac{1}{j\omega C2}} = \frac{R3}{(1 + j\omega C2R3)} \Rightarrow \frac{Vo}{V_{R1}} = -\frac{R3/R2}{(1 + j\omega C2R3)}$$

$$\boldsymbol{Av = \frac{Vo}{Ve} = -\frac{j\omega C1(R1 \parallel R2) * (\frac{R3}{R2})}{[1 + j\omega C1(R1 \parallel R2)](1 + j\omega C2R3)}}$$

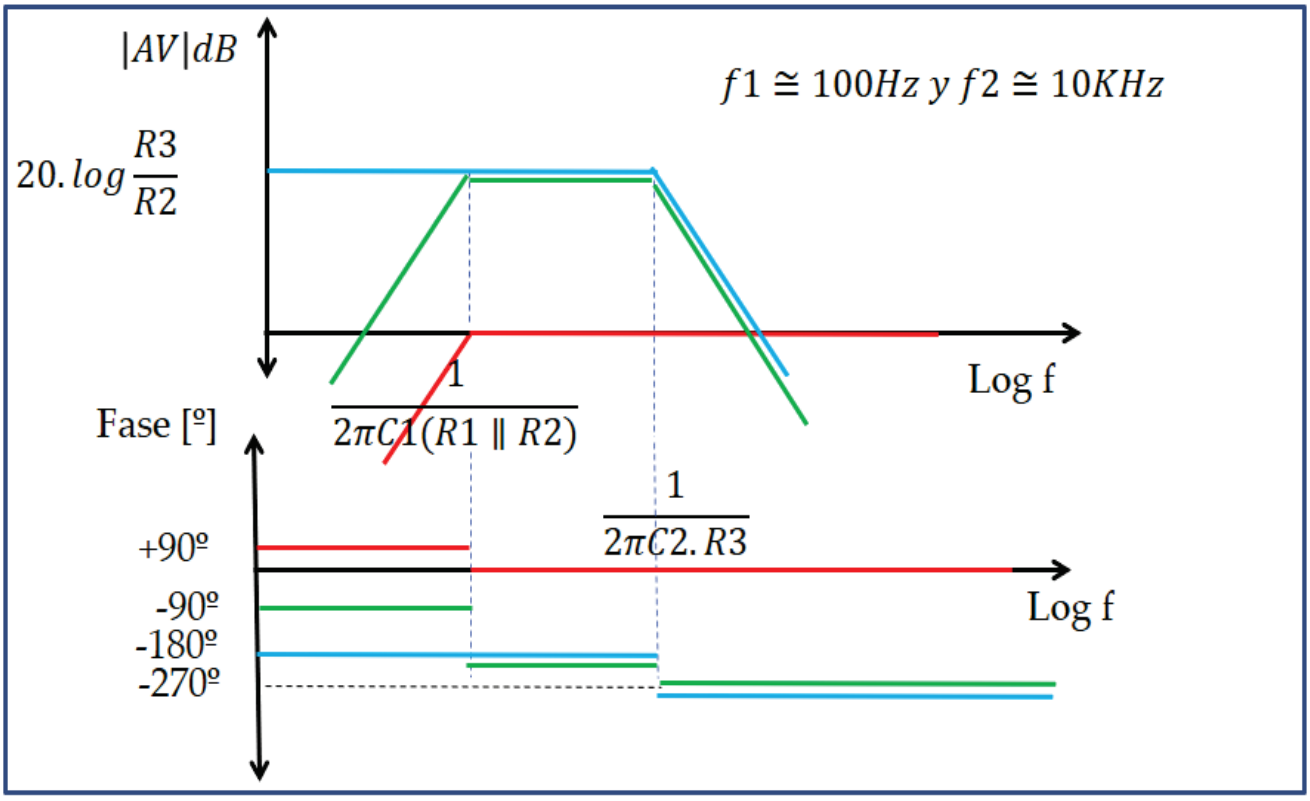
$$Av = \frac{Vo}{Ve} = -\frac{j\omega C1(R1 \parallel R2)(\frac{R3}{R2})}{[1 + j\omega C1(R1 \parallel R2)](1 + j\omega C2R3)}$$

Remplazando los valores de los componentes dados, se hallan las frecuencias:

$$f1 = \frac{1}{2\pi C1(R1 \parallel R2)} \cong 100Hz$$

$$f2 = \frac{1}{2\pi C2R3} \cong 10KHz$$

A continuación, se grafica el diagrama de bode del módulo y fase de cada término de la ganancia total ***Av***:



b)

El valor de Vo para una señal de entrada Ve de 1V de amplitud y de una frecuencia de 6 KHz, resulta:

$$Vo = Vo_p.\ sen(2\pi f.t + \phi),\ \ Siendo\ Vo_p = \ |AV|.Ve_p\ calculado\ en\ f = 600Hz$$

Del diagrama de Bode asintótico, se obtiene:

$$|Av| = \frac{R3}{R2} = \frac{500K\Omega}{50K\Omega} = 10;\ \ para\ Ve_p = 1V; Vo_p = 10V$$
$$\phi = -180º$$

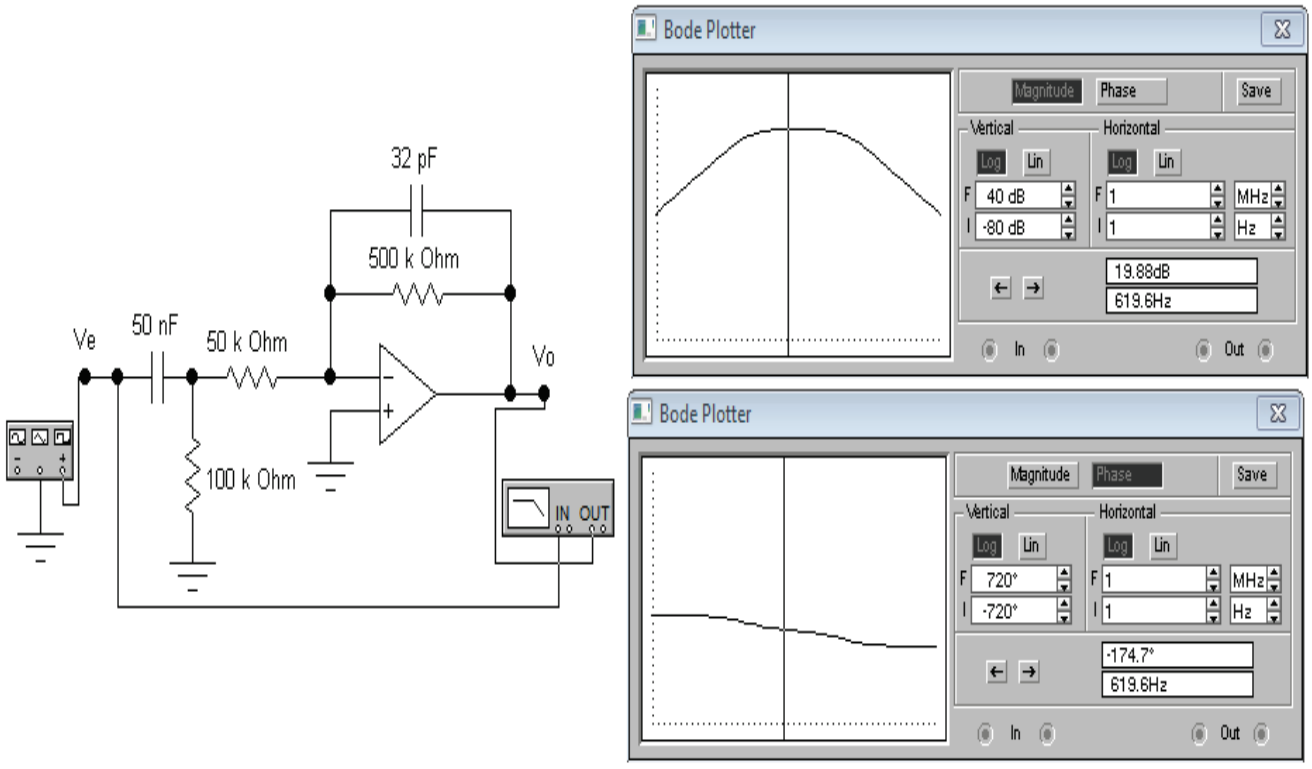
Para cualquier otro valor de frecuencia, a partir de la ecuación d la Av, se obtiene su módulo y fase:

$$Av = \frac{Vo}{Ve} = -\frac{j\omega C1(R1 \parallel R2)(\frac{R3}{R2})}{[1 + j\omega C1(R1 \parallel R2)](1 + j\omega C2R3)}$$

$$|Av| = \frac{2\pi fC1(R1 \parallel R2)(\frac{R3}{R2})}{\sqrt{1 + [2\pi fC1(R1 \parallel R2)]^2}\sqrt{1 + (2\pi fC2R3)^2}}$$

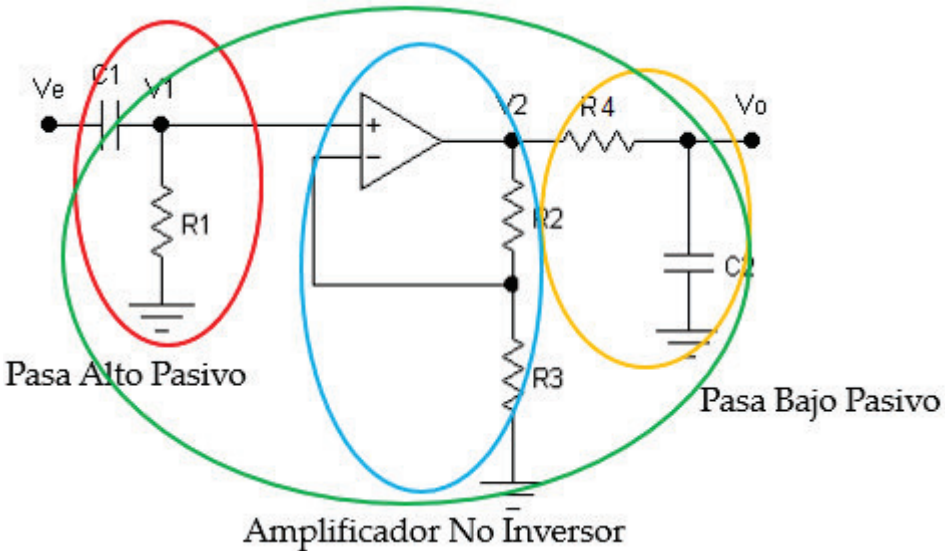
$\phi = -180º + 90º - arctang2\pi fC1(R1 \parallel R2) - arctang2\pi fC2R3$

A continuación, se incluye la simulación del circuito con Electronics Workbench (EWB) v5.12:



c)

Para configurar un filtro pasa banda utilizando la configuración no inversora, se debe agregar filtros pasivos pasa alto y pasa bajo:



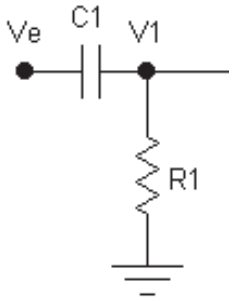
De este modo:

$$Av = \frac{V1}{Ve} * \frac{V2}{V1} * \frac{Vo}{V2}$$

Se calculan las funciones de transferencias parciales:

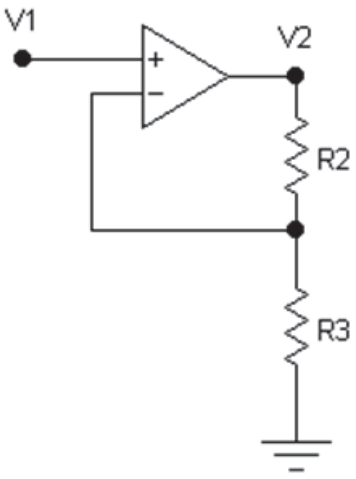
Filtro pasivo, pasa alto:

$$\frac{V1}{Ve} = \frac{R1}{R1 + \frac{1}{j\omega C1}} = \frac{j\omega R1C1}{1 + j\omega R1C1}$$

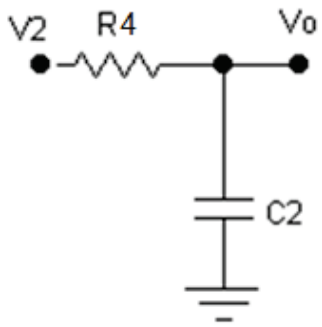


Amplificador, en configuración No Inversora:

$$\frac{V2}{V1} = (1 + \frac{R2}{R3})$$



Filtro pasivo, pasa bajo:



$$\frac{Vo}{V2} = \frac{\frac{1}{j\omega C2}}{R4 + \frac{1}{j\omega C2}} = \frac{1}{1 + j\omega R4C2}$$

Conectando en cascada, se obtiene la ganancia total del circuito:

$$Av = \frac{j\omega R1C1}{(1 + j\omega R1C1)} * \left(1 + \frac{R2}{R3}\right) * \frac{1}{(1 + j\omega R4C2)}$$

Para el diseño, se debe considerar los valores de:
|Av| en frecuencias medias=10, f1=fci=100hz y f2=Fcs=10KHz.
Siendo:

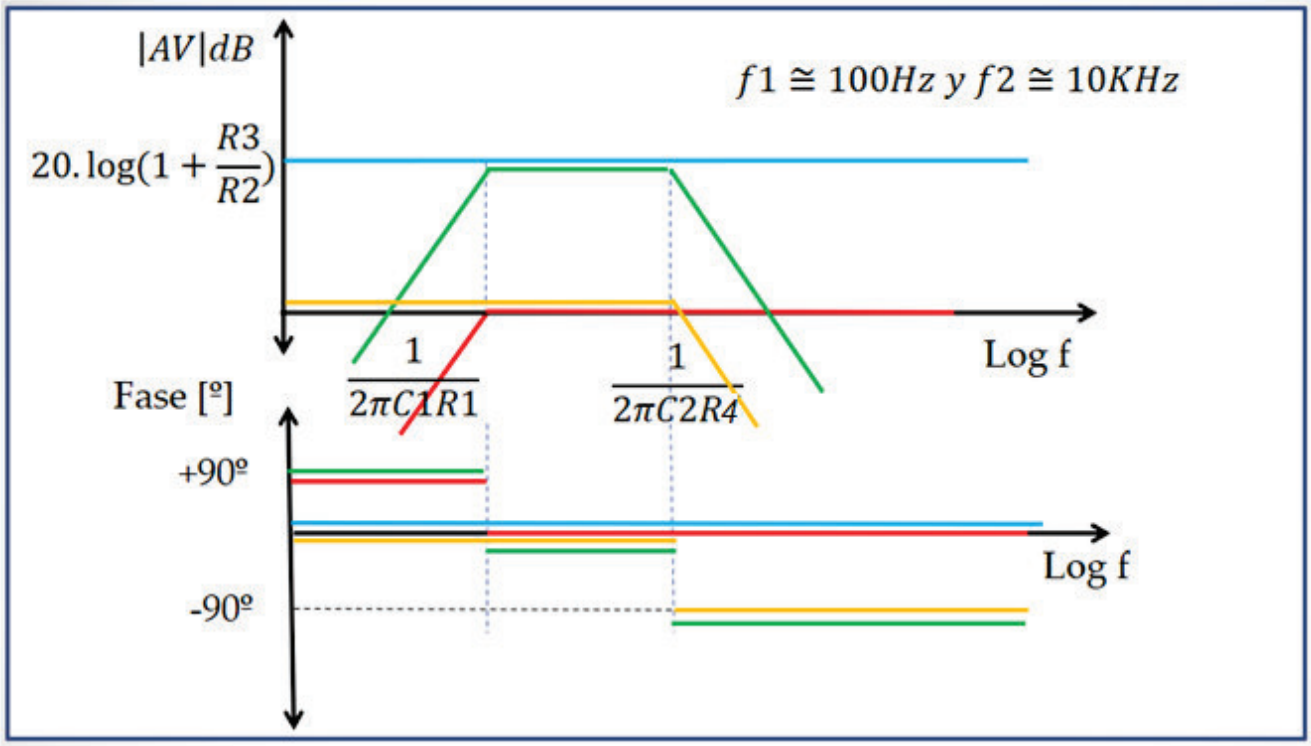
$$20\ dB = 20.\log\left(1 + \frac{R3}{R2}\right) \Rightarrow \frac{R3}{R2} = 9 \quad Ec.\ 1$$

$$f1 = 100Hz = \frac{1}{2\pi C1R1}\ Ec.\ 2$$

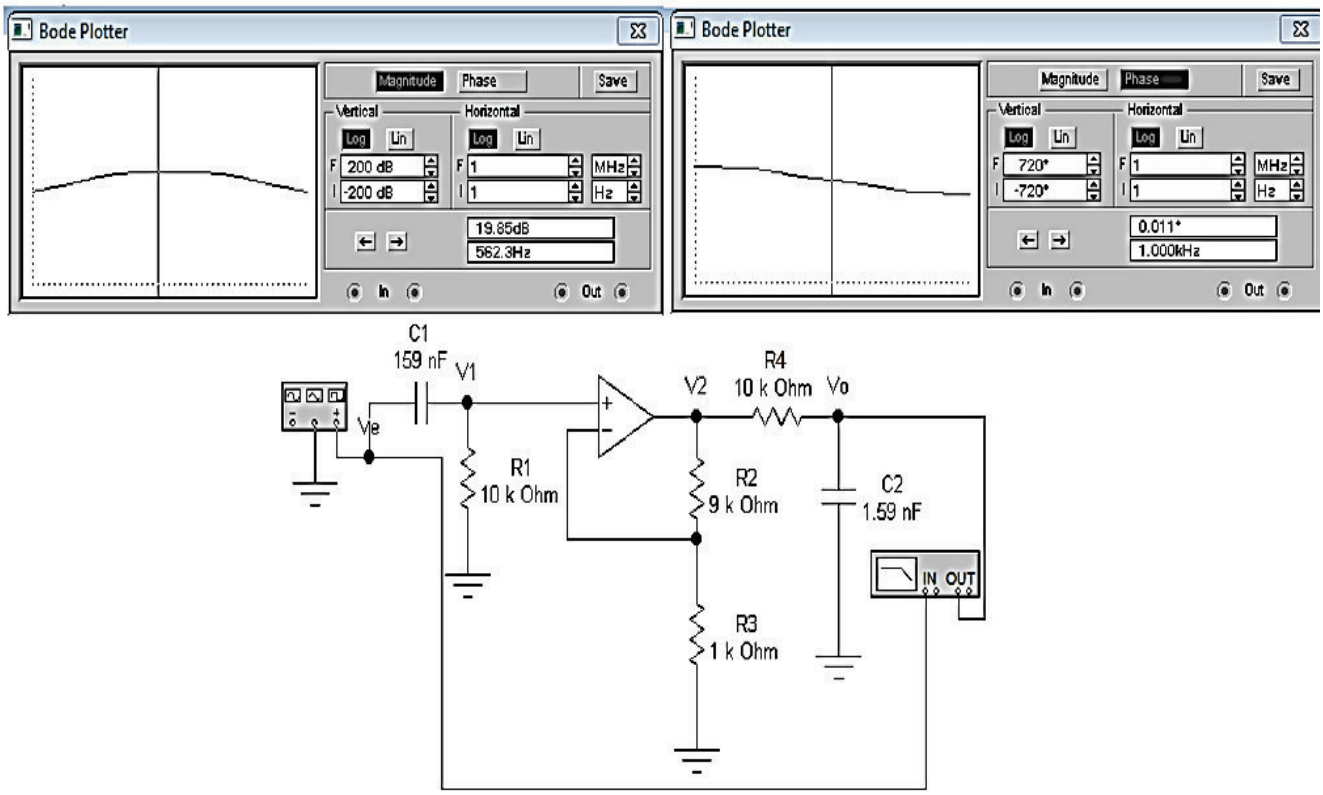
$$f2 = 10KHz = \frac{1}{2\pi C2R4}\ Ec.\ 3$$

De la Ec.1, adoptando R3 se calcula R2.
De la Ec. 2, adoptando R1 se calcula C1.
De la Ec.3, adoptando R4 se calcula C2.

Ejemplo:
R3=10KΩ, R2=9 KΩ, R1=10 KΩ, C1=159 nF, R4=10KΩ y C2=1.59 nF.

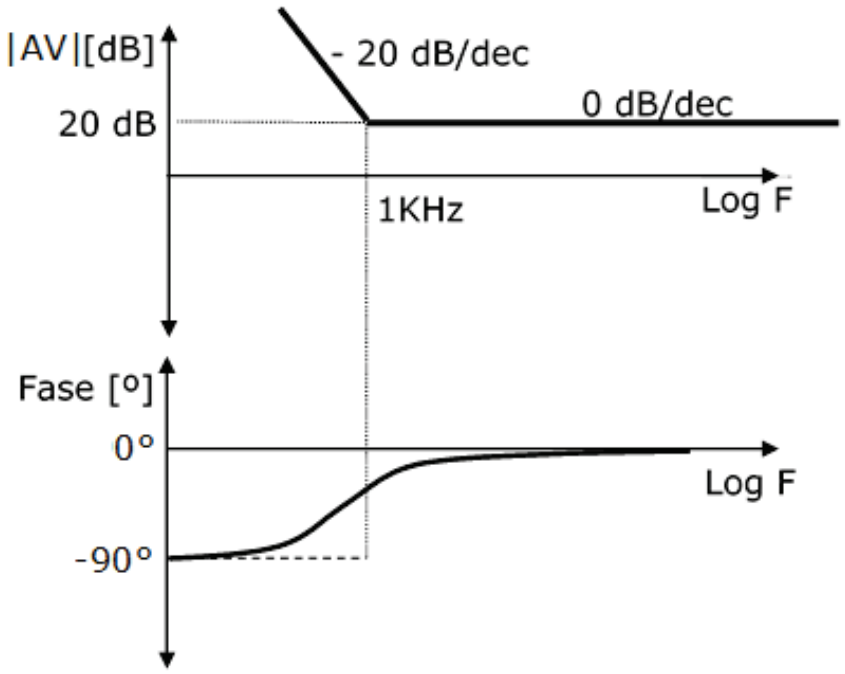


A continuación, se incluye la simulación del circuito con el software Electronics Workbench (EWB) v5.12:



Problema 6

Un sistema de control requiere de un controlador PI, de acuerdo a la respuesta en frecuencia dada.



a) Proponer el circuito del controlador, y diseñarlo en forma completa.
b) Seleccionar el A.O (ver tabla) adecuado para la aplicación, considerando que el ancho de banda del sistema de control es de 15KHz, y la máxima excursión de la señal de entrada del controlador es de ±1V.

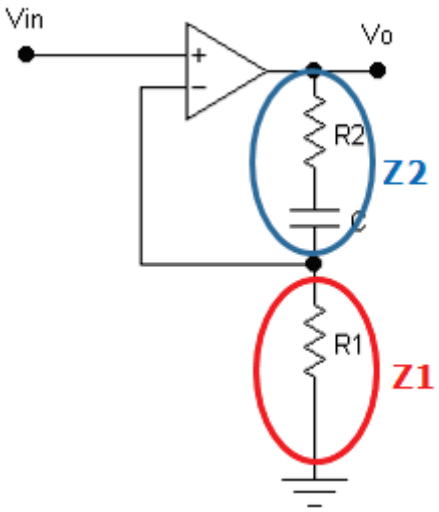
La alimentación del A.O es de ±15V y la Vsat es de 2V por debajo de la alimentación. Justifique la elección.

A.O.	SR [V/µseg]	Fu [MHz]
LMXXA	0.3	0.5
LMXXB	0.5	1
LMXXC	1	6

Solución:

a)

Como se aprecia en el diagrama frecuencial de la fase de la ganancia, la configuración que corresponde es la No-Inversora:



$$Av = \left(1 + \frac{Z2}{Z1}\right)$$

$$Siendo\ \ Z1 = R1\ y\ Z2 = R2 + \frac{1}{j\omega C} = \frac{(1 + j\omega CR2)}{j\omega C}$$

$$\boldsymbol{Av = \frac{[1 + j\omega C(R2 + R1)]}{j\omega CR1}}$$

De la gráfica de respuesta en frecuencia, se obtienen los datos para el diseño:

$$Para\ f = 2\pi\omega \gg 1KHz\ , |Av|db = 20db \Rightarrow |Av| = 10 = 1 + \frac{R2}{R1}\ \Rightarrow \frac{R2}{R1} = 9$$

Adoptando por ejemplo **R1=1 KΩ**, luego **R2=9KΩ.**

$$Siendo\ fcI = 1KHz = \frac{1}{2\pi C(R2 + R1)}\ \Rightarrow \boldsymbol{C = \frac{1}{2\pi(R2 + R1) * 1KHz} = 15.9\ nF}$$

b)

Considerando que Vin máx es de ±1V, luego Vo máx=±10V.

Para seleccionar el AO apto para la aplicación, se calcula el SR que debe tener considerando el valor de Vomáx y la Fmáx de operación:

$$SR = Vomáx * 2\pi * fmáx = 10V * 2 * \pi * 15\ KHz = 0.94\ \frac{V}{\mu seg}$$

Los AOs: LMXXA y el LMXXB, no son aptos pues poseen un SR<0.94 V/µseg.
El AO: LMXXC es el único que cumple el requisito.

En cuanto la Fu, éste no sería una limitación a la frecuencia de trabajo máxima.

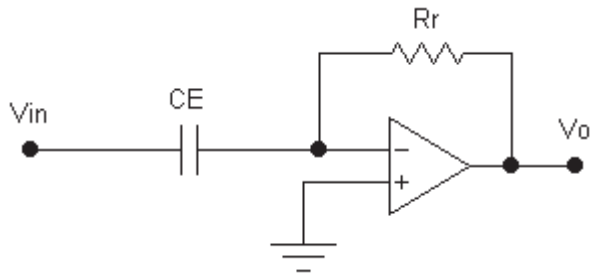
Problema 7

a) Proponer y diseñar un circuito que convierta una señal triangular de 1Vp-p de 500 Hz, en una onda cuadrada de la misma amplitud. Dibujar las formas de ondas. Se sugiere alimentar con ±10V.
b) Indicar la frecuencia máxima para la cual el circuito realiza la conversión de onda.

Solución:

a)

La conversión de onda, se realiza con la función de derivación. El circuito que lo realiza, se propone a continuación:



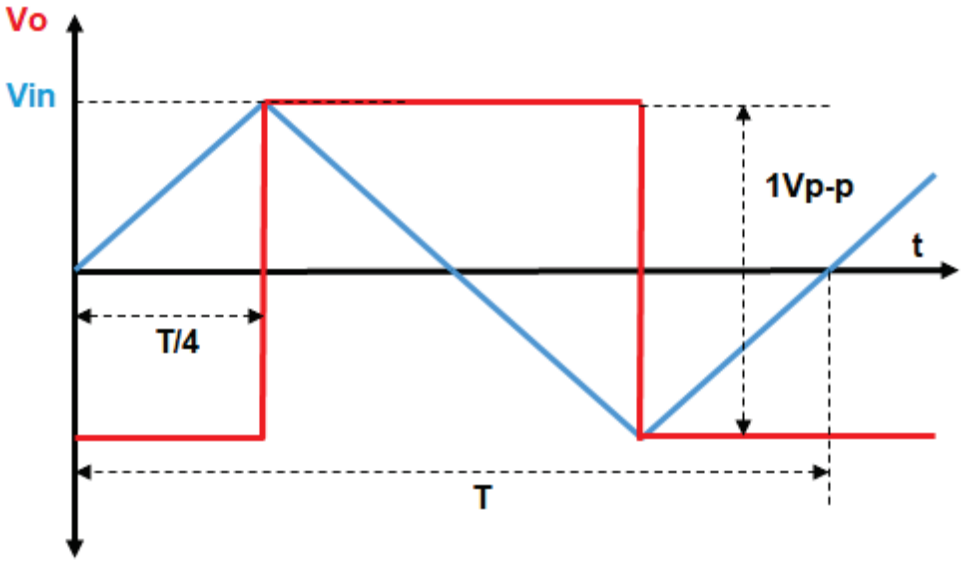
Siendo la realimentación negativa, Vn=Vp= 0 (tierra virtual), luego las corrientes de entrada y realimentación se plantean a través de la siguiente ecuación:

$$Ie = Ir$$

$$CE * \frac{dVin}{dt} = -\frac{Vo}{Rr} \Rightarrow \boldsymbol{Vo = -Rr * CE * \frac{dVin}{dt}}$$

Cuando la señal de entrada en una onda triangular, la tensión de salida será una onda cuadrada, como puede apreciarse en el siguiente gráfico:

Graficando las señales de entrada Vin y de salida Vo, resulta:



Mientras el tiempo transcurre desde 0 a T/4, la tensión de entrada varía en forma lineal y se expresa:

$$Vin = \frac{\widehat{Vin}}{T/4} * t$$

y el voltaje de la salida resulta:

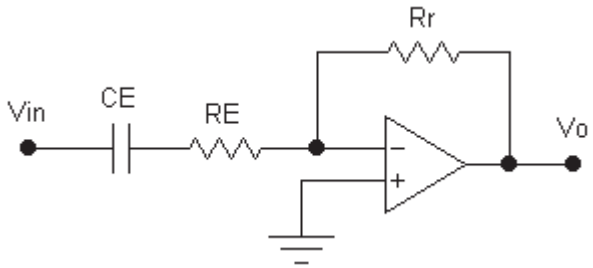
$$Vo = -Rr * CE * \frac{dVin}{dt} = -Rr * CE * \frac{d\left(\frac{4 * \widehat{Vin}}{T} * t\right)}{dt} = -\frac{4 * Rr * CE * \widehat{Vin}}{T}$$

Con los datos de la frecuencia, el valor de Vi_{p-p}=Vo_{p-p}= 1V; y adoptando el valor de CE, se calcula Rr:

Se adopta **CE=10nF**, luego Rr resulta:

$$\boldsymbol{Rr = \frac{Vo_{p-p}}{4 * Vin_{p-p} * CE * f} = \frac{1V}{4 * 1V * 10nF * 500Hz} = 50K\Omega}$$

El derivador propuesto se lo conoce como ideal, y su ganancia crece a razón de 20dB/dec. y tiene el inconveniente de ser muy susceptible al ruido de alta frecuencia. Para limitar la ganancia en alta frecuencia se coloca una resistencia en serie con el condensador de entrada, tal como se observa en el siguiente esquema del derivador práctico:



Para que sea un buen derivador la frecuencia de corte del derivador debe ser << que la frecuencia de la señal de entrada. En consecuencia, RE<<Rr, en forma práctica se adopta RE=0.1*Rr

Siendo Rr=50KΩ, luego **RE=5KΩ.**

b)

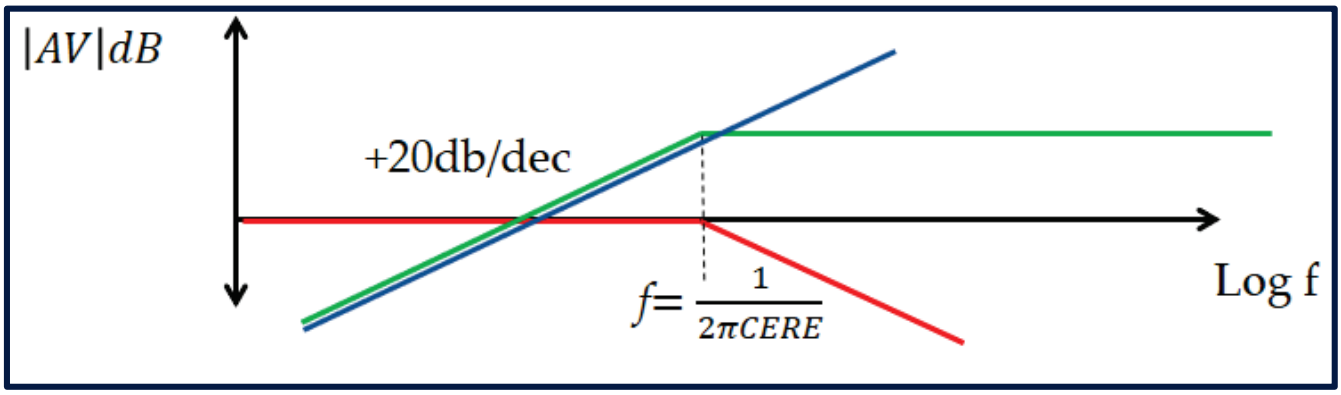
Se calcula ahora la ganancia frecuencial del derivador práctico:

$$Av = -\frac{Rr}{Ze} = -\frac{Rr}{\left(RE + \frac{1}{j\omega CE}\right)} = -\frac{j\omega CERr}{(1 + j\omega CERE)}$$

$$|Av| = \frac{\omega CERr}{\sqrt{1 + (2\pi f \mathrm{CERE})^2}}$$

$$|Av\,|dB = 20log\omega CERr - 20log\sqrt{1 + (2\pi f \mathrm{CERE})^2}$$

Se dibuja la respuesta en frecuencia del |Av|, resultando:



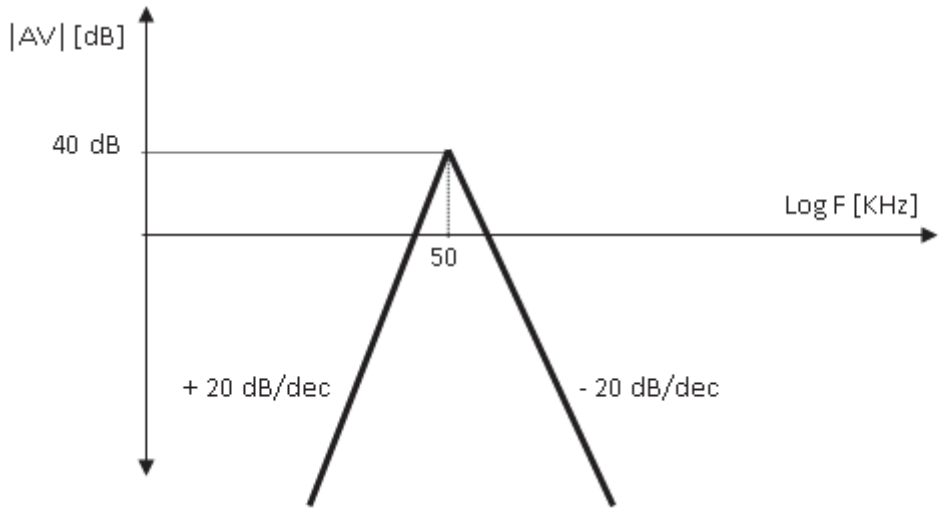
$$\boldsymbol{fmáx \leq \frac{1}{2\pi CERE} \cong 3KHz}$$

Problema 8

Se desea obtener un filtro cuya respuesta en frecuencia, sea la indicada.

a) Proponer y diseñar un circuito, que la reproduzca.
b) Completar la respuesta en frecuencia, dibujando el diagrama de fase del circuito diseñado.
c) Seleccionar el AO adecuado según el lote dado en la tabla. Justifique la elección.
d) Calcule el máximo valor de la señal de entrada admisible, de acuerdo al ítem c).

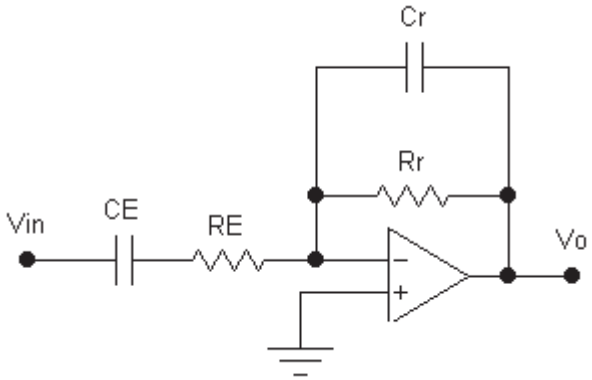
A.O.	SR [V/µseg]	Fu [MHz]
A	0.5	1
B	1	6
C	5	2



Solución:

a)

La respuesta en frecuencia del módulo de la ganancia dado, corresponde a un filtro activo pasa banda selectiva. El circuito que se propone corresponde a la configuración Inversora del AO, siendo ésta la única posible.



Se halla la ganancia frecuencial, en módulo y fase:

$$Av = -\frac{Zr}{Ze} = -\frac{(Rr \parallel \left(\frac{1}{j\omega Cr}\right)}{RE + \left(\frac{1}{j\omega CE}\right)}$$

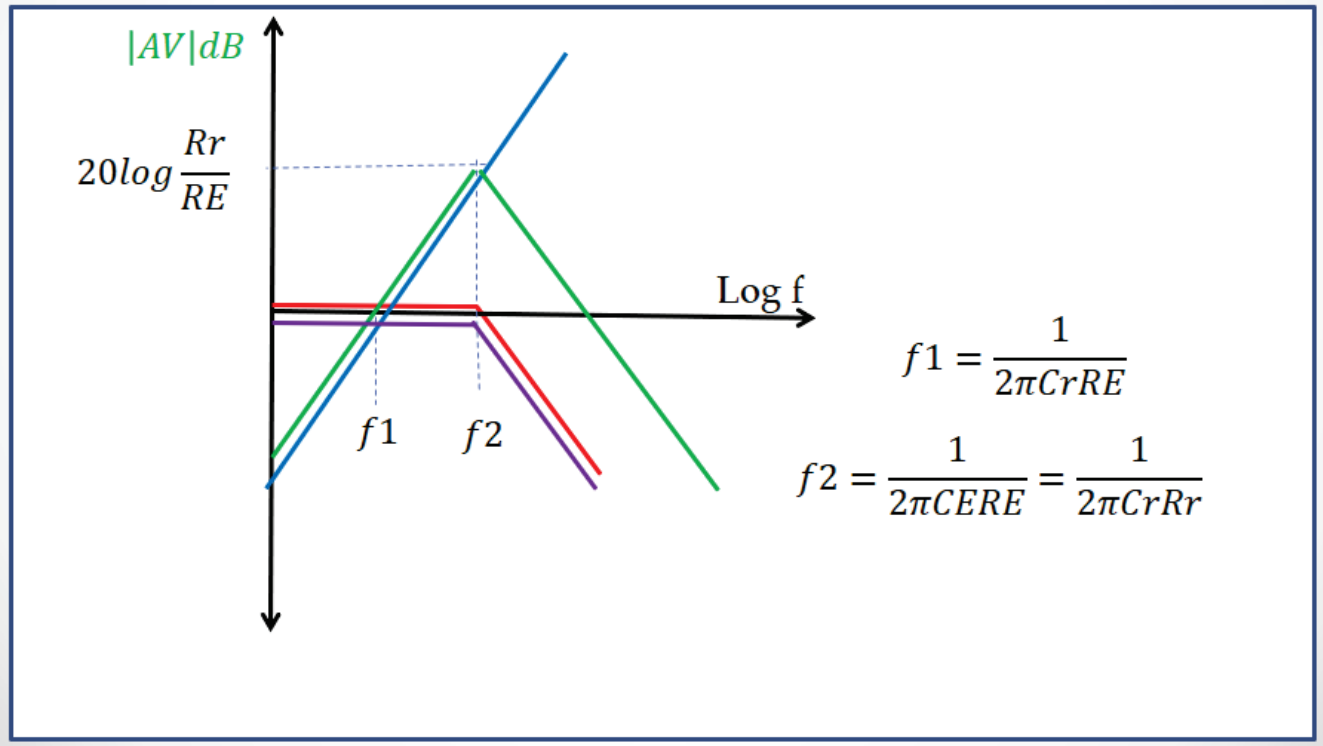
$$Zr = \frac{Rr}{(1 + j\omega CRr)} \quad y \quad Ze = \frac{(1 + j\omega CERE)}{j\omega CE}$$

$$\boldsymbol{Av = -\frac{j\omega CERr}{(1 + j\omega CrRr)(1 + j\omega CERE)}}$$

$$|Av| = \frac{\omega CERr}{\sqrt{1 + (2\pi fCrRr)^2}\sqrt{1 + (2\pi fCERE)^2}}$$

$$\boldsymbol{|Av\,|dB = 20log\omega CERr - 20log\sqrt{1 + (2\pi fCrRr)^2} - 20log\sqrt{1 + (2\pi fCERE)^2}}$$

Graficando el módulo de la ganancia en decibeles, junto con los términos que la componen:



De la gráfica del módulo de la ganancia y con los datos, se obtienen las siguientes ecuaciones:

$$40\,dB = 20\log\left(\frac{Rr}{RE}\right) \Rightarrow \frac{Rr}{RE} = 100 \quad Ec.\ 1$$

$$f2 = 50KHz = \frac{1}{2\pi CrRr} = \frac{1}{2\pi CERE} \quad Ec.\ 2$$

Para el diseño:
Se adopta Rr, y de la Ec.1, se obtiene RE.
De la Ec. 2 reemplazando una vez RE y luego Rr, se obtiene el valor de CE y Cr.

Ejemplo:
Rr=100KΩ, RE=1 KΩ, CE=3.18 nF y Cr=31.8 pF.

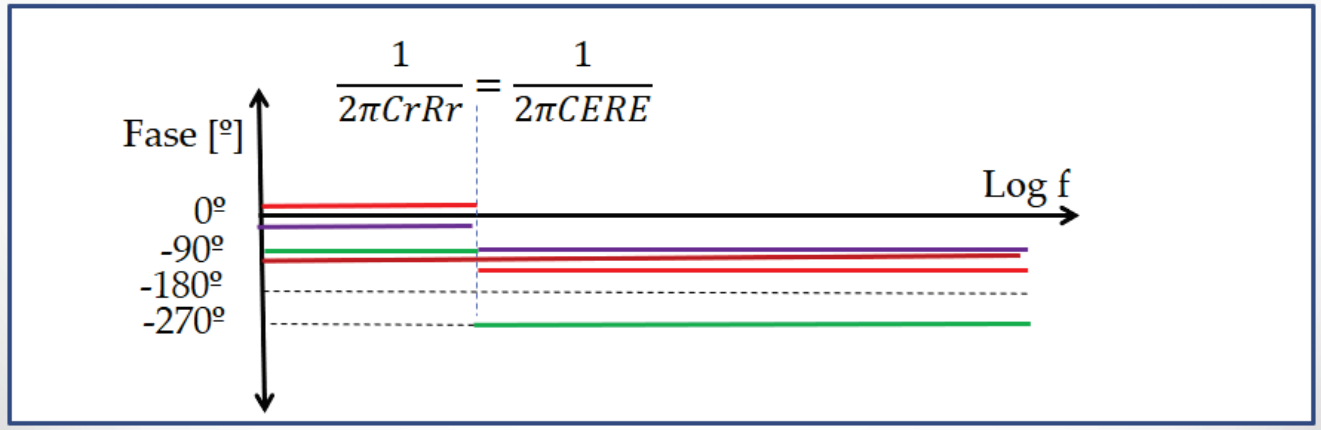
b)

Volviendo a la ecuación de ganancia frecuencial:

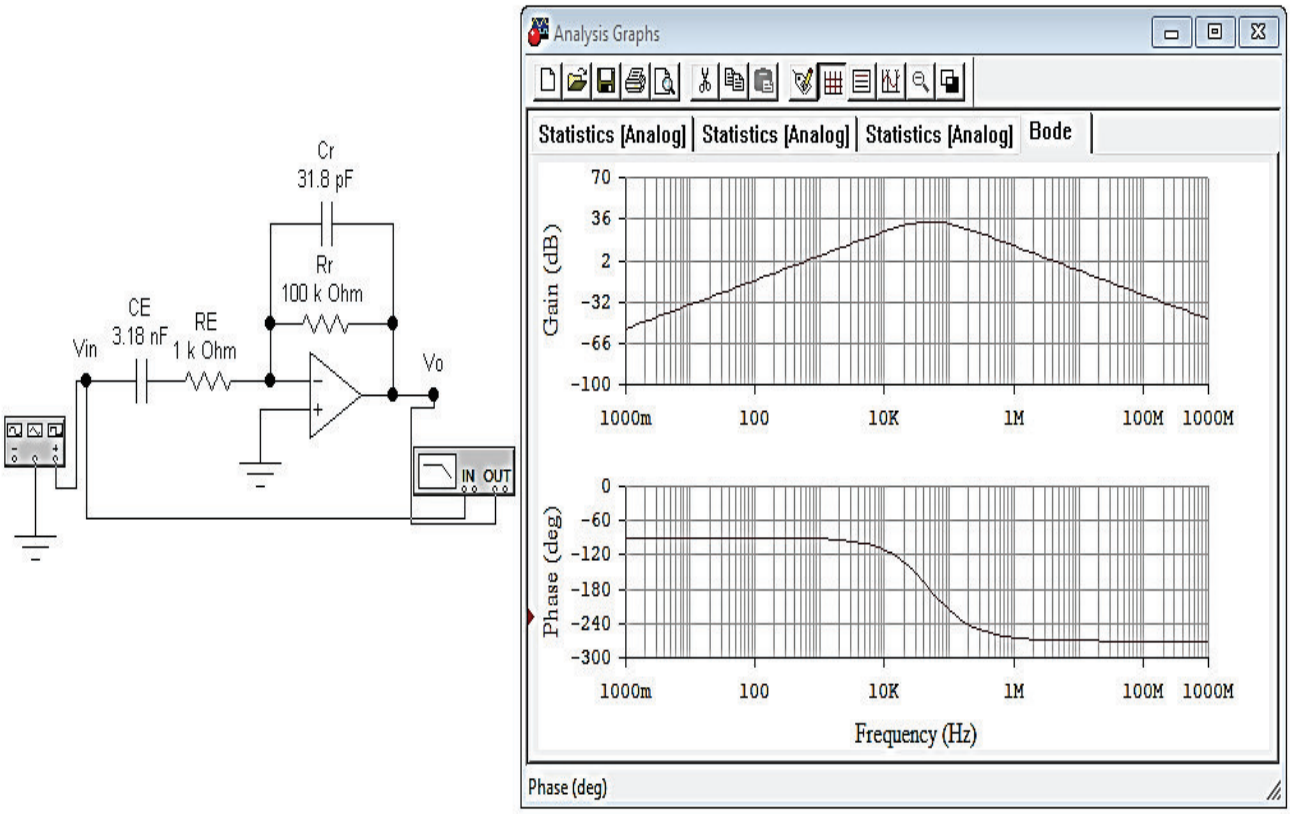
$$\boldsymbol{Av = -\frac{j\omega CERr}{(1 + j\omega CrRr)(1 + j\omega CERE)}}$$

se expresa la fase de la ganancia de tensión del circuito:

$$\boldsymbol{\phi[°] = -180º + 90º - arctang2\pi fCrRr - arctang2\pi fCERE}$$



A continuación, se simula el circuito con el software Electronics Workbench (EWB) v5.12:



c)

Asumiendo que a la frecuencia central de f=50KHz la ganancia del filtro es de 100, entonces la fu debe ser mayor o igual a:

$$Av_{LC} * fc_{LC} = 100 * 50KHz = 5MHz = fu$$

Los amplificadores operacionales A y B, no son aptos para la aplicación. Sólo el C, puede utilizarse.

d)

Utilizando el amplificador operacional C, posee un SR=1V/μseg. Luego Vo máx será:

$$SR = 2 * \pi * fc.Vo\ máx \ \Rightarrow Vo\ máx = \frac{SR}{2 * \pi * fc} = \frac{1\frac{V}{\mu seg}}{2 * \pi * 50KHz} = 3.18\ V$$

$$A\ la\ fc = 50\ KHz, \qquad |Av| = 100 = \frac{Vomáx}{Vin\ máx} \Rightarrow \boldsymbol{Vin\ máx = \frac{3.18\ V}{100} = 31.8\ mV}$$

Problema 9

Se desea construir un controlador proporcional con un valor de AP= 10 en base a un amplificador operacional. El mismo tiene las siguientes características:

- **Producto ganancia-ancho de banda de 5MHz.**
- **Rail-to-rail.**
- **Alimentación de ±12V.**
- **Slew rate de 6,5V/μs.**

a) Determina la frecuencia de corte superior.
b) La máxima variación de la tensión de entrada.
c) El ancho de banda de plena potencia del circuito.
d) Indicar si el AO disponible es apto para la aplicación, siendo el ancho de banda del sistema de 100KHz. Justificar la respuesta.

Solución:

a)

Siendo AP=Av_{LC} =10, luego fc_{LC} resulta:

$$\boldsymbol{fc_{LC} = \frac{fu}{Av_{LC}} = \frac{5MHz}{10} = 500\ KHz}$$

b)

Para la máxima excursión de la tensión de salida ±12V, luego Vin máx será:

$$\boldsymbol{Vin\ máx = \frac{Vo\ máx}{Av} = \frac{\pm 12\ V}{10} = \pm 1.2\ V}$$

c)

$$\boldsymbol{fc_{LC} = \frac{SR}{2 * \pi * Vo\ máx} = \frac{6.5\ V/\mu seg}{2 * \pi * 12V} = 86.2\ KHz}$$

d)

El A.O. no es apropiado para la aplicación, dado que $fc_{LC} < fc_{Sistema} = 100kHz$

Problema 10

El sistema de calefacción de una incubadora de recién nacidos, requiere de un controlador, de acuerdo a las siguientes especificaciones:

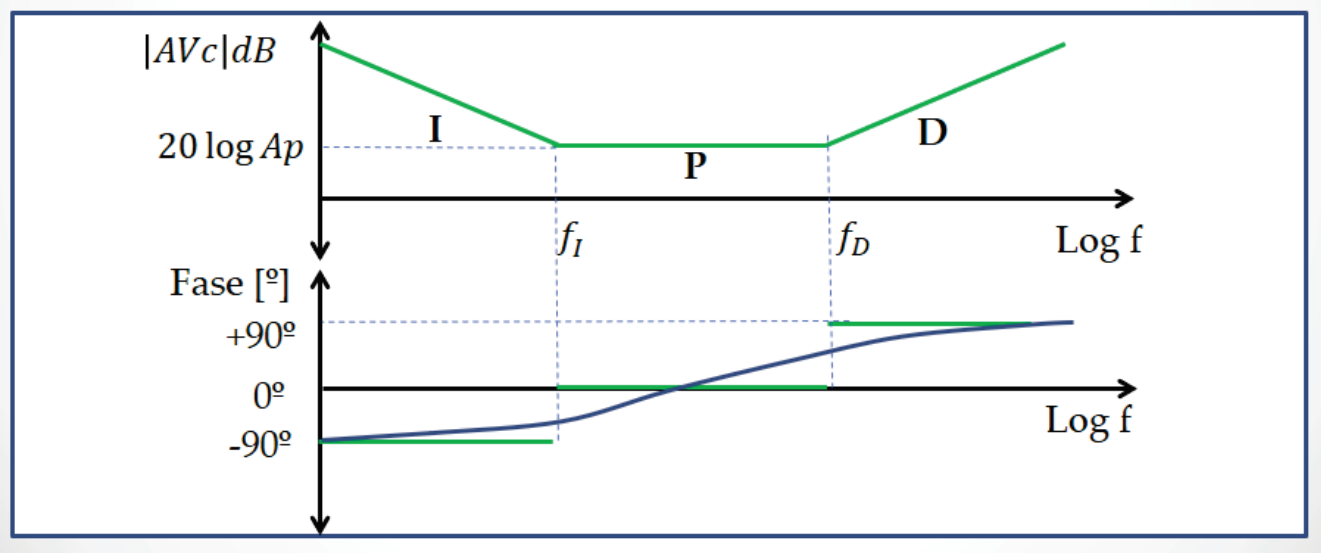
- **Ess=0 y reducido tiempo de establecimiento.**
- **MF del sistema controlado de 75º a una f=1KHz, siendo la AV de la incubadora a lazo abierto en dicha frecuencia de -23.5dB.**

a) **Dibujar la respuesta en frecuencia, en módulo y fase del controlador a diseñar, sin que introduzca inversión de fase.**
b) **Diseñar el controlador con AO en forma completa.**
c) **Si se desea eliminar el ruido en alta frecuencia, modifique el circuito propuesto en b), considerando que el ancho de banda del sistema es de 20KHz.**

Solución:

a)

El controlador que cumple las especificaciones dadas, es un PID (controlador con acción proporcional integral y derivativa) con la configuración del A.O. No-Inversora.



b)

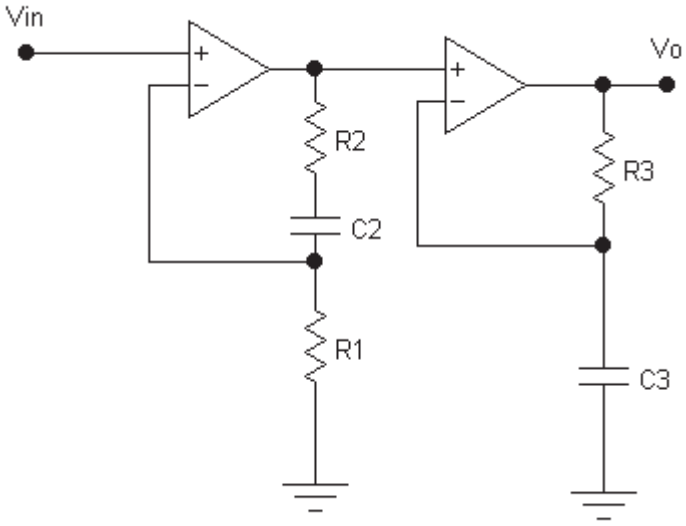
Para el diseño se aprovecha el adelanto de fase de +45° de la acción derivativa, de modo que la frecuencia del derivador (fd) coincida con la frecuencia de cruce por cero del sistema(fg), a fin de aumentar el margen de fase. Esto es fg=fd=1KHz. A fin de lograr un margen de fase de 75° en la frecuencia de 1KHz, la ganancia del sistema debe ser nula, por la cual el valor de la acción proporcional debe ser de 23.5 dB (equivalente aproximadamente a 15).

La frecuencia del integrador (fi)debe ser suficientemente pequeña en comparación de la fg, a fin de no aumentar el retardo de fase en fg. Por conveniencia se adopta fi=0.1*fd, considerándose ésta como óptima.

Concluyendo:

$$|Ap|db = 23.5\,dB \;\Rightarrow Ap = 15, \quad fg = fd = 1\,KHz, \qquad fi = 0.1 * fd = 100Hz$$

A continuación, se propone el siguiente esquema circuital del controlador PID:



$$Av1 = \left(1 + \frac{Z2}{Z1}\right), \qquad Av2 = \left(1 + \frac{Z4}{Z3}\right) \quad y \quad Av = Av1 * Av2$$

$$Siendo\ \ Z1 = R1\,, \qquad Z2 = R2 + \frac{1}{j\omega C2} = \frac{(1 + j\omega C2R2)}{j\omega C2}$$

$$Z3 = \frac{1}{j\omega C3} \quad y \quad Z4 = R3$$

$$Av1 = 1 + \frac{(1 + j\omega C2R2)}{j\omega C2R1} = \frac{j\omega C2R1 + 1 + j\omega C2R2)}{j\omega C2R1}$$

$$Av1 = \frac{[1 + j\omega C2(R1 + R2)]}{j\omega C2R1}$$

$$Av2 = 1 + j\omega C3R3$$

La ecuación de la Av:

$$\boldsymbol{Av = \frac{[1 + j\omega C2(R1 + R2)] * (1 + j\omega C3R3)}{j\omega C2R1}}$$

Siendo

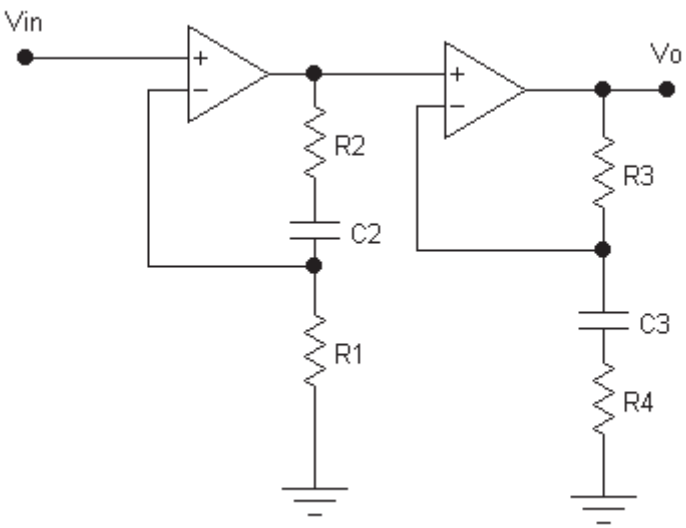
$$\boldsymbol{fd = \frac{1}{2\pi C3R3} = 1KHz\ ,\ \ fi = \frac{1}{2\pi C2(R1 + R2)} = 100Hz\ \ y\ \ \ Ap = \left(1 + \frac{R2}{R1}\right) = 15}$$

Para el diseño:
Se adopta R2, y de la ecuación de Ap, se obtiene R1.
De la ecuación de fi reemplazando R1 y R2, se obtiene el valor de C2.
Se adopta R3, y de la ecuación de fd, se obtiene C3.

Ejemplo:
R2=140 KΩ, R1=10 KΩ, C2=10.6 nF, R3=10 KΩ y C3=15.9 nF.

c)

La ganancia en alta frecuencia se limita, agregando una resistencia en serie con el condensador que interviene en la frecuencia fd.



$$Av2 = \left(1 + \frac{Z4}{Z3}\right)$$

$$Z3 = \mathrm{R4} + \frac{1}{j\omega C3} = \frac{1 + j\omega C3R4}{j\omega C3}$$

$$Z4 = R3$$

$$Av2 = 1 + \frac{j\omega C3R3}{(1 + j\omega C3R4)} = \frac{1 + j\omega C3(R3 + R4)}{(1 + j\omega C3R4)}$$

La ecuación de la Av:

$$\boldsymbol{Av = \frac{[1 + j\omega C2(R1 + R2)] * [1 + j\omega C3(R3 + \mathrm{R4})])}{j\omega C2R1 * \ (1 + j\omega C3R4)}}$$

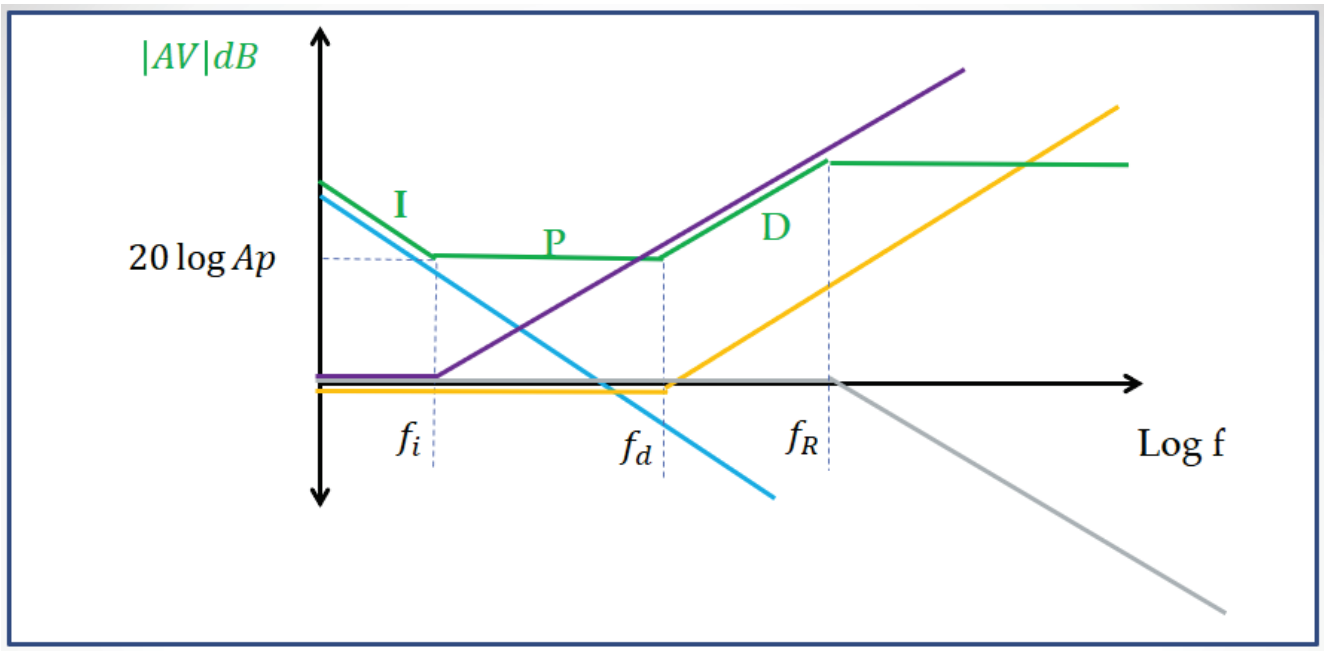
$$|Av| = \frac{\sqrt{1 + (2\pi fC2(R1 + \mathrm{R2}))^2} * \sqrt{1 + (2\pi fC3(R3 + \mathrm{R4}))^2}}{\omega C2R1 * \sqrt{1 + (2\pi fC3R4)^2}}$$

$$\boldsymbol{|Av\,|dB = -20log\omega C2R1 + 20log\sqrt{1 + (2\pi fC2(R1 + \mathrm{R2}))^2} + 20log\sqrt{1 + (2\pi fC3(R3 + \mathrm{R4}))^2} - 20log\sqrt{1 + (2\pi fC3R4)^2}}$$

Siendo

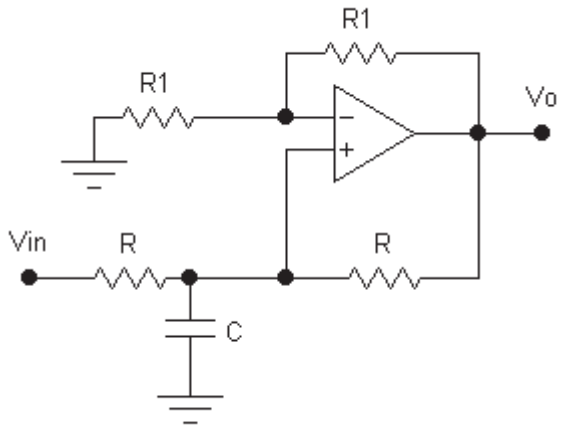
$$\boldsymbol{fi = \frac{1}{2\pi C2(R1 + R2)} = 100Hz,} \qquad \boldsymbol{fd = \frac{1}{2\pi C3(R3 + R4)} = 1KHz \ y \ \ fR = \frac{1}{2\pi C3R4}}$$

$$\boldsymbol{y \ \ Ap = \left(1 + \frac{R2}{R1}\right) = 15}$$



Problema 11

El circuito de la figura se lo conoce como Integrador Miller No Inversor. Determine la salida en función de la señal de entrada.



Solución:

Esta es una aplicación lineal por lo cual la realimentación es negativa, cumpliéndose la condición de Vp=Vn. A continuación, se plantean estas ecuaciones y se obtiene la expresión de Vo.

$$Vn = \frac{Vo}{2}$$

$$Vp = \frac{\left[\frac{R}{(1+j\omega CR)}\right]}{\left[R + \frac{R}{(1+j\omega CR)}\right]} * Vin + \frac{\left[\frac{R}{(1+j\omega CR)}\right]}{\left[R + \frac{R}{(1+j\omega CR)}\right]} * Vo = \frac{1}{(2+j\omega CR)} * Vin + \frac{1}{(2+j\omega CR)} * Vo$$

$$\frac{Vo}{2} = \frac{1}{(2 + j\omega CR)} * Vin + \frac{1}{(2 + j\omega CR)} * Vo \Rightarrow \frac{Vo}{Vin}$$

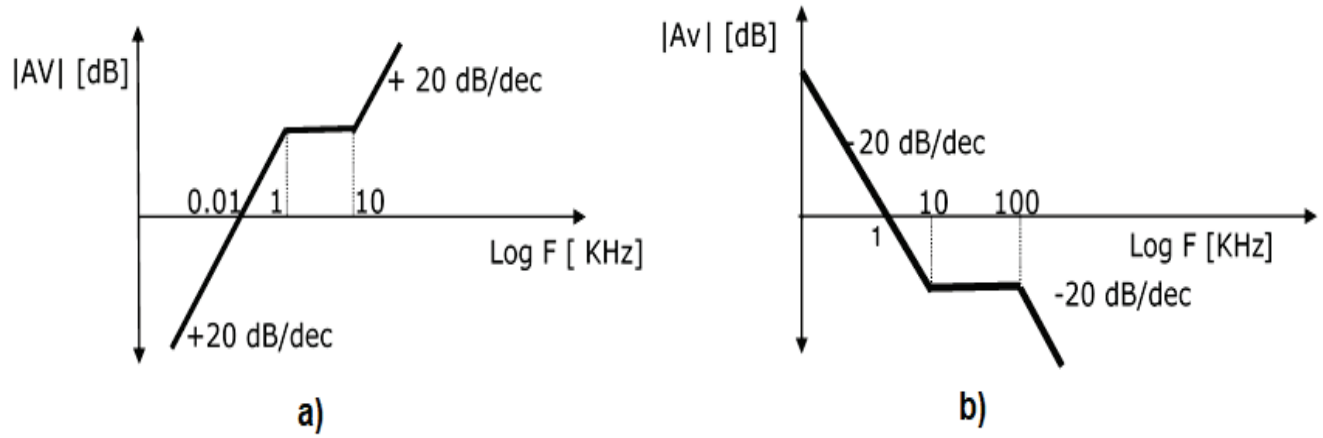
$$\frac{Vo}{Vin} = \frac{1}{j\omega C * \frac{R}{2}}$$

Resultando la ecuación de Vo, en el dominio del tiempo:

$$\boldsymbol{Vo = \frac{1}{C * \frac{R}{2}} \int Vin\, dt}$$

Problema 12

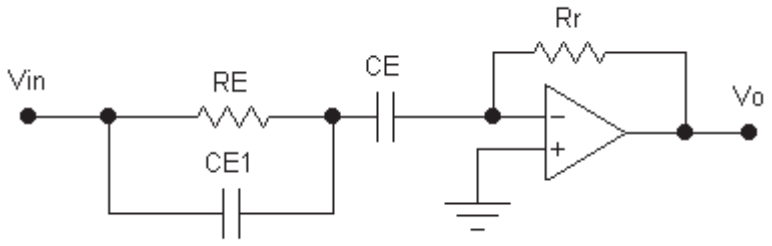
Dada las siguientes respuestas en frecuencia a) y b) correspondientes a ecualizadores, diseñar los circuitos con A.O. que las reproduzca.



Solución:

Para la aproximación asintótica dada en a):

Analizando la respuesta en frecuencia se advierte que a bajas frecuencias se comporta como un derivador puro, y llegando a la frecuencia de corte fc1= 1KHz comienza a tener influencia un integrador manteniendo la ganancia constante. En la frecuencia de corte fc2=10 KHz, aparece un derivador hacia las altas frecuencias. La configuración del AO que se propone es la inversora.



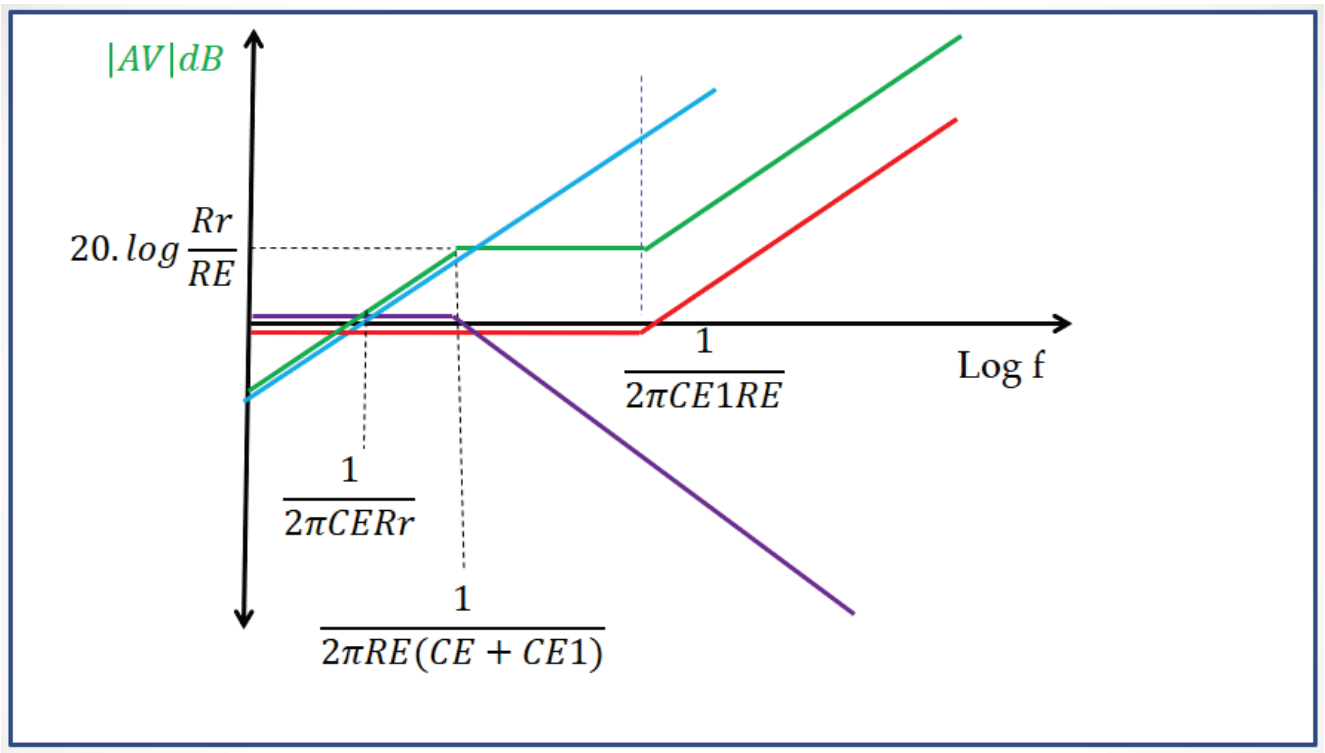
$$Av = -\frac{Zr}{Ze}$$

$$Ze = \left[(RE) \parallel \left(\frac{1}{j\omega CE1}\right)\right] + \left(\frac{1}{j\omega CE}\right) = \frac{[1 + j\omega RE(CE + CE1)]}{j\omega CE\ (1 + j\omega RECE1)} \quad y \quad Zr = Rr$$

$$Av = -\frac{j\omega CE\ Rr\ (1 + j\omega CE1RE)}{[1 + j\omega RE(CE + CE1)]}$$

$$|Av| = \frac{\omega CERr * \sqrt{1 + (2\pi f \mathrm{CE1RE})^2}}{\sqrt{1 + [2\pi f \mathrm{RE(CE + CE1)}]^2}}$$

$$|Av\,|dB = -20log\omega CERr + 20log\sqrt{1 + (2\pi f \mathrm{CE1RE})^2} - 20log\sqrt{1 + (2\pi f RE(CE1 + \mathrm{CE}))^2}$$



Para el diseño, se debe considerar los valores de:

$$f1 = 10Hz = \frac{1}{2\pi \mathrm{CERr}}\ Ec.\ 1$$

$$f2 = 1KHz = \frac{1}{2\pi RE(\mathrm{CE1 + CE})}\ Ec.\ 2$$

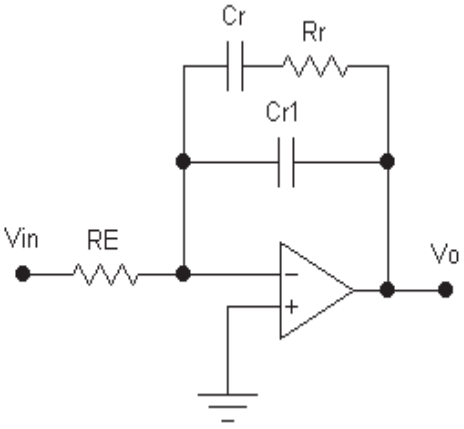
$$f3 = 10\mathrm{K}Hz = \frac{1}{2\pi \mathrm{CE1RE}}\ Ec.\ 3$$

De la Ec.1, adoptando Rr se calcula CE.
Se igualan las Ec. 2 y Ec 3, por RE, y se obtiene CE1.
De la Ec.3, se calcula RE.

Ejemplo:
Rr=100KΩ, CE=159 nF, CE1=17.6 nF y RE=901Ω

Para la aproximación asintótica dada en b):

Analizando la respuesta en frecuencia se advierte que a bajas frecuencias se comporta como un integrador puro, y llegando a la frecuencia de corte fc1= 10KHz comienza a tener influencia un derivador manteniendo la ganancia constante. En la frecuencia de corte fc2=100 KHz, aparece un integrador hacia las altas frecuencias. La configuración del AO que se propone es la inversora.



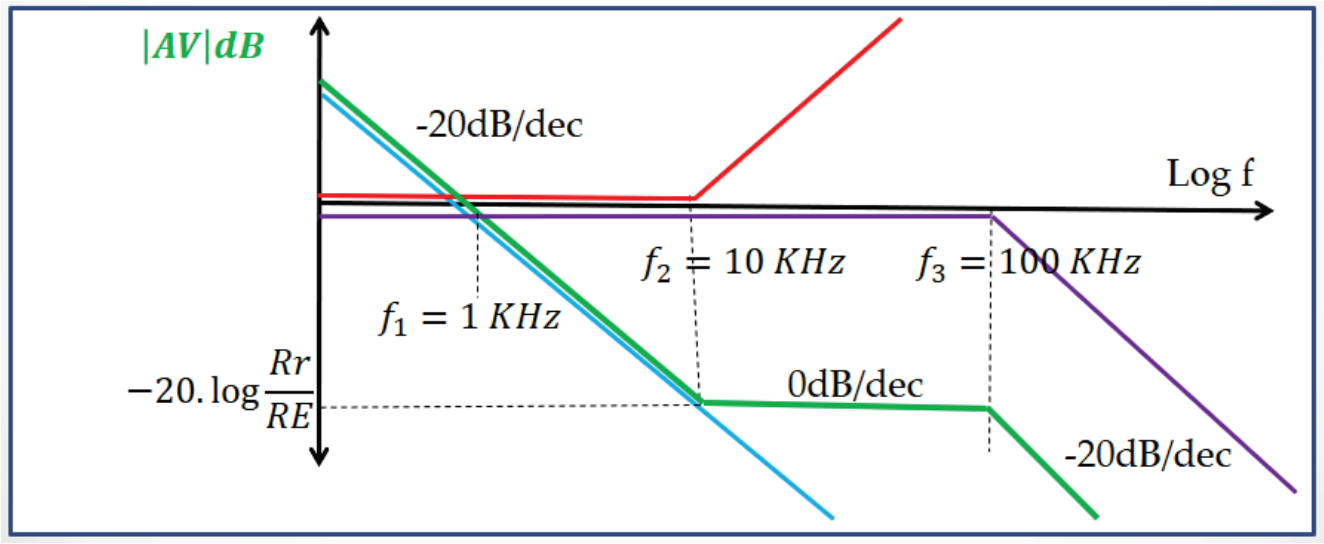
$$Zr = \frac{(1 + j\omega CrRr)}{j\omega\,(Cr + Cr1) * [(1 + j\omega Rr\left(\frac{Cr * Cr1}{Cr + Cr1}\right)]}$$

$$Ze = RE$$

$$Av = -\frac{Zr}{Ze} = -\frac{(1 + j\omega CrRr)}{j\omega\,(Cr + Cr1)RE * [(1 + j\omega Rr\left(\frac{Cr * Cr1}{Cr + Cr1}\right)]}$$

$$|Av| = \frac{\sqrt{1 + (2\pi f \mathrm{CrRr})^2}}{\omega(Cr + Cr1)RE\sqrt{1 + \left[2\pi fRr(\frac{\mathrm{Cr} * \mathrm{Cr1}}{\mathrm{Cr} + \mathrm{Cr1}})\right]^2}}$$

$$|Av\,|dB = -20log\omega(Cr + Cr1)RE + 20log\sqrt{1 + (2\pi f\mathrm{CrRr})^2} - 20log\sqrt{1 + (2\pi fRr(\frac{Cr1 * \mathrm{Cr}}{Cr1 + \mathrm{Cr}}))^2}$$



Para el diseño, se debe considerar los valores de:

$$f1 = 1\,\mathrm{KHz} = \frac{1}{2\pi(\mathrm{Cr} + \mathrm{Cr1})RE}\quad Ec.\ 1$$

$$f2 = 10\ KHz = \frac{1}{2\pi RrCr}\quad Ec.\ 2$$

$$f3 = 100\mathrm{KHz} = \frac{1}{2\pi Rr(\frac{Cr1 * \mathrm{Cr}}{Cr1 + \mathrm{Cr}})}\quad Ec.\ 3$$

De la Ec.2, adoptando Rr se calcula Cr.
De la Ec 3, por RE, y se obtiene Cr1.
De la Ec.1, se calcula RE.

Ejemplo:
Rr=10KΩ, Cr=1.59 nF, Cr1=16 pF y RE=100KΩ

Problema 13

Uno de los subsistemas de control de un exoesqueleto requiere de un controlador:

d) Proponer y diseñar un PD sin inversión de fase, que garantice un MF= 70° a una frecuencia de 10KHz, siendo la ganancia de lazo abierto del sistema en dicha frecuencia de -40dB. Se dispone para el diseño de un único operacional y un lote de resistores y condensadores varios.

e) Si se requiere que el Ess sea nulo, adicionar otra etapa, también sin inversión de fase. Diseñarla con un único operacional, en caso de requerirlo.

f) Seleccionar los AO de acuerdo al lote dado, para esta aplicación, teniendo en cuenta que la señal de entrada adquiere un valor máximo de 200mVpp y tiene un ancho de banda de 100Hz a 20KHz. Justificar la respuesta.

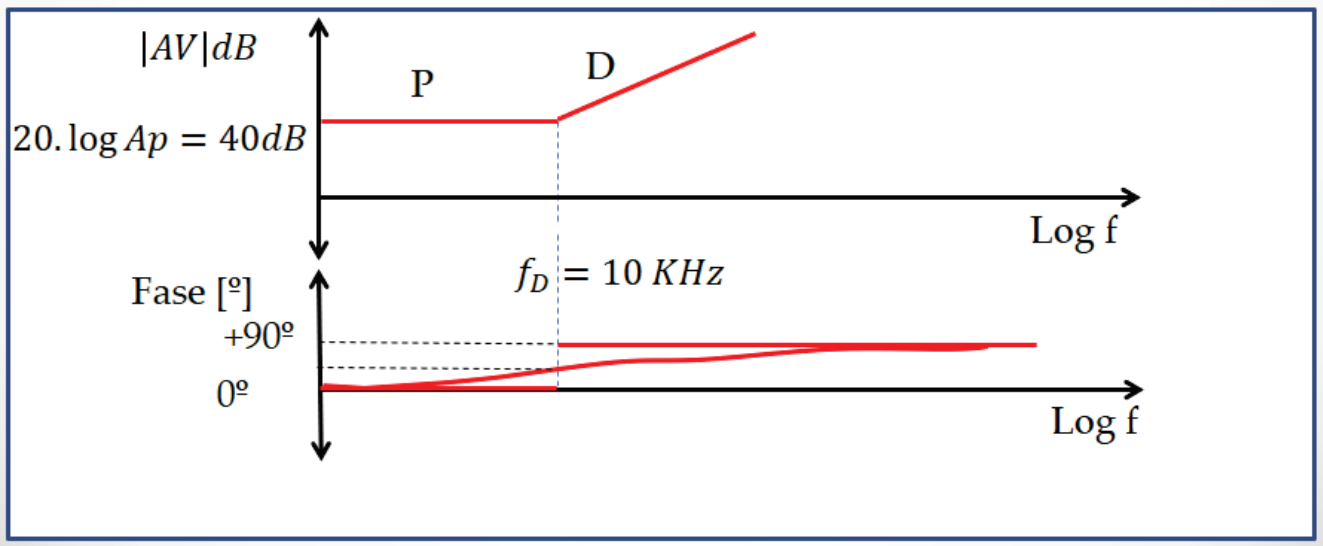
A.O.	SR [V/µseg]	Fu [MHz]	$^{+}$V/$^{-}$V Max
LMXXA	0.3	0.5	$^{+}$22/$^{-}$22 V
LMXXB	0.5	1	$^{+}$22/$^{-}$22 V
LMXXC	2.5	6	$^{+}$22/$^{-}$22 V

Solución:

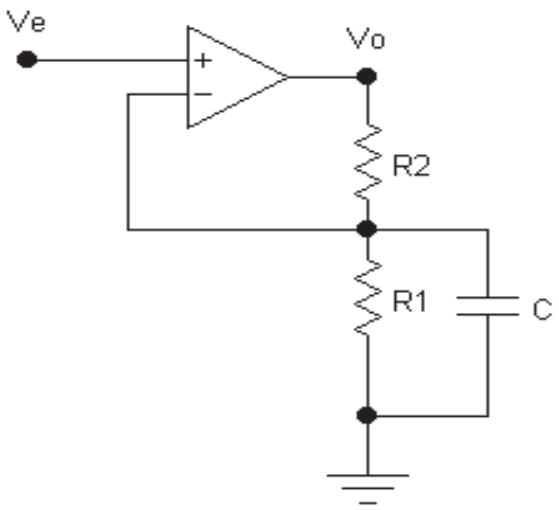
a)

Para el diseño se aprovecha el adelanto de fase de +45° de la acción derivativa, de modo que la frecuencia del derivador (fd) coincida con la frecuencia de cruce por cero del sistema(fg), a fin de aumentar el margen de fase. Esto es fg=fd=10 KHz.
A fin de lograr un margen de fase de 70° en la frecuencia de 10KHz, la ganancia de lazo abierto debe ser nula, por la cual el valor de la acción proporcional debe ser de 40 dB (equivalente aproximadamente a 100).

A continuación, se dibuja la respuesta enfrecuencia del controlador PD en el diagrama asintótico de Bode en módulo y fase:



El circuito con A.O. que reproduce la respuesta en frecuencia sin inversión de fase, es el que se propone a continuación:



$$\frac{Vo}{Ve} = 1 + \frac{R2}{R1 \parallel (\frac{1}{j\omega C})} = 1 + \frac{R2}{\frac{R1}{1 + j\omega R1C}}$$

$$\frac{Vo}{Ve} = 1 + \frac{R2(1 + j\omega R1C)}{R1}$$

$$= \frac{R1 + R2 + j\omega R1R2C}{R1}$$

$$\frac{Vo}{Ve} = \frac{(R1 + R2)[1 + j\omega \frac{R1R2}{(R1 + R2)} C]}{R1}]$$

$$= \left(1 + \frac{R2}{R1}\right)[1 + j\omega \frac{R1R2}{(R1 + R2)} C$$

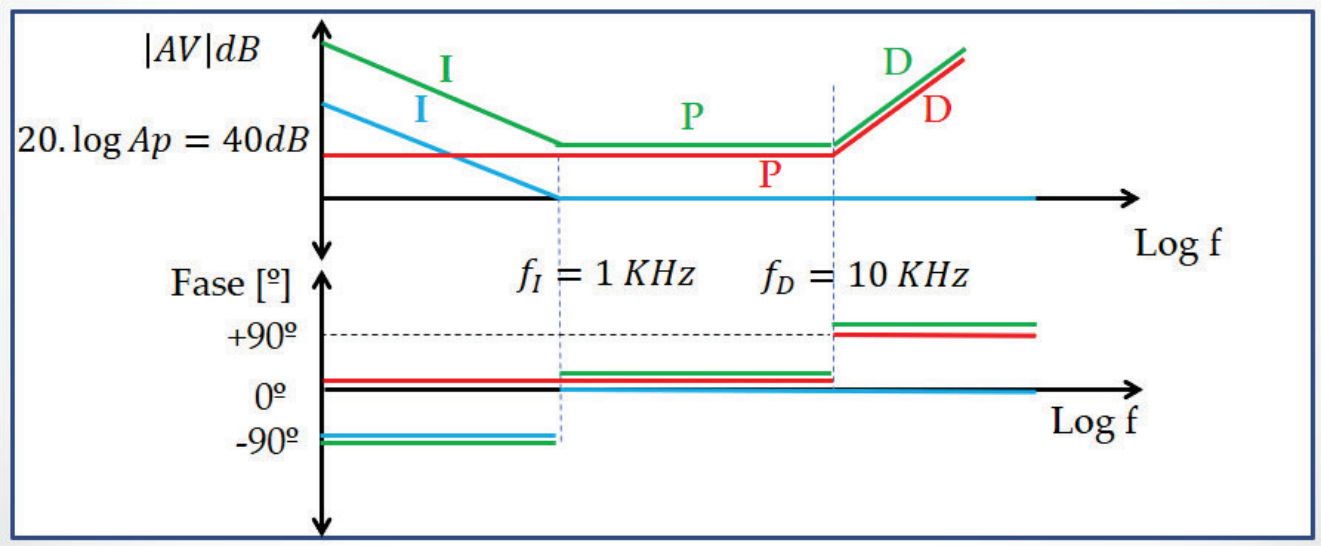
Para el diseño se consideran los datos, siendo estos:

$$+40dB = 20 \log\left(1 + \frac{R2}{R1}\right) \Rightarrow (1 + \frac{R2}{R1}) = 100$$

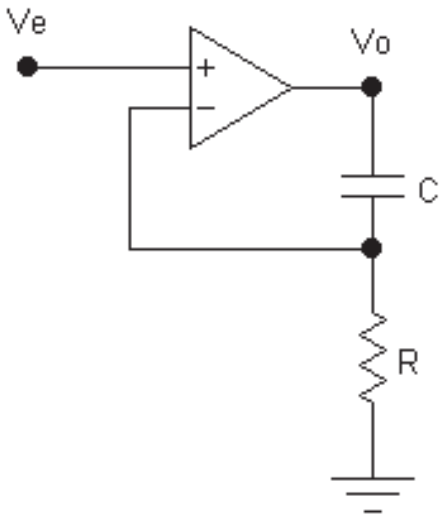
$$f_D = 10\ KHz = \frac{1}{2\pi C(\frac{R1R2}{R1 + R2})} \Rightarrow C = 16nF$$

b)

Para que Ess sea nulo, se debe adicionar la acción Integradora, pero sin modificar la acción Proporcional. El diagrama de Bode asintótico, resulta:



A la etapa anterior, se le debe conectar en serie otra etapa. Siendo esta:



Cuya función de transferencia frecuencial, resulta:

$$\frac{Vo}{Ve} = 1 + \frac{\frac{1}{j\omega C}}{R} = 1 + \frac{1}{j\omega RC} = \frac{(1 + j\omega RC)}{j\omega RC}$$

Siendo la ecuación del módulo de la función de transferencia:

$$|Av| = \frac{\sqrt{1 + (2\pi f C\mathrm{R})^2}}{\omega CR}$$

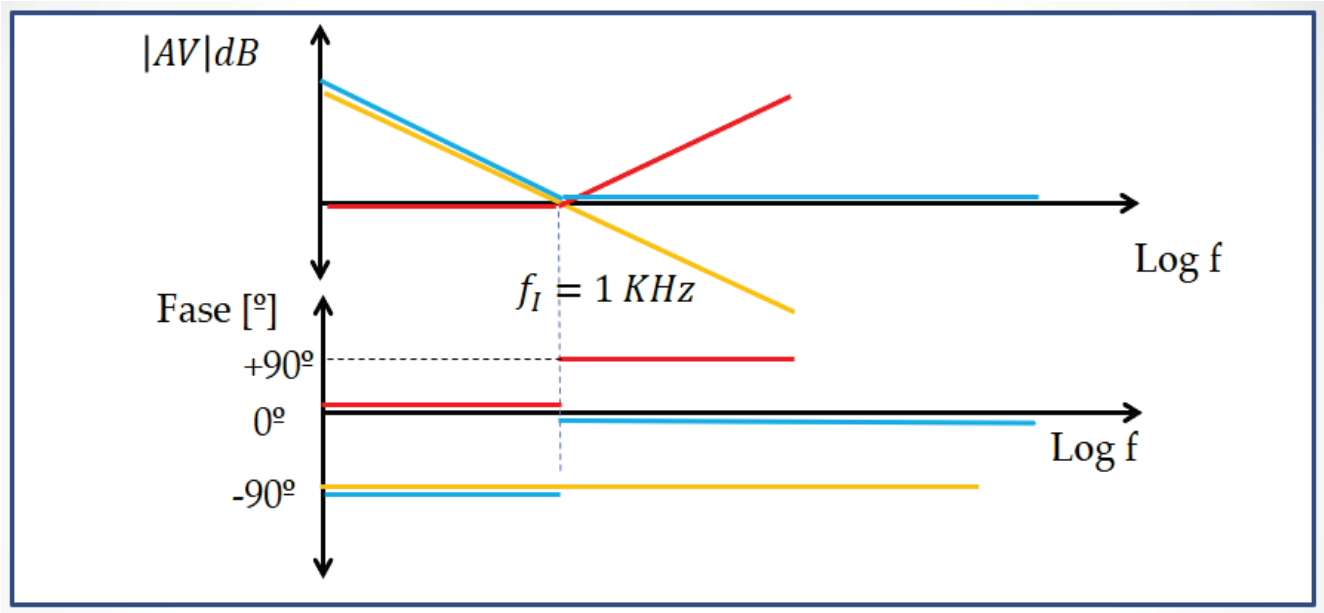
Expresando el |Av|, en decibeles, y se obtiene:

$$\boldsymbol{|Av\,|dB = -20log\omega CR + 20log\sqrt{1 + (2\pi f C\mathrm{R})^2}}$$

A continuación, se indica la fase de la función de transferencia:

$$\boldsymbol{\phi[°] = -90^{o} + arctang 2\pi f C\mathrm{R}}$$

Graficando el diagrama de bode asintótico de cada uno de sus términos y de la función de transferencia total, resulta:



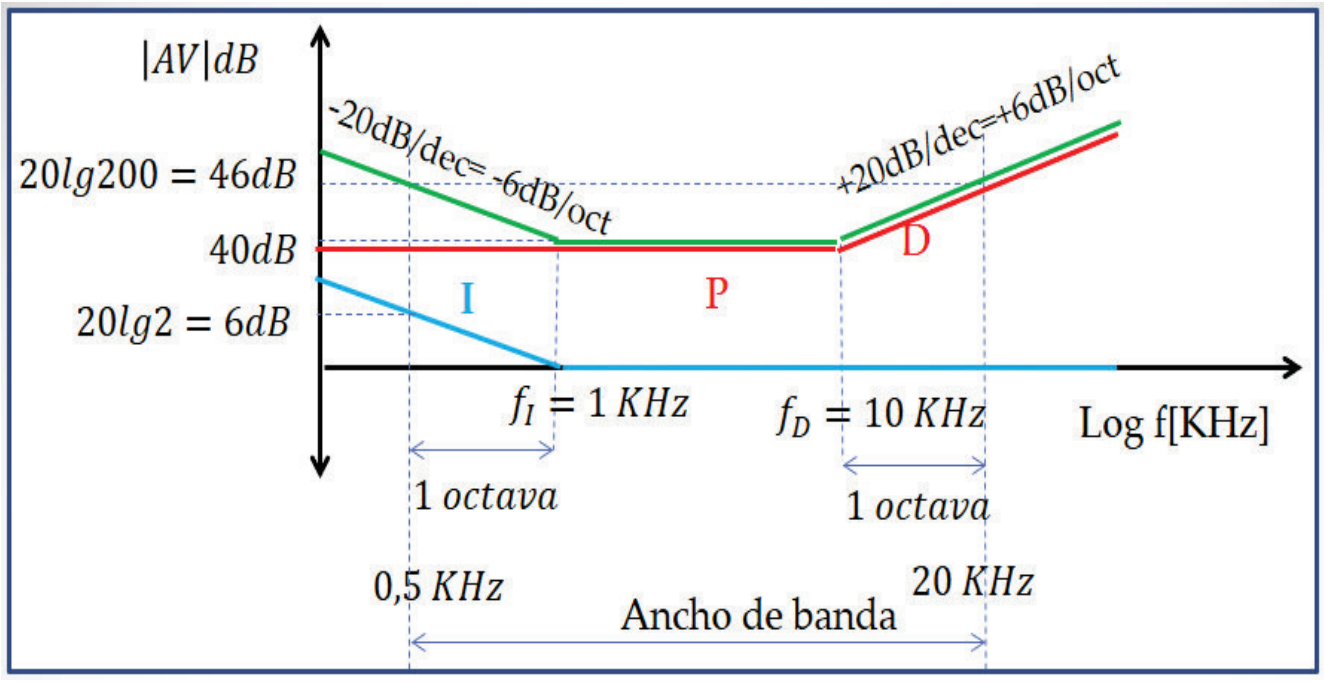
Diseñando la etapa:

$$f_I \text{ óptima es } 0{,}1 * f_D = 1KHz = \frac{1}{2\pi RC} \quad Se\ adopta\ R\ y\ se\ calcula\ C.$$

$$Por\ ejemplo\text{: } \boldsymbol{R = 10K\Omega}\text{ , resultando } \boldsymbol{C = 15{,}9nF}$$

c)

Teniendo en cuenta el ancho de banda, dibujado en el diagrama asintótico:



Si se conecta primero la Etapa de la acción integral, ésta requiere:

Para 500Hz:

$$SR \geq 2.\pi.f.Vomáx = 2.\pi.500Hz.(2 * 0{,}1V) = 0{,}000628V/\mu seg$$
$$fu \geq Alc.fcLC = 2 * 500Hz = 1KHz$$

Para 20KHz:

$$\boldsymbol{SR \geq 2.\pi.f.Vomáx = 2.\pi.20KHz.(1 * 0{,}1V) = 0{,}0125V/\mu seg}$$
$$\boldsymbol{fu \geq Alc.fcLC = 1 * 20KHz = 20KHz}$$

La siguiente Etapa del controlador PD, requiere:

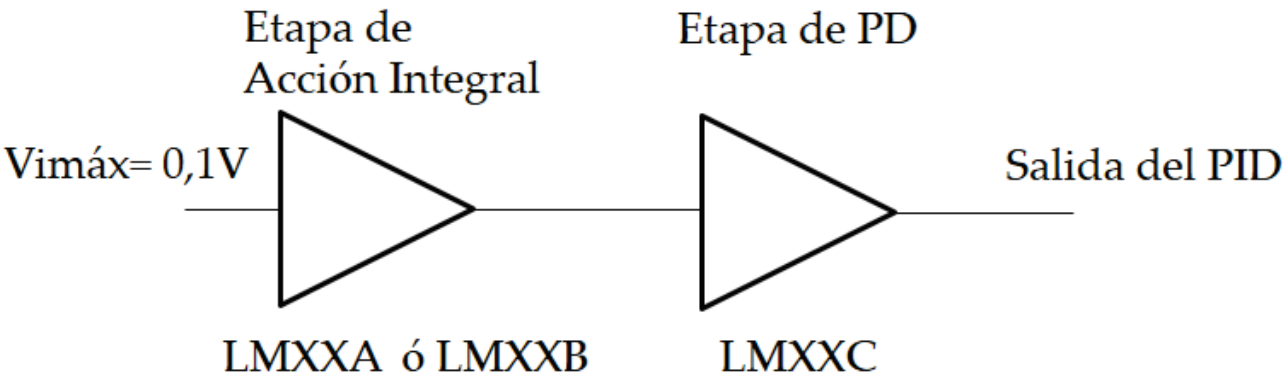
Para 500Hz:

$$SR \geq 2.\pi.f.Vomáx = 2.\pi.500Hz.(100 * 0{,}2V) = 0{,}0628V/\mu seg$$
$$fu \geq Alc.fcLC = 100 * 500Hz = 50KHz$$

Para 20KHz:

$$\boldsymbol{SR \geq 2.\pi.f.Vomáx = 2.\pi.20KHz.(200 * 0{,}1V) = 2.5V/\mu seg}$$
$$\boldsymbol{fu \geq Alc.fcLC = 200 * 20KHz = 4MHz}$$

Es así como se conectan las etapas:



Si se invierte el orden, es decir primero se conecta la etapa de PD y luego el integrador, se requiere para el PD:
Para 500Hz:

$$SR \geq 2.\pi.f.Vomáx = 2.\pi.500Hz.(100 * 0{,}1V) = 0{,}0314V/\mu seg$$
$$fu \geq Alc.fcLC = 100 * 500Hz = 50KHz$$

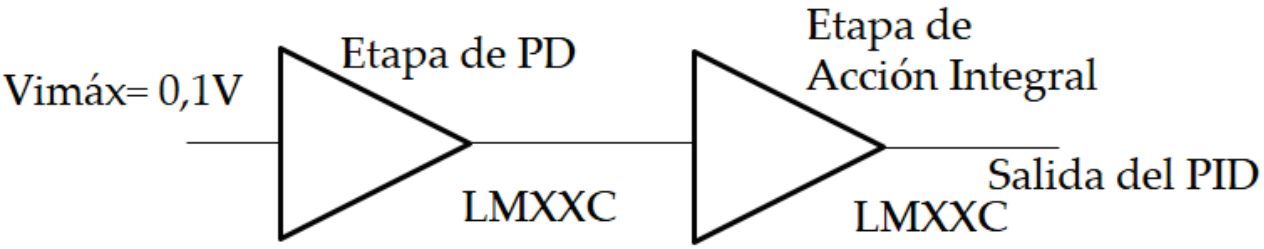
Para 20KHz:

$$\boldsymbol{SR \geq 2.\pi.f.Vomáx = 2.\pi.20KHz.(200 * 0{,}1V) = 2.5V/\mu seg}$$
$$\boldsymbol{fu \geq Alc.fcLC = 200 * 20KHz = 4MHz}$$

Para la siguiente Etapa del integrador, requiere:
Para 20KHz:

$$\boldsymbol{SR \geq 2.\pi.f.Vomáx = 2.\pi.20KHz.(1 * 20V) = 2{,}5V/\mu seg}$$
$$\boldsymbol{fu \geq Alc.fcLC = 1 * 20KHz = 20KHz}$$

La conexión de las etapas será:

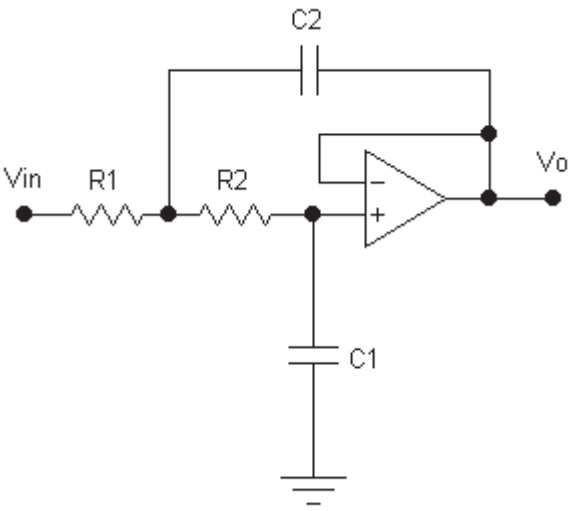


Problema 14

Se desea realizar la función de monitoreo en la señal de electrocardiografía (ECG) considerando que se encuentra contaminada con interferencia. Este ruido proviene de armónicas múltiplos de la señal de línea (50Hz). Para ello, construir un filtro de 4to. Orden pasa bajo de Bessel cuya frecuencia esquina sea de 100 Hz, en la estructura Sallen-Key, con ganancia unitaria.

Solución:

Para construir un filtro de cuarto orden, se deben conectar en cascada dos filtros de segundo orden en la estructura Sallen-Key.
A continuación, se dibuja el circuito del filtro de segundo orden:



Teniendo en cuenta que, la Av(s) para ganancia unitaria resulta:

$$Av(s) = \frac{1}{1 + \omega c[C1(R1 + R2)]s + \omega c^2 R1R2C1C2s^2} = \frac{1}{1 + a1s + b1s^2}$$

Comparando los coeficientes (a1 y b1 según la respuesta optimizada) y resolviendo se llega a las ecuaciones de R1 y R2:

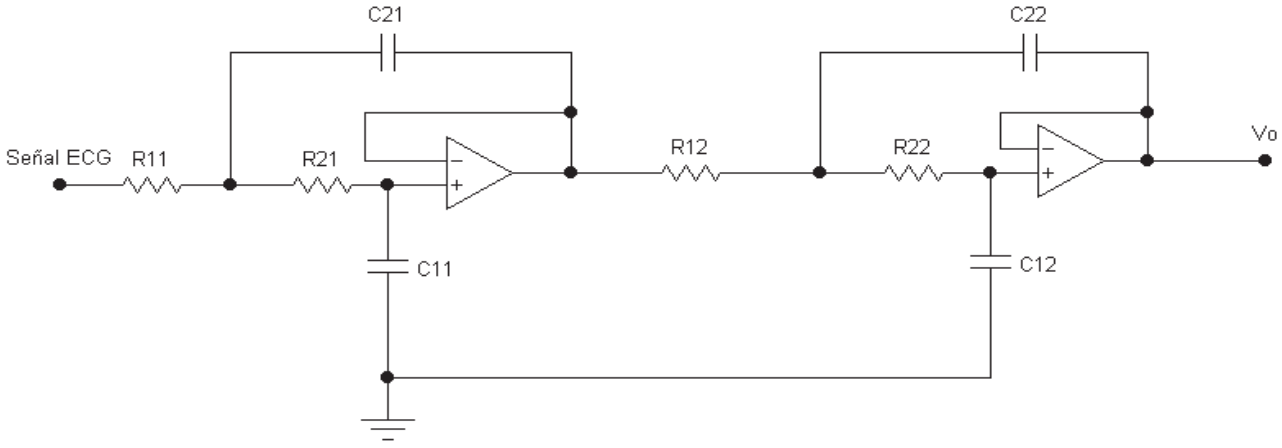
$$a1 = \omega c[C1(R1 + R2)] \quad y \quad b1 = \omega c^2 R1R2C1C2$$

$$R1, R2 = \frac{a1C2 \mp \sqrt{a1^2C2^2 - 4b1C1C2}}{4\pi fc\ C1C2}$$

Para el diseño se deberán adoptar valores de C1 y C2, debiendo cumplirse la siguiente condición para obtener valores reales para las resistencias:

$$C1 \leq C2\frac{a1^2}{4b1}$$

El circuito completo correspondiente para obtener el filtro de cuarto orden, es el siguiente:



Los valores de los coeficientes: a1, b1, a2 y b2; para la respuesta optimizada de Bessel son los siguientes:

$$a1 = 1.3397\ ,\ \ b1 = 0.4889\ , a2 = 0.7743\ y\ \ b2 = 0.3890$$

Se adopta valores para los condensadores, cumpliendo las siguientes relaciones:

$$C11 \leq C21\frac{a1^2}{4b1} \quad Y \quad C12 \leq C22\frac{a2^2}{4b2}$$

Y se calculan las resistencias, utilizando las siguientes ecuaciones:

$$R11, R21 = \frac{a1C21 \mp \sqrt{a1^2C21^2 - 4b1C11C21}}{4\pi fc\ C11C21}$$

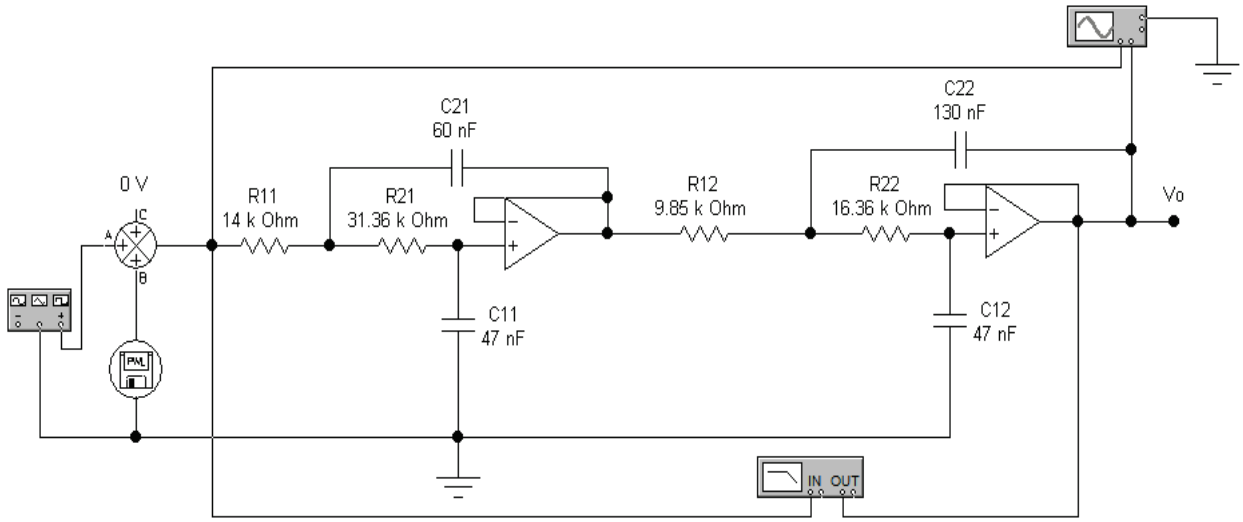
$$R12, R22 = \frac{a2C22 \mp \sqrt{a2^2C22^2 - 4b2C12C22}}{4\pi fc\ C12C22}$$

Para el diseño de la primera etapa se adopta **C21=60nF** y se calcula C11, resultando ≤ 55 nF. Se adopta **C11=47 nF.**
Reemplazando en las ecuaciones anteriores, se obtiene:
R11=14 KΩ y **R21=31.36 KΩ.**

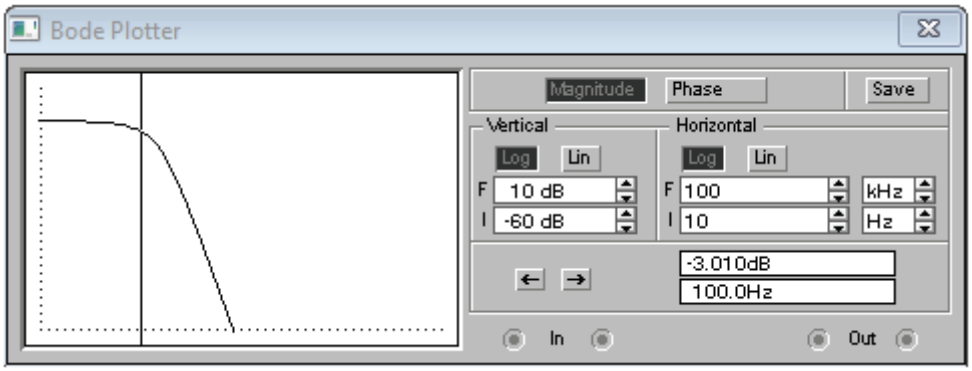
Para el diseño de la segunda etapa se adopta **C22=130nF** y se calcula C12, resultando ≤ 50 nF. Se adopta **C12=47 nF.**
Reemplazando en las ecuaciones anteriores, se obtiene:

R12= 9.85 KΩ y **R22=16.36 KΩ.**

A continuación, se hace la simulación del filtro utilizando una señal de ECG normal contaminada con artefactos. Puede apreciarse en la respuesta en frecuencia, la frecuencia de corte del filtro y en el osciloscopio las señales de entrada y salida del filtro.







Problema 15

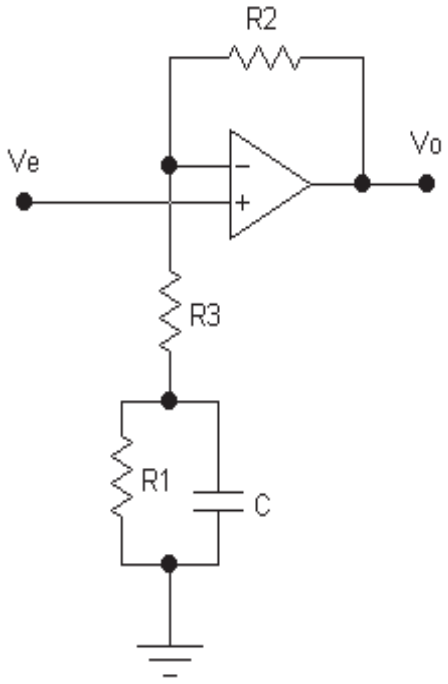
Para el esquema circuital dado:

a) Hallar la función de transferencia y graficar el diagrama asintótico de Bode de amplitud y fase.

b) Indicar si corresponde o nó, a algún tipo de controlador. Indicar sus características particulares.
c) Seleccionar de la tabla, el AO adecuado siendo el rango frecuencial de Ve desde corriente continua hasta 100KHz con valor RMS máx. de 650 mV.

Datos: VCC/VEE=+20V/-20V, R1=50 KΩ, R2=56KΩ, R3=2.8KΩ y C= 1nF

A.O.	SR [V/µseg]	Fu [MHz]	$^{+}$V/$^{-}$V Max [V]	+Vsat/-Vsat [V]
UAXXA	10	2	$^{+}$22/$^{-}$22	$^{+}$21.8/$^{-}$21.8
UAXXB	20	3	$^{+}$22/$^{-}$22	$^{+}$20/$^{-}$20
UAXXC	20	5	$^{+}$18/$^{-}$18	$^{+}$17.8/$^{-}$17.8



Solución:

a) La función de transferencia frecuencial es:

$$Av = 1 + \frac{R2}{R3 + (R1 \parallel \frac{1}{j\omega C})} = 1 + \frac{R2}{R3 + \frac{R1}{(1 + j\omega CR1)}} = 1 + \frac{R2(1 + j\omega CR1)}{(R1 + R3)\left[1 + j\omega C(\frac{R3R1}{R3 + R1})\right]} =$$

$$Av = \frac{(R1 + R2 + R3)\left\{1 + j\omega C\left[\frac{R1(R3 + R2)}{R1 + R2 + R3}\right]\right\}}{(R1 + R3)\left[1 + j\omega C(\frac{R3R1}{R3 + R1})\right]}$$

Reemplazando los valores de los componentes, resulta:

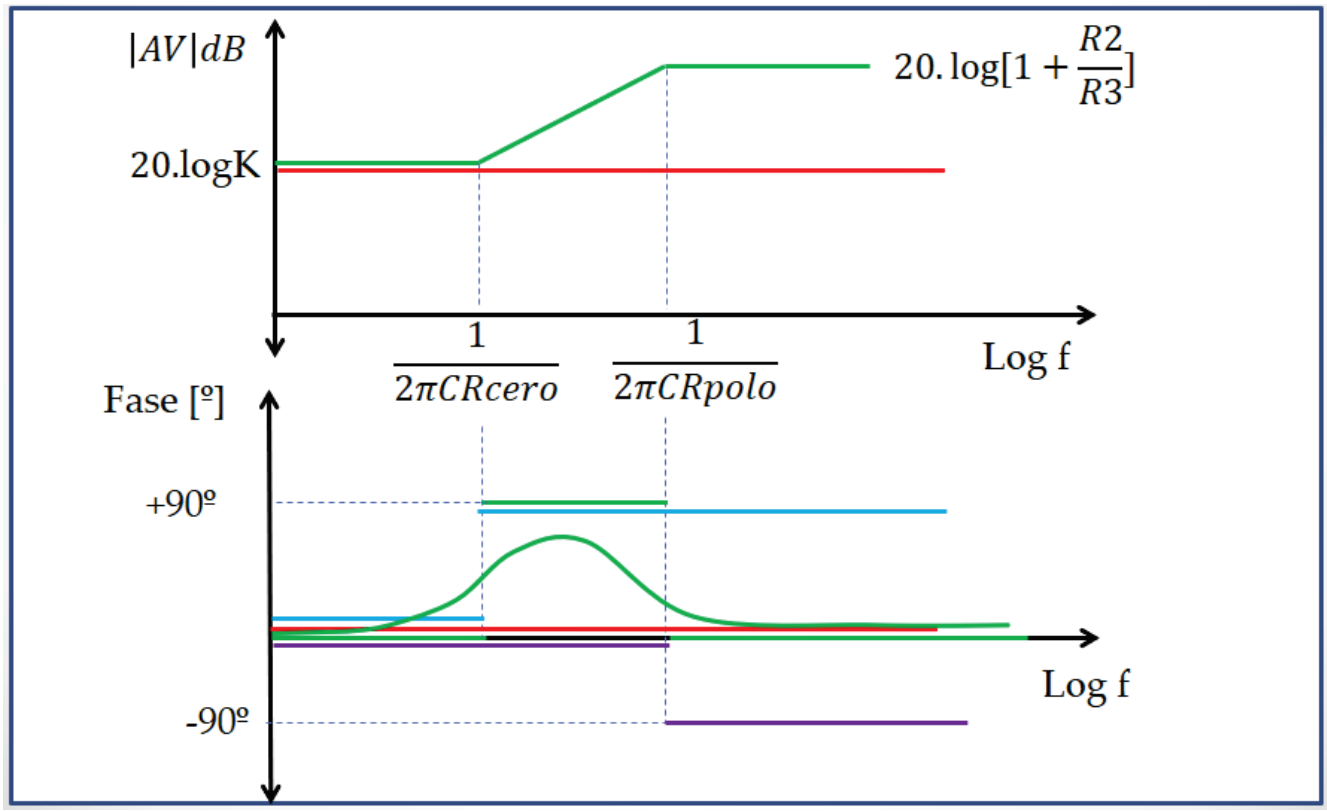
$$Ganancia\ en\ bajas\ frecuencias\ K = \frac{(R1 + R2 + R3)}{(R1 + R3)} = 2.06$$

$$Ganancia\ en\ altas\ frecuencias = 1 + \frac{R2}{R3} = 21$$

$$R\ polo = (\frac{R3R1}{R3 + R1}) = 2.65\ K\Omega, \qquad R\ cero = \left[\frac{R1(R3 + R2)}{R1 + R2 + R3}\right] = 27K\Omega$$

$$fcero = \frac{1}{2\pi C\left[\frac{R1(R3 + R2)}{R1 + R2 + R3}\right]} = 5.89\ KHz \cong 6\ KHz.$$

$$fpolo = \frac{1}{2\pi C(\frac{R3R1}{R3 + R1})} = 60\ KHz$$



b)

El diagrama frecuencial, muestra que el circuito se comporta como un controlador PD, limitando su ganancia en altas frecuencias para evitar que sea ruidoso.

c)

Se calcula ahora el SR, la Fu y la alimentación del AO; en sus valores mínimos para la aplicación:

$$SR \geq 2\pi * Vomáx * fmáx = 2\pi * \sqrt{2} * \ 650\ mV * 21 * 100KHz = 19.3\ \frac{V}{\mu seg}$$

$$fu \geq Av\ máx * fmáx = 21 * 100KHz = 2.1\ MHz$$

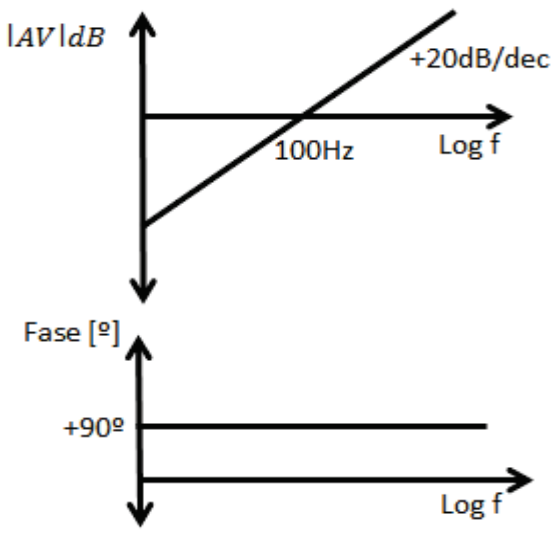
$$Vsat^{+} / Vsat^{-} \geq \pm 19.3V$$

El AO UAXXA, se descarta por su SR y fu.
El AO UAXXC, se descarta porque su tensión máxima de saturación es < ±19.3 V.
El UAXXB, es el único que cumplen los requisitos para la aplicación

Problema 16

Sea la siguiente respuesta en frecuencia:

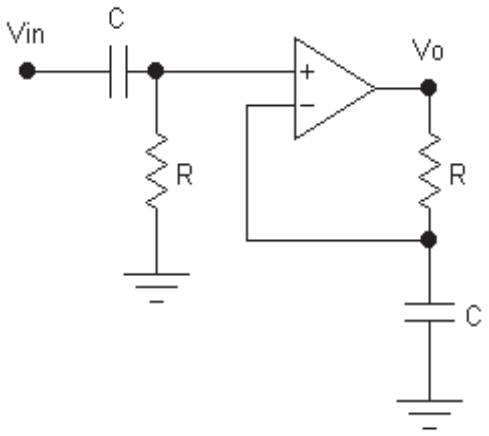
a) Proponer y diseñar un circuito que la reproduzca, utilizando un único A.O. y un lote de resistores y condensadores varios.
b) Indique si algún AO del lote dado es útil para esta aplicación, teniendo en cuenta que la señal de entrada adquiere un valor de 400 mVpp y tiene un ancho de banda de 10Hz a 10KHz. Justificar la respuesta.



A.O.	SR [V/µseg]	Fu [MHz]	+V/-V Max
LMXX	0.5	1	+22/-22 V
OPAXX	1	1.25	+22/-22 V
ADXX	1.5	1.5	+18/-18 V

Solución:

a) El circuito que se propone no debe introducir inversión en la fase, por lo cual el A.O. debe configurarse en configuración no inversora con un filtro pasivo pasa alto:



Se calcula la ganancia de tensión frecuencial de ambas etapas, siendo estas:

$$\frac{Vp}{Vin} = \frac{R}{R + \frac{1}{j\omega C}} = \frac{j\omega RC}{(1 + j\omega RC)}$$

$$\frac{Vo}{Vp} = 1 + \frac{R}{\frac{1}{j\omega C}} = (1 + j\omega RC)$$

$$\boldsymbol{\frac{Vo}{Vin} = \frac{Vp}{Vin} * \frac{Vo}{Vp} = j\omega RC}$$

El módulo en decibeles y fase es grados, es:

$$|Av|[dB] = 20\log\omega RC \;\; y \; Fase[°] = 90°$$

Para el diseño se considera la frecuencia de cruce por 0dB:

$$20\log\omega RC = 0dB \Rightarrow \omega RC = 1, luego \; f = \frac{1}{2\pi RC} = 100Hz$$

Se adopta R>>Zs AO=100Ω, y se calcula C:
Por ejemplo, **R=10KΩ y C=159nF.**

b)

Se calcula SR y Fu, que requiere la aplicación teniendo en cuenta que a la frecuencia máxima de 10KHz el valor de la ganancia es de 40dB equivalente a 100.

$$R \geq 2\pi * Vomáx * fmáx = 2\pi * 200\,mV * 100 * 10KHz = 1.25\,\frac{V}{\mu seg}$$

$$fu \geq Av\,máx * fmáx = 100 * 10KHz = 1\,MHz$$

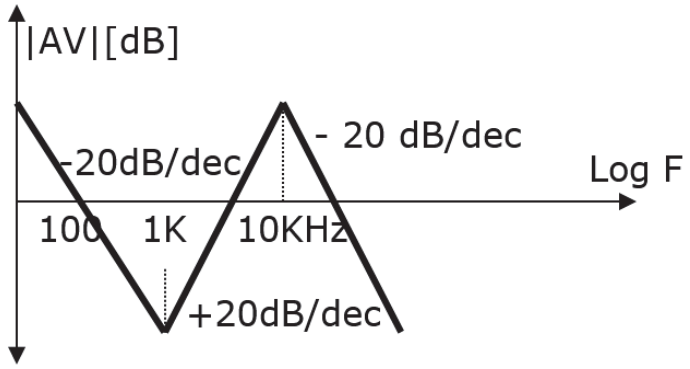
$$Vsat^{+} / Vsat^{-} \geq \pm 20V$$

El A.O. ADXX, se descarta porque su tensión máxima es < 20 V.
El A.O. LMXX y el OPAXX, se descartan porque el SR<1.25 V/μseg.

Concluyendo, ningún operacional es apto para la aplicación.

Problema 17

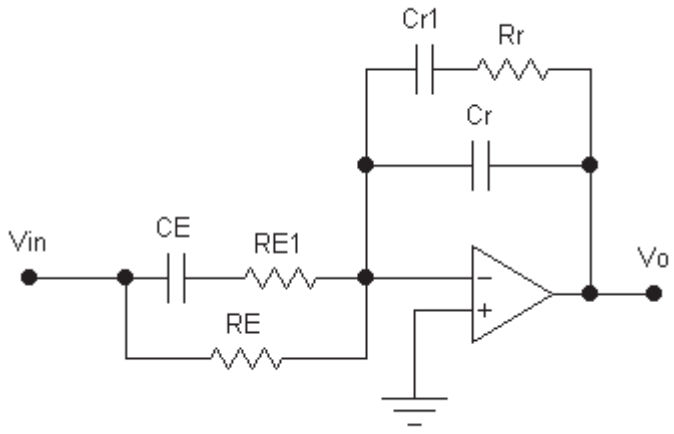
Conforme a la respuesta en frecuencia dibujada de un ecualizador, diseñar un circuito con A.O. que la reproduzca.



Solución:

La función de transferencia deberá contener un integrador puro en el origen, cuya frecuencia de cruce por cero será de 100Hz. La frecuencia de 1KHz, deberá ser la frecuencia esquina de dos ceros de primer orden; y la frecuencia de 10KHz deberá ser la frecuencia esquina de dos polos de primer orden.

El circuito que cumple con esta función de transferencia, es el que se dibuja a continuación:



$$Av = -\frac{Zr}{Ze}$$

Siendo Zr y Ze:

$$Zr = \left(Rr + \frac{1}{j\omega Cr1}\right) \| \left(\frac{1}{j\omega Cr}\right) = \left[\frac{(1 + j\omega Cr1Rr)}{j\omega Cr1}\right] \| \left(\frac{1}{j\omega Cr}\right)$$

$$Zr = \frac{(1 + j\omega Cr1Rr)}{j\omega(Cr1 + Cr)\left[1 + j\omega(\frac{Cr1Cr}{Cr1 + Cr})Rr\right]}$$

$$Ze = \left(RE1 + \frac{1}{j\omega CE}\right) \| (RE) = \left[\frac{(1 + j\omega CERE1)}{j\omega CE}\right] \| RE$$

$$Ze = \frac{RE(1 + j\omega CERE1)}{[1 + j\omega(RE + RE1)CE]}$$

$$\boldsymbol{Av = -\frac{Zr}{Ze} = -\frac{(1 + j\omega Cr1Rr)[1 + j\omega(RE + RE1)CE]}{j\omega(Cr1 + Cr)RE\left[1 + j\omega(\frac{Cr1Cr}{Cr1 + Cr})Rr\right](1 + j\omega CERE1)}}$$

$$\boldsymbol{f1 = 100Hz = \frac{1}{2\pi(Cr1 + Cr)RE}}$$

$$\boldsymbol{f2 = 1KHz = \frac{1}{2\pi Cr1Rr} = \frac{1}{2\pi CE(RE + RE1)}}$$

$$\boldsymbol{f3 = 10KHz = \frac{1}{2\pi(\frac{Cr1Cr}{Cr1 + Cr})Rr} = \frac{1}{2\pi CERE1}}$$

Para el diseño, se adopta Rr; luego de la ecuación de f2 se despeja Cr1.
Utilizando la ecuación f3 se despeja Cr.
Con los valores de Cr1 y Cr, de la ecuación de f1 se despeja RE.
Igualando CE de las ecuaciones de f2 y f3, se calcula RE1. Luego de f3, se despeja CE.

Por ejemplo: se adopta **Rr= 10KΩ**, resultando los siguientes valores para el resto de los componentes:
Cr1=15.9nF, Cr=1.768nF, RE=90KΩ, RE1=10KΩ y CE=1.59nF.

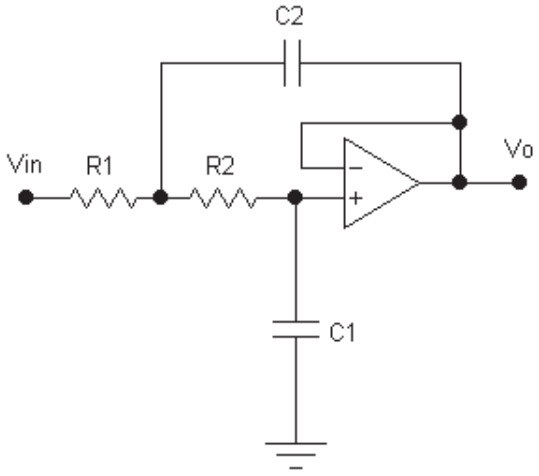
Problema 18

Diseñar un filtro paso bajo de cuarto orden con la aproximación de Chebyshev. Cuya frecuencia de corte sea de 1KHz, un rizado de 3dB y ganancia unitaria. Utilizar la estructura Sallen-Key.

Solución:

Para construir un filtro de cuarto orden, se deben conectar en cascada dos filtros de segundo orden en la estructura Sallen-Key.

Siendo el circuito de segundo orden en la estructura Sallen-Key, el siguiente:



Teniendo en cuenta que, la Av(s) para ganancia unitaria resulta:

$$Av(s) = \frac{1}{1 + \omega c[C1(R1 + R2)]s + \omega c^2 R1R2C1C2s^2}$$

Para simplificar los cálculos, se hará R1=R2=R; quedando la AV(s):

$$Av(s) = \frac{1}{1 + 2\omega c\ C1R\ s + \omega c^2 R^2 C1C2s^2} = \frac{1}{1 + a1s + b1s^2}$$

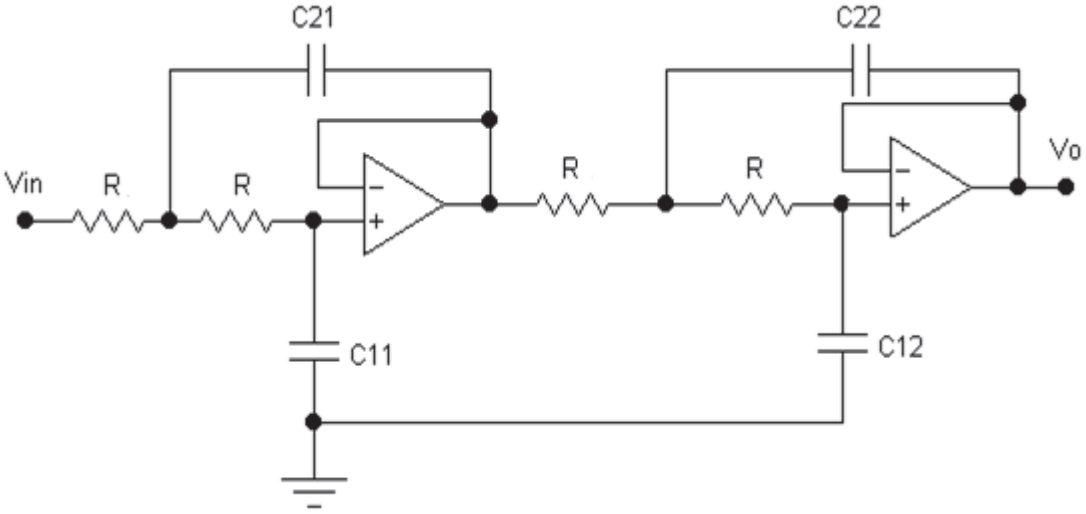
Comparando los coeficientes (a1 y b1 según la respuesta optimizada):

$$a1 = 2\omega c\ C1R$$
$$b1 = \omega c^2 R^2 C1C2$$

Resolviendo se llega a las ecuaciones de C1 y C2:

$$C1 = \frac{a1}{4\pi\ fc\ R}\ y\ C2 = \frac{b1}{a1\pi\ fc\ R}$$

El circuito completo para el filtro de cuarto orden, se dibuja a continuación:



Obteniendo de tabla los valores de los coeficientes a1, b1, a2 y b2, para la respuesta optimizada de Chebyshev con ondulación de 3dB:

$$a1 = 2.1853,\ \ b1 = 5.5339, a2 = 0.1964\ y\ \ b1 = 1.0229$$

Para el cálculo de los condensadores, se adopta un valor de R=10KΩ utilizando las siguientes ecuaciones:

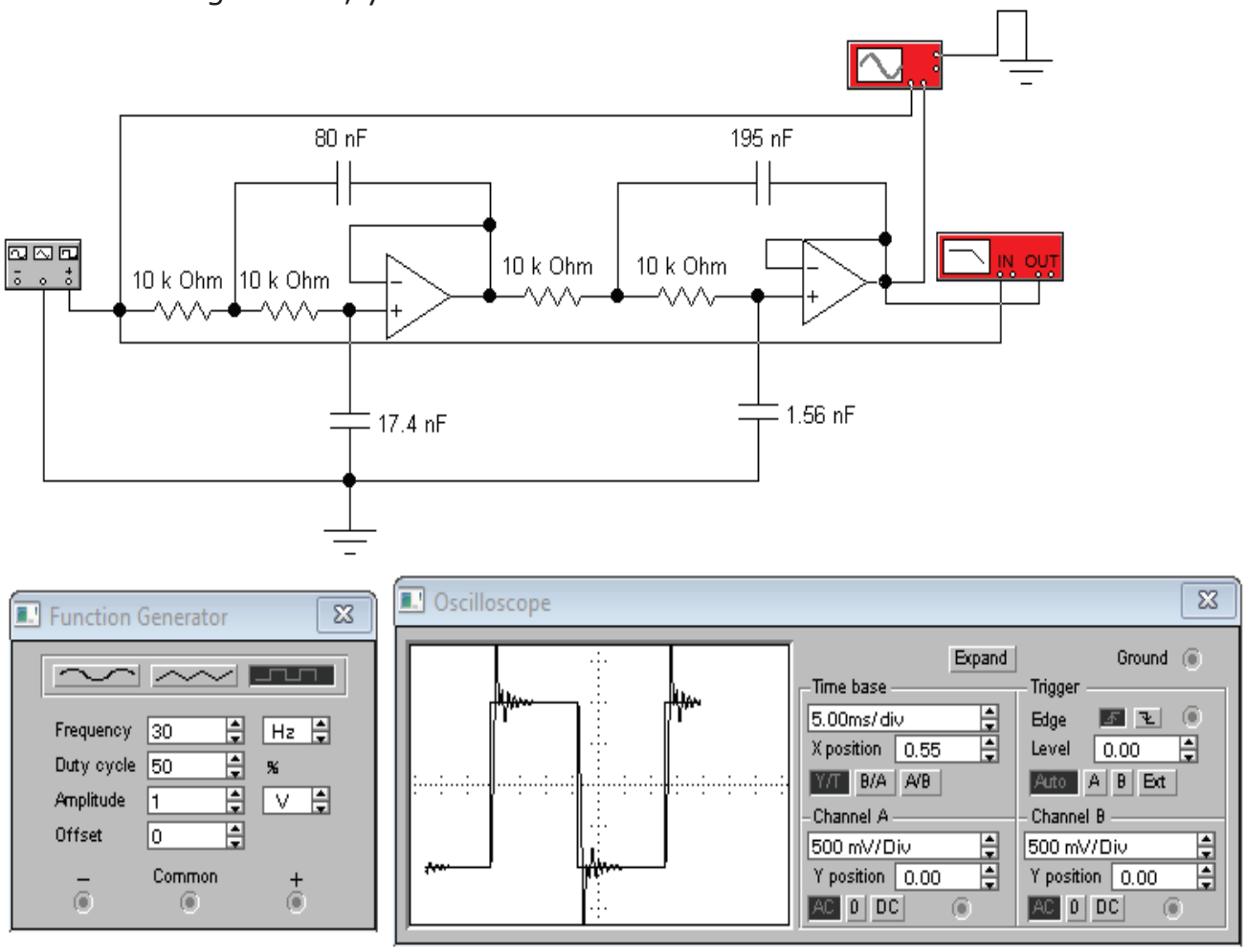
$$C11 = \frac{a1}{4\pi\ fc\ R} = 17.39\ nF$$

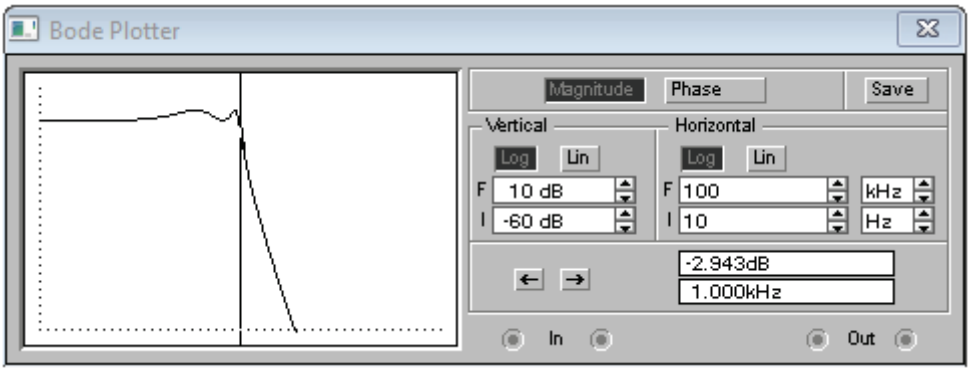
$$C21 = \frac{b1}{a1\pi\ fc\ R} = 80nF$$

$$C12 = \frac{a2}{4\pi\ fc\ R} = 1.56\ nF$$

$$C22 = \frac{b2}{a2\ \pi\ fc\ R} = 195\ nF$$

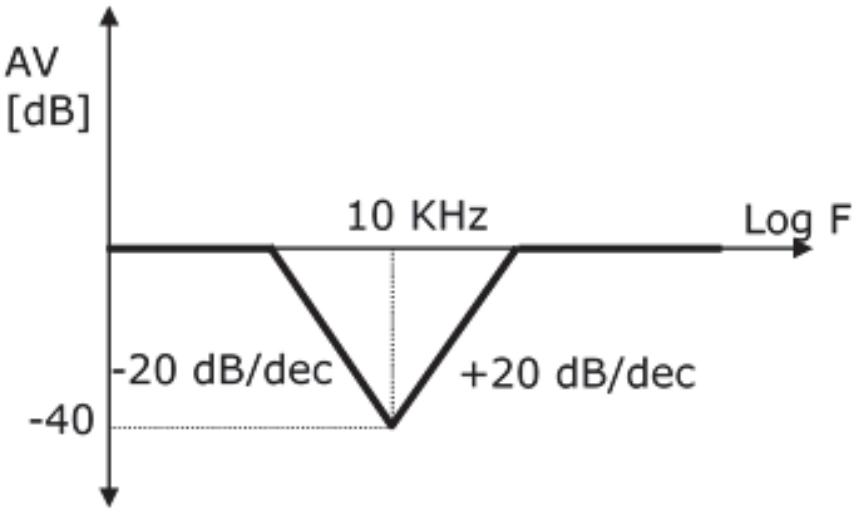
A continuación, se hace la simulación del filtro utilizando el software Electronics Workbench (EWB) v5.12.
En el osciloscopio se visualizan las señales de entrada y salida del filtro, utilizando como entrada una señal cuadrada de 30Hz para observar de forma repetida la respuesta temporal. Asimismo, se puede apreciar en la respuesta en frecuencia del módulo de la ganancia, y la frecuencia de corte del filtro.





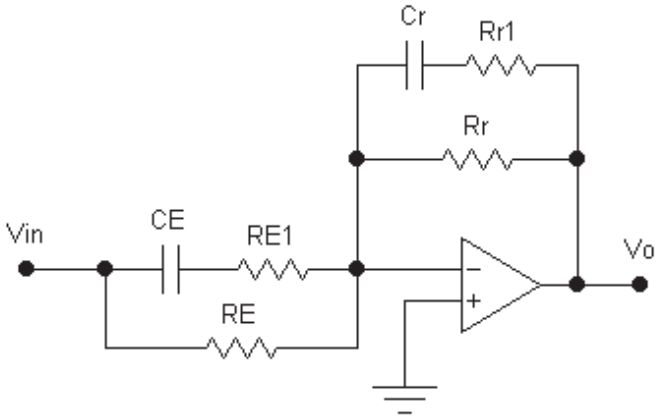
Problema 19

a) Diseñar un filtro rechaza banda con A.O, conforme al diagrama asintótico de Bode del módulo de la ganancia dado.
b) Dibujar el diagrama asintótico de fase correspondiente.



Solución:

a) Se propone la siguiente configuración circuital:



$$Av = -\frac{Zr}{Ze}$$

Siendo Zr y Ze:

$$Zr = \left(Rr1 + \frac{1}{j\omega Cr}\right) \| (Rr) = \left[\frac{(1 + j\omega CrRr1)}{j\omega Cr}\right] \| (Rr)$$

$$Zr = \frac{Rr(1 + j\omega CrRr1)}{[1 + j\omega Cr(Rr1 + Rr)]}$$

$$Ze = \left(RE1 + \frac{1}{j\omega CE}\right) \| (RE) = \left[\frac{(1 + j\omega CERE1)}{j\omega CE}\right] \| RE$$

$$Ze = \frac{RE(1 + j\omega CERE1)}{[1 + j\omega\ CE(RE + RE1)]}$$

$$\boldsymbol{Av = -\frac{Zr}{Ze} = -\frac{Rr(1 + j\omega CrRr1)[1 + j\omega(RE + RE1)CE]}{RE[1 + j\omega Cr(Rr + Rr1)](1 + j\omega CERE1)}}$$

$$|Av| = \frac{Rr\sqrt{1 + (2\pi fC\mathrm{rRr1})^2}\ \sqrt{1 + [2\pi fC\mathrm{E(RE + RE1)}]^2}}{RE\sqrt{1 + [2\pi fCr(\mathrm{Rr + Rr1})]^2}\sqrt{1 + (2\pi fC\mathrm{ERE1})^2}}$$

$$|Av\ |dB = 20log\frac{Rr}{RE} + 20log\sqrt{1 + (2\pi fC\mathrm{rRr1})^2} + 20log\sqrt{1 + (2\pi fCE(\mathrm{RE + RE1}))^2}$$
$$- 20log\sqrt{1 + (2\pi fCr(\mathrm{Rr + Rr1}))^2} - 20log\sqrt{1 + (2\pi fC\mathrm{ERE1})^2}$$

En bajas frecuencias:

$$|Av|dB = 20logRr/RE = 0dB \Rightarrow \boldsymbol{\frac{Rr}{RE}\ Ec.1}$$

En altas frecuencias:

$$|Av|dB = 20log\frac{Rr \| Rr1}{RE \| RE1} = 0dB \Rightarrow \frac{Rr \| Rr1}{RE \| RE1}\ \ luego\ \ \boldsymbol{RE1 = RE}\quad \boldsymbol{Ec.2}$$

$$\boldsymbol{f1 = 100Hz = \frac{1}{2\pi(Rr1 + Rr)Cr}\ Ec.3}$$

$$\boldsymbol{f2 = \frac{1}{2\pi CrRr1} = \frac{1}{2\pi CE(RE + RE1)} = 10KHz\ \ Ec.4}$$

$$\boldsymbol{f3 = 1MHz = \frac{1}{2\pi CERE1}\ Ec.5}$$

Relacionando la Ec. 3 y Ec. 4, igualando por Cr, queda:

$$\boldsymbol{Cr = \frac{1}{2\pi 100Hz(Rr1 + Rr)} = \frac{1}{2\pi 10KHzRr1} \Rightarrow Rr1 = \frac{Rr}{99}\ \ Ec.6}$$

Para el diseño, se adopta Rr>> ZsAO; luego de la Ec.1 se despeja RE.
Utilizando la Ec.6 se despeja Rr1 y de la Ec.2, se obtiene RE1.
Con los valores de los componentes ya calculado y utilizando la Ec. 4, se despeja CE. Con igual criterio de la Ec. 4, se despeja Cr.

Por ejemplo: se adopta **Rr= 100KΩ**, resultando los siguientes valores para el resto de los componentes:
RE=100KΩ, Rr1=1.01 KΩ, RE1=1.01 KΩ, CE=157 pF y Cr=15.7 µF.

b)

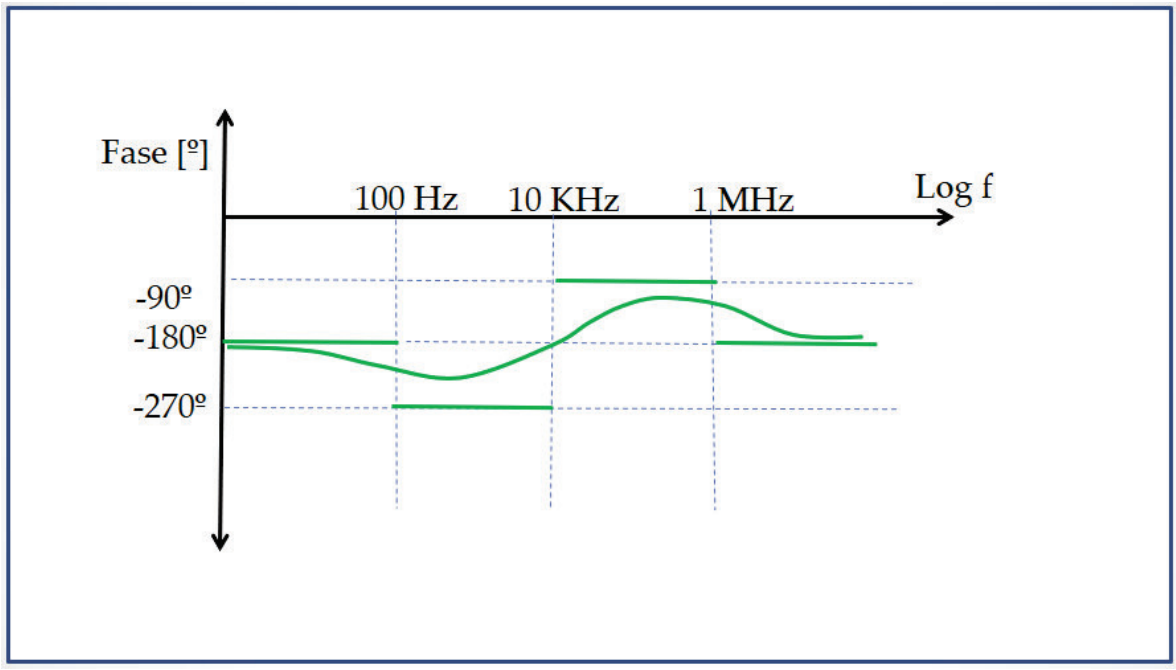
Siendo:

$$Av = -\frac{Zr}{Ze} = -\frac{Rr(1 + j\omega CrRr1)[1 + j\omega(RE + RE1)CE]}{RE[1 + j\omega Cr(Rr + Rr1)](1 + j\omega CERE1)}$$

La fase será:

$$\boldsymbol{\phi}[^\circ] = -\mathbf{180^o} + \boldsymbol{arctang2\pi fCr}\mathbf{Rr1} + \boldsymbol{arctang2\pi fCE}(\mathbf{RE} + \mathbf{RE1}) - \boldsymbol{arctang2\pi fCr}(\boldsymbol{Rr} + \mathbf{Rr1}) - \boldsymbol{arctang2\pi fCE}\mathbf{RE1}$$

Graficando:



Problema 20

Diseñar un filtro de Bessel de 4to orden para filtrar la señal de ECG, en la señal de volumen respiratorio. La frecuencia del filtro debe ser de 3.5 Hz.

Solución:

Se propone construir el filtro de 4to orden, en la estructura Sallen Key. Se conectan en cascada dos filtros pasa bajo de segundo orden y se calcula los componentes a través de las ecuaciones, tal como se detallaron en el problema N° 14.
Los valores de los coeficientes: a1, b1, a2 y b2; para la respuesta optimizada de Bessel son los siguientes:

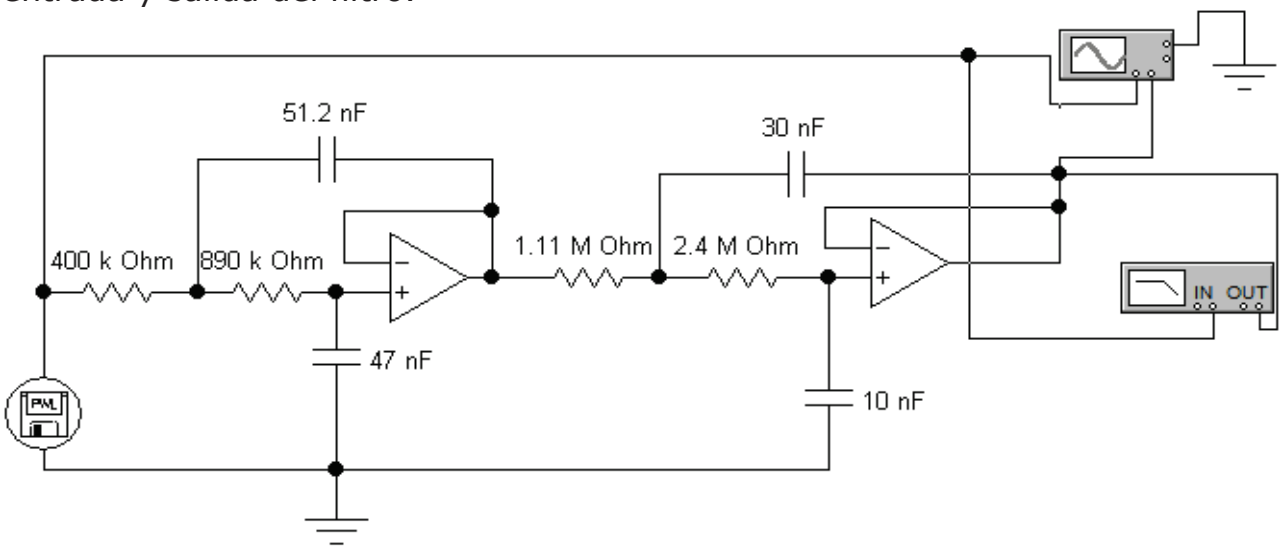
$$a1 = 1.3397\,,\ \ b1 = 0.4889\,, a2 = 0.7743\ y\ \ b2 = 0.3890$$

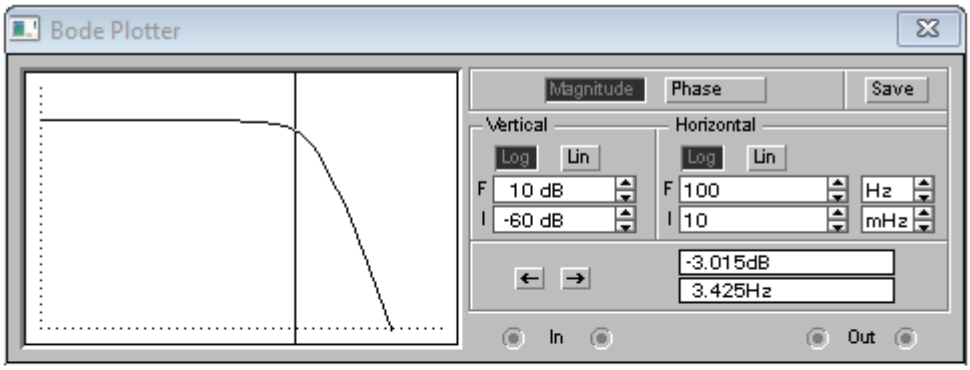
Resultando el siguiente diseño:

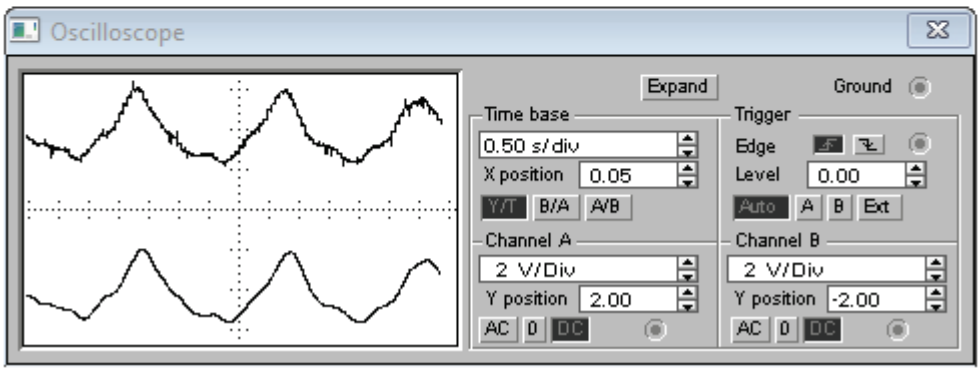
Para el diseño de la primera etapa se adopta **C11=47nF** y se calcula C21 ≥ 51.21. Se adopta C21=51.2nF. Los valores de las resistencias resultan: **R11=400 KΩ** y **R21=890 KΩ.**

Para el diseño de la segunda etapa se adopta **C12=10nF** y se calcula C12, resultando ≥ 25.9 nF. Se adopta **C12=30 nF.** Los valores de las resistencias resultan: **R12= 1.1MΩ** y **R22=2.4 MΩ.**

A continuación, se hace la simulación del filtro utilizando una señal de volumen respiratorio que contiene a la señal de ECG. Puede apreciarse en la respuesta en frecuencia, la frecuencia de corte del filtro y en el osciloscopio las señales de entrada y salida del filtro.







Realimentación

La realimentación tanto negativa como la positiva es una técnica habitualmente utilizada en los sistemas electrónicos. Particularmente la realimentación negativa se caracteriza por sus amplias ventajas y su utilización otorga aplicaciones lineales. La realimentación positiva se utiliza en los osciladores y comparadores. En esta sección se resolverán problemas con realimentación positiva, en particular en la aplicación con los comparadores.

Para la comprensión de la resolución de los problemas, se requiere:

- Comprender los conceptos de la realimentación negativa y positiva.
- Conocer los diferentes tipos de conexiones de realimentación negativa.
- Reconocer la realimentación predominante, en aplicaciones de multiples realimentaciones.
- Identificar la aplicación de las redes de realimentación en las diversas configuraciones con el AO.
- Seleccionar el AO adecuado para la aplicación, en base sus especificaciones.
- Conocer y comprender los conceptos referidos a los comparadores, de lazo abierto y realimentados positivamente.

Cuestionario 9

1) La fracción de realimentación β
   a) Generalmente es menor que 1
   b) Generalmente es mayor que 1
   c) Puede ser igual a 1
   d) No puede ser igual a 1
   e) Las opciones a) y c) son válidas.
2) La ganancia de tensión en lazo abierto es igual a
   a) La ganancia con realimentación negativa
   b) La ganancia diferencial de tensión del amplificador operacional
   c) La ganancia de lazo cerrado, cuando β es igual a 1
   d) La ganancia de lazo cerrado en frecuencia unidad
3) Cuando un circuito posee realimentación positiva y negativa, la realimentación resultante será:
   a) La que otorga mayor β
   b) La que verifica que el producto de A_{OL}. β =1
   c) La que otorga menor β
   d) Ninguna opción es válida.
4) Cuando un circuito posee realimentación hacia:
   a) La entrada inversora en contrafase con la señal de la otra entrada, la realimentación resulta negativa.
   b) La entrada no inversora en fase con la señal de la otra entrada, la realimentación resulta positiva
   c) La entrada inversora en fase con la señal de la otra entrada, la realimentación resulta negativa.
   d) La entrada no inversora en contrafase con la señal de la otra entrada, la realimentación resulta positiva
   e) Las opciones c) y d), son correctas
5) La realimentación se introduce en forma deliberada, para lograr:
   a) Estabilidad en la ganancia de lazo cerrado, cuando es negativa.
   b) Disminuir el efecto de variaciones de la A_{OL}, con la realimentación positiva.
   c) Un circuito oscilador, cuando se realimenta positivamente.
   d) Disminuir el efecto de variaciones en los parámetros de los elementos pasivos, con la realimentación negativa.
   e) Las opciones a) y c), son válidas
6) Cuando se realimenta un circuito, se logra:
   a) Corregir las alinealidades de los elementos activos, siempre que β >1
   b) Estabilidad en la ganancia de lazo cerrado, siempre que (1+Ala. β) <1
   c) Un circuito oscilador, cuando A β=-1
   d) Disminuir el efecto de variaciones en los parámetros de los elementos pasivos, con la realimentación negativa.
   e) Las opciones a) y b), son válidas
7) Cuando la realimentación es:
   a) Positiva, la ganancia de lazo cerrado es menor que la ganancia de lazo abierto
   b) Negativa, la ganancia de lazo cerrado es menor que la ganancia de lazo abierto

c) Positiva, la ganancia de lazo cerrado es mayor que la ganancia de lazo abierto
d) Negativa, la ganancia de lazo cerrado es mayor que la ganancia de lazo abierto
e) Las opciones b) y c), son válidas.

8) Cuando un circuito tiene presente dos lazos de realimentación hacia las entradas Inversoras y No inversora:
a) La ganancia de lazo cerrado será menor que la ganancia de lazo abierto, si predomina la realimentación positiva.
b) La realimentación preponderante será la que otorgue menor (Ala. β), independiente de las entradas.
c) La salida dependerá del signo de la tensión diferencial, cuando predomina la realimentación positiva.
d) La realimentación preponderante será negativa, cuando la ganancia del lazo del lazo de realimentación de la entrada inversora sea <1.

9) Si la realimentación es:
a) Positiva, se mantiene el ancho de banda del sistema realimentado
b) Negativa, se aumenta el ancho de banda del sistema realimentado
c) Positiva, se aumenta el ancho de banda del sistema realimentado
d) Negativa, se disminuye el ancho de banda del sistema realimentado
e) Las opciones a) y b), son válidas.

10) Uno de los efectos que causa la realimentación:
a) Positiva, es que se aumenta el ruido (disminuye la relación señal/ruido)
b) Negativa, es que reduce la distorsión no lineal.
c) Positiva, es que aumenta la impedancia de entrada.
d) Negativa, es que mejora la estabilidad del amplificador
e) La opción c), es incorrecta.

11) Cuando se toma una muestra de la salida y se la lleva hacia la entrada,
a) Si se aumenta la señal de entrada original, entonces la realimentación es negativa
b) Si se refuerza la señal de entrada original, entonces la realimentación es positiva
c) Si se atenúa la señal de realimentación, entonces la realimentación es negativa
d) Las opciones b) y c), son correctas

12) Cuando se toma una fracción de la salida y se la lleva hacia la entrada,
a) Si se atenúa la señal de entrada original, entonces la realimentación es negativa
b) Si se refuerza la señal de realimentación, entonces la realimentación es positiva
c) Si se atenúa la señal de entrada original, entonces la realimentación es positiva
d) Si se refuerza la señal de entrada original, entonces la realimentación es negativa

13) La realimentación:
a) Negativa conduce a una ganancia de lazo cerrado, igual a la inversa de la función de transferencia de realimentación.

b) Negativa conduce a una ganancia de lazo cerrado, directamente proporcional a la ganancia de lazo abierto
c) Positiva permite aumentar proporcionalmente la ganancia de lazo abierto.
d) Las opciones a) y c), son correctas.

14) Cuando a un circuito se lo realimenta:
a) En forma Negativa, conduce a una ganancia de lazo cerrado directamente proporcional a la ganancia de lazo abierto
b) Adicionalmente de forma Positiva, es para aumentar la ganancia efectiva de la realimentación negativa
c) En forma Positiva, se logra independencia de los parámetros de los elementos activos
d) Las opciones b) y c), son correctas.

15) Con realimentación negativa, el producto de A_{OL}. β
a) Es generalmente mucho menor que 1
b) Es generalmente mucho mayor que 1
c) Puede ser igual a 1
d) Está entre 0 y 1

16) La realimentación negativa:
a) Desestabiliza la ganancia del sistema, haciéndolo trabajar en la zona lineal
b) Reduce la ganancia de lazo abierto
c) Hace que la salida pueda admitir sólo dos valores de tensión.
d) Ninguna opción es válida

17) Si la ganancia ALa sufriese una variación relativa del 5% o de 20000 partes por millón (ppm), la ganancia de lazo cerrado ALc sufriría una variación relativa:
a) Similar, del 5% también.
b) De 0 ppm porque Alc no depende de ALa y no variaría por tanto.
c) De 2 ppm
d) Ninguna opción es válida

18) ¿Qué produce en general una igualdad de tensiones virtual en las entradas de un amplificador operacional?
a) Que el AO esté realimentado positivamente.
b) Que el AO esté realimentado negativamente.
c) La realimentación negativa, pero sólo en configuración inversora.
d) La realimentación negativa, pero sólo si la configuración es no-inversora.

19) Para un AO, cuya AOL es de 100dB y una fcLa de 50Hz, la frecuencia de corte de lazo cerrado en configuración de seguidor de tensión y amplificador con ganancia:
a) 10 son respectivamente, 50MHz y 5MHz.
b) 100 son respectivamente, 500KHz y 5KHz.
c) 100 son respectivamente, 5MHz y 50KHz.
d) En la configuración en seguidor de tensión no existe frecuencia de corte.

20) Con realimentación negativa, el ancho de banda de lazo cerrado es igual a:
a) f_{unidad}
b) $f_{unidad\ /\ ALc}$
c) $f_{unidad\ /\ ALa}$
d) f_{cLa}

21) Si la ganancia A_{La} sufriese una variación relativa del 10%, la ganancia de lazo cerrado A_{Lc} sufriría una variación relativa:

a) Similar, del 10% también.
b) Muy baja, casi despreciable
c) Baja o alta, dependiendo de β
d) Ninguna de las anteriores

22) ¿Cuántos tipos de realimentación negativa existen?
a) Una
b) Dos
c) Tres
d) Cuatro

23) Con realimentación negativa, la tensión entre los terminales de entrada de un AO es:
a) Igual a cero
b) A_{La}. β
c) Impredecible, porque depende la configuración circuital
d) Igual a la tensión de entrada

24) Cuando un AO no está saturado, las tensiones en las entradas no inversora e inversora son:
a) Casi iguales
b) Muy diferentes
c) Iguales a la tensión de salida
d) Impredecible, porque depende del circuito.

25) En el amplificador Inversor, el tipo de realimentación es:
a) De corriente con entrada serie
b) De voltaje con entrada paralelo
c) De corriente con entrada paralelo
d) De voltaje con entrada serie

26) En el amplificador No Inversor, el tipo de realimentación es:
a) De corriente con entrada serie
b) De voltaje con entrada paralelo
c) De corriente con entrada paralelo
d) De voltaje con entrada serie

27) La impedancia de entrada de un circuito amplificador inversor realizado con un AO es
a) Infinita
b) Zla .$(1+A_{OL}\ \beta)$
c) Zla /$(1+A_{OL}\ \beta)$
d) Igual a la resistencia conectada en la señal de entrada del circuito

28) En el amplificador C-C con polarización de realimentación por emisor, el tipo de realimentación es:
a) De corriente con entrada serie
b) De voltaje con entrada serie
c) De corriente con entrada paralelo
d) De voltaje con entrada paralelo

29) La impedancia de salida de un circuito amplificador inversor realizado con un AO es:
a) Infinita en el caso ideal
b) Cero, si se considera al AO ideal
c) Zla(1+β)

d) Igual a la resistencia de la realimentación

30) En el amplificador operacional en configuración No Inversora
   a) Se cumple siempre, que la frecuencia de corte del amplificador realimentado es igual a la fu.
   b) El producto ganancia por ancho de banda, aumenta en el factor (1+β)
   c) El ancho de banda del amplificador realimentado, es mayor que el del amplificador sin realimentar.
   d) La frecuencia de corte del amplificador realimentado, es menor que sin realimentar.

31) En el amplificador E-C con polarización de realimentación por emisor, el tipo de realimentación es:
   a) De corriente con entrada serie
   b) De voltaje con entrada serie
   c) De corriente con entrada paralelo
   d) De voltaje con entrada paralelo

32) En el amplificador E-C con polarización de realimentación por colector, el tipo de realimentación es:
   a) De corriente con entrada serie
   b) De voltaje con entrada serie
   c) De corriente, porque se sensa la IC con entrada paralelo
   d) De voltaje con entrada paralelo

33) En una fuente de tensión controlada por tensión, con AO en configuración No Inversora el tipo de realimentación es:
   a) De corriente con entrada serie
   b) De voltaje con entrada serie
   c) De corriente con entrada paralelo
   d) De voltaje con entrada paralelo

34) En una fuente de corriente controlada por corriente, la realimentación es:
   a) Similar, a la de FC controlada por tensión.
   b) De corriente con entrada serie
   c) De voltaje con entrada paralelo
   d) De corriente con entrada paralelo

35) En una fuente de tensión controlada por tensión, con AO en configuración Inversora el tipo de realimentación es:
   a) De corriente con entrada serie
   b) De voltaje con entrada serie
   c) De corriente con entrada paralelo
   d) De voltaje con entrada paralelo

36) En un amplificador con realimentación de voltaje con entrada serie, la función de transferencia β vale:
   a) Vf/If
   b) If/Vo
   c) If/Io
   d) Vf/Vo
   e) Vf/Io

37) En un circuito realimentado con entrada serie y realimentación de voltaje, las variables que se sensan y suman, son:
   a) Vo y Vf, respectivamente

b) Vo e If, respectivamente
c) Io y Vf, respectivamente
d) Io e If, respectivamente

38) En un circuito realimentado con entrada paralelo y realimentación de voltaje, las variables que se sensan y suman, son:
a) Vo y Vf, respectivamente
b) Vo e If, respectivamente
c) Io y Vf, respectivamente
d) Io e If, respectivamente

39) En un circuito realimentado con entrada serie y realimentación de corriente, las variables que se sensan y suman, son:
a) Vo y Vf, respectivamente
b) Vo e If, respectivamente
c) Io y Vf, respectivamente
d) Io e If, respectivamente

40) En un circuito realimentado con entrada paralelo y realimentación de corriente, las variables que se sensan y suman, son:
a) Vo y Vf, respectivamente
b) Vo e If, respectivamente
c) Io y Vf, respectivamente
d) Io e If, respectivamente

41) En una fuente de tensión controlada por corriente, el tipo de realimentación es:
a) De corriente con entrada serie
b) De voltaje con entrada serie
c) De corriente con entrada paralelo
d) De voltaje con entrada paralelo

42) Un amplificador con realimentación de voltaje con entrada serie, no proporciona tensión de salida. Una posible avería sería:
a) No hay tensión de alimentación negativa
b) La resistencia de realimentación está cortocircuitada
c) No hay tensión de realimentación
d) La resistencia de carga está en circuito abierto

43) En un amplificador con realimentación de voltaje con entrada paralelo, cualquier disminución de la ganancia de tensión en lazo abierto produce un incremento de la:
a) Tensión de salida
b) Corriente de realimentación
c) Tensión de entrada
d) Ninguna opción es correcta

44) Con realimentación positiva:
a) $A_{OL}.\ \beta >> 1$
b) $A_{OL}.\ \beta < 0$
c) $A_{OL}.\ \beta = -1$
d) $A_{OL}.\ \beta > -1$

45) Cuando se realimenta en forma positiva:
a) $A_{OL}.\ \beta << 1$
b) $A_{OL}.\ \beta > 0$
c) $A_{OL}.\ \beta = -1$

d) Ninguna opción es correcta

46) La realimentación positiva se la utiliza en circuitos:
   a) Automatizados
   b) Osciladores.
   c) Comparadores a lazo abierto.
   d) Ninguna opción es del todo válida.

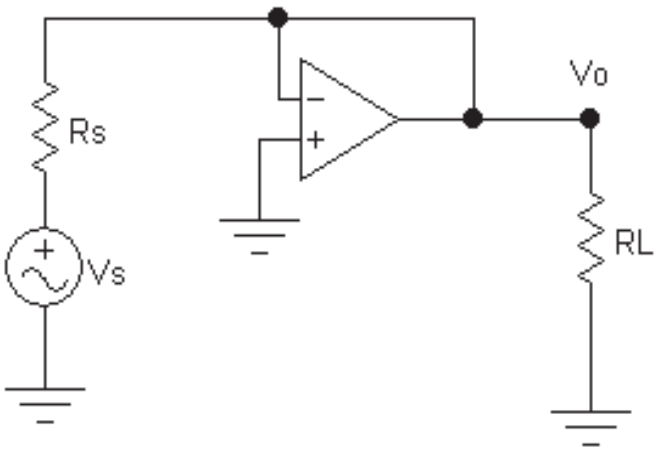
47) La realimentación positiva logra:
   a) Reforzar la ganancia en circuitos realimentados negativamente.
   b) Oscilaciones de alta frecuencia, porque aumenta el ancho de banda.
   c) Muchas desventajas, por esa razón rara vez se la usa.
   d) Mejoras en bajas frecuencias.

48) La realimentación positiva:
   a) Se la suele utilizar para reducir el ruido en los amplificadores.
   b) Cuando es de tensión, atenúa la ganancia de lazo abierto.
   c) Aumenta el ancho de banda del sistema.
   d) Ninguna opción es válida.

49) La realimentación positiva produce el efecto de:
   a) Conducir a inestabilidades y auto-oscilaciones.
   b) Disminuir la relación señal/ruido
   c) Mantener la restricción del punto de suma
   d) Ninguna opción es válida

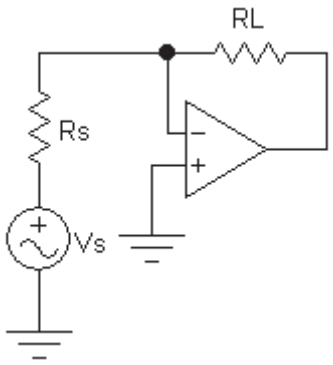
50) Las aplicaciones de la realimentación positiva,
   a) Producen siempre circuitos astables.
   b) Producen funcionamiento lineal y no lineal, dependiendo de su diseño.
   c) Son ampliamente usadas para aumentar el ancho de banda.
   d) Ninguna opción es válida

51) Indique el tipo de realimentación que presenta el siguiente circuito:



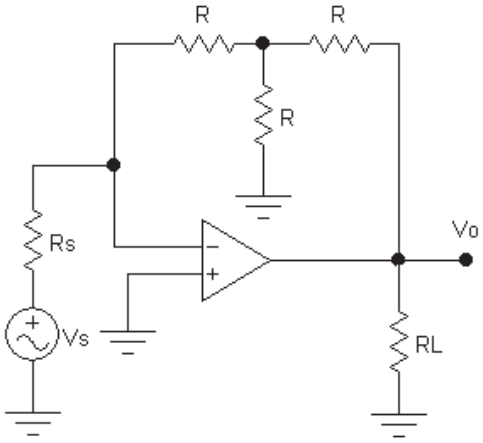
   a) Realimentación de voltaje, con entrada serie
   b) Realimentación de voltaje, con entrada paralelo
   c) Realimentación de corriente, con entrada serie
   d) Realimentación de corriente, con entrada paralelo

52) Indique el tipo de realimentación que presenta el siguiente circuito:



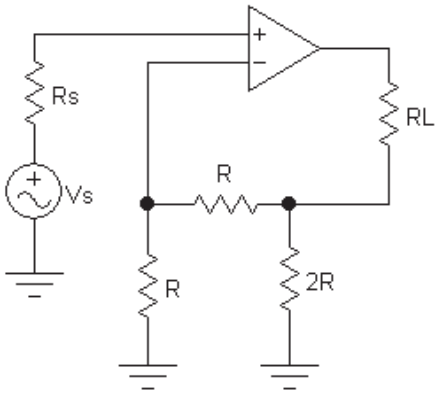
a) Realimentación de voltaje, con entrada serie
b) Realimentación de voltaje, con entrada paralelo
c) Realimentación de corriente, con entrada serie
d) Realimentación de corriente, con entrada paralelo

53) Indique el tipo de realimentación que presenta el siguiente circuito:



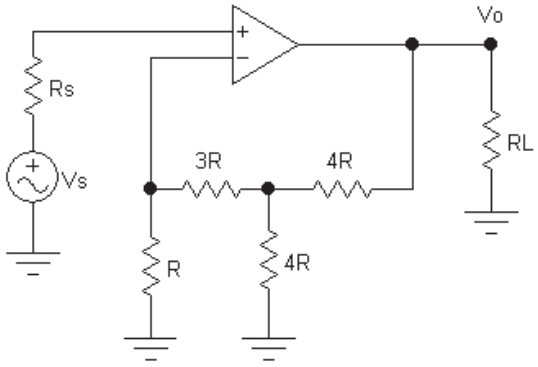
a) Realimentación de voltaje, con entrada serie
b) Realimentación de voltaje, con entrada paralelo
c) Realimentación de corriente, con entrada serie
d) Realimentación de corriente, con entrada paralelo

54) Indique el tipo de realimentación que presenta el siguiente circuito:



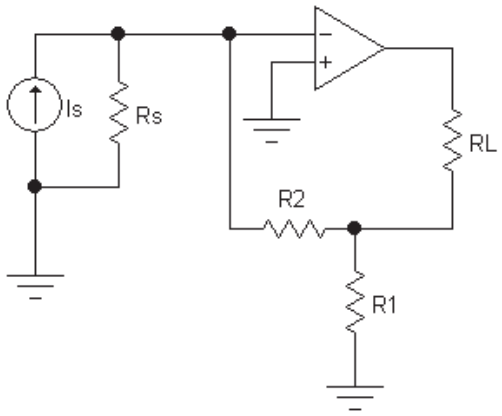
a) Realimentación de voltaje, con entrada serie
b) Realimentación de voltaje, con entrada paralelo
c) Realimentación de corriente, con entrada serie
d) Realimentación de corriente, con entrada paralelo

55)Indique el tipo de realimentación que presenta el siguiente circuito:



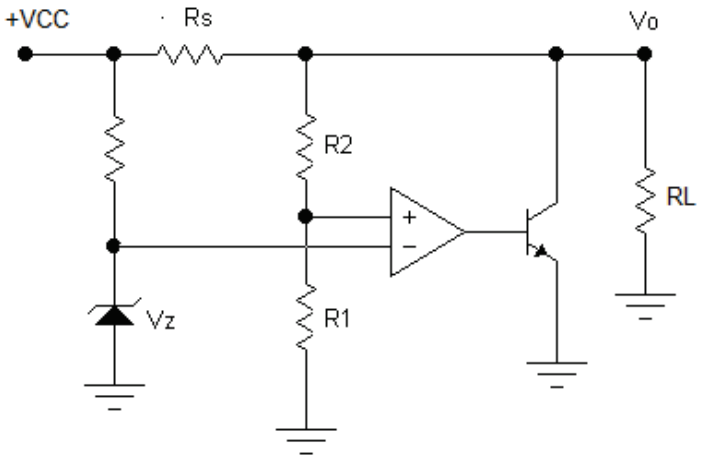
a) Realimentación de voltaje, con entrada serie
b) Realimentación de voltaje, con entrada paralelo
c) Realimentación de corriente, con entrada serie
d) Realimentación de corriente, con entrada paralelo

56)Indique el tipo de realimentación que presenta el siguiente circuito:



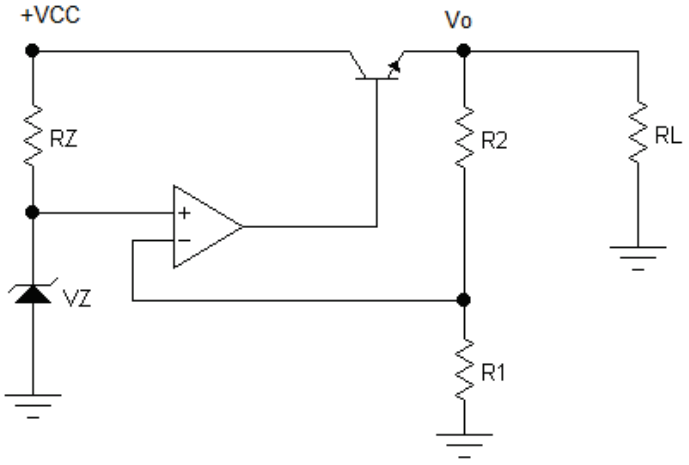
a) Realimentación de voltaje, con entrada serie
b) Realimentación de voltaje, con entrada paralelo
c) Realimentación de corriente, con entrada serie
d) Realimentación de corriente, con entrada paralelo

57)Indique el tipo de realimentación que presenta el siguiente circuito:



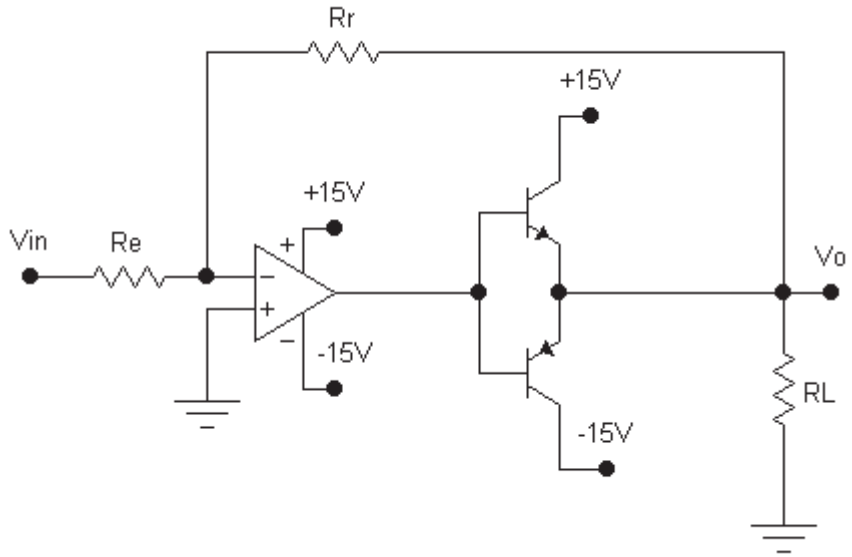
a) Realimentación de voltaje, con entrada serie
b) Realimentación de voltaje, con entrada paralelo
c) Realimentación de corriente, con entrada serie
d) Realimentación de corriente, con entrada paralelo

58) Indique el tipo de realimentación que presenta el siguiente circuito:



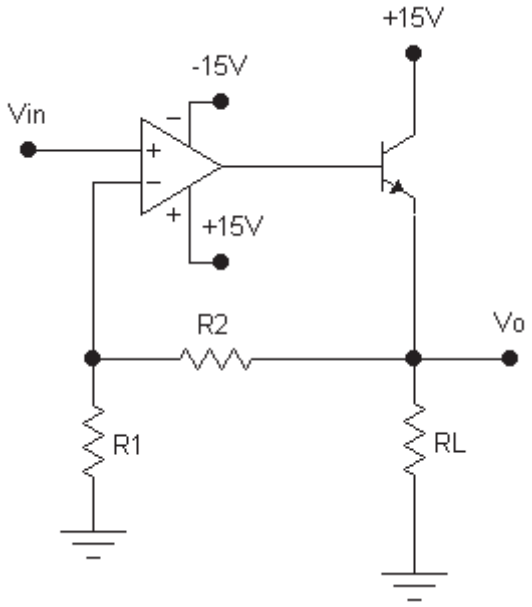
a) Realimentación de voltaje, con entrada serie
b) Realimentación de voltaje, con entrada paralelo
c) Realimentación de corriente, con entrada serie
d) Realimentación de corriente, con entrada paralelo

59) Indique el tipo de realimentación que presenta el siguiente circuito:



a) Realimentación de voltaje, con entrada serie
b) Realimentación de voltaje, con entrada paralelo
c) Realimentación de corriente, con entrada serie
d) Realimentación de corriente, con entrada paralelo

60) Indique el tipo de realimentación que presenta el siguiente circuito:



a) Realimentación de voltaje, con entrada serie
b) Realimentación de voltaje, con entrada paralelo
c) Realimentación de corriente, con entrada serie
d) Realimentación de corriente, con entrada paralelo

61) La tensión de salida de un disparador de Schmitt es
a) Una tensión en nivel bajo
b) Una tensión en nivel alto
c) Cualquiera de las dos, una tensión en nivel bajo o en nivel alto
d) Una señal sinusoidal

62) La histéresis evita disparos falsos asociados con
a) Una entrada sinusoidal
b) Tensiones de ruido no deseadas
c) Capacidades parásitas
d) Los puntos de conmutación

63) Cuando una señal sinusoidal excita un disparador de Schmitt, la salida es una
a) Señal rectangular
b) Señal triangular
c) Señal sinusoidal rectificada
d) Series de rampas

64) Cuando la entrada es una señal triangular, el ancho del pulso de la salida de un comparador de LA:
a) Disminuye cuando disminuye el umbral de comparación
b) Aumenta cuando aumenta la frecuencia de la señal
c) No cambia con la señal de entrada, solo con el umbral de comparación
d) Ninguna opción es válida

65) Un comparador con un punto de conmutación de cero volts, se llama algunas veces:
a) Detector de umbral positivo
b) Detector de cruce por cero
c) Detector de límite negativo
d) Detector de polaridad

66) Un disparador de Schmitt, utiliza:

a) Realimentación positiva
b) Realimentación negativa
c) Condensadores de compensación
d) Resistencias de salida a masa.

67) Un disparador Schmitt:
a) Es un detector de cruce por cero
b) Tiene dos puntos de conmutación
c) Produce señales triangulares de salida
d) Está diseñado para dispararse por tensiones de ruido

68) El punto de conmutación de un comparador es la tensión de la entrada que causa:
a) La oscilación del circuito
b) La detección de pico de la señal de entrada
c) La conmutación de estados en la salida
d) Que se fije los valores extremos de la salida

69) Un comparador ventana:
a) Tiene solamente un único umbral
b) Utiliza la histéresis para acelerar la respuesta
c) Recorta la entrada positivamente
d) Detecta cuándo la tensión de entrada está entre dos límites

70) En un circuito no lineal con amplificador operacional:
a) El amplificador operacional nunca se satura
b) El lazo de realimentación nunca se abre
c) La señal de salida es la misma que la de entrada
d) El amplificador operacional puede saturar

71) Si se utiliza un comparador para convertir una onda triangular de 10 Vpp y 1KHz de frecuencia, en una rectangular, siendo el nivel de referencia de 1V, entonces la duración del pulso en alto es de:
a) 20mseg
b) 5 μseg
c) 400 μseg
d) Ninguna opción es válida

72) En un comparador con histéresis, la salida:
a) Es siempre la tensión de saturación
b) Puede limitarse con zeners para aumentar el lazo de histéresis
c) Es siempre los umbrales de alimentación
d) Puede ser menor que la tensión de saturación, para disminuir el tiempo de conmutación
e) Las opciones b) y c), son válidas

73) En un comparador, la tensión diferencial:
a) Se limita cuando se realimenta
b) Se auto limita en los puntos de conmutación
c) Vale la opción b) siempre que sea un comparador de lazo cerrado
d) Es conveniente limitarla, para proteger el AO

74) Si se utiliza un comparador para convertir una onda triangular de 20 Vpp y 10KHz de frecuencia, en una rectangular, siendo el nivel de referencia de 2V, entonces la duración del pulso en bajo es de:

a) 100mseg
b) 40µseg
c) 200 µseg
d) 60 µseg

75) En los comparadores de lazo cerrado en configuración no inversora, en la conmutación:
a) La impedancia de entrada es R1+Rp (realimentación)
b) La impedancia de entrada es R1
c) La ZeLa del AO
d) Es ZeLa/(1+B.Avla)
e) Ninguna opción es válida

76) La tensión de control en un Lazo de histéresis, en configuración NO-INV, está representado por:
a) La diferencia entre VEsi y VEno.
b) La diferencia entre las tensiones de saturación V+ y V-
c) Es (VEsi –Veno)/2
d) Ninguna opción es válida.

77) Los comparadores ventana, en relación a los disparadores Schmitt:
a) Son distintos en su función.
b) Sólo se diferencian en la realimentación
c) Sólo se diferencian en el número de AO que requieren.
d) Las opciones a) y c), son válidas

78) En los comparadores de lazo cerrado en configuración inversora, en la conmutación:
a) La impedancia de entrada es R1+Rp (realimentación)
b) La impedancia de entrada es R1
c) Es ZeLa.(1+B.Avla)
d) La impedancia de entrada es la del AO (amplificador operacional)

79) En los comparadores de lazo abierto en la configuración No inversora,
a) Si Vent > Vref, entonces la salida es V+.
b) Si Vent > Vref, entonces la salida es V-.
c) Si Vref > Vent, entonces la salida es V+.
d) Ninguna opción es válida

80) Los disparadores Schmitt con tensión de control, tienen la función de:
a) Cambiar el valor de VEsi y Veno
b) Cambiar el ancho del ciclo de histéresis.
c) Desplazar el ciclo de histéresis.
d) Las opciones a) y b), son válidas
e) Las opciones a) y c), son válidas

81) Si la señal de entrada tiene un ruido apreciable; conviene usar un comparador:
a) De lazo abierto.
b) Schmitt.
c) Ventana.
d) Las opciones b) y c), son correctas.
e) Ninguna opción es válida

82) La tensión de control en un disparador Schmitt, tiene la función de:
a) Desplazar VEsi.
b) Desplazar VEno.

c) Desplazar el lazo de histéresis.
d) Aumentar o disminuir el lazo de histéresis.

83) Un circuito comparador, es un sistema
a) Que trabaja en la zona No lineal y Lineal, dependiendo de vd
b) No Lineal
c) Que dependiendo si está realimentado o nó, puede considerarse alineal
d) Las opciones a) y c), son válidas.
e) Ninguna opción, es del todo válida

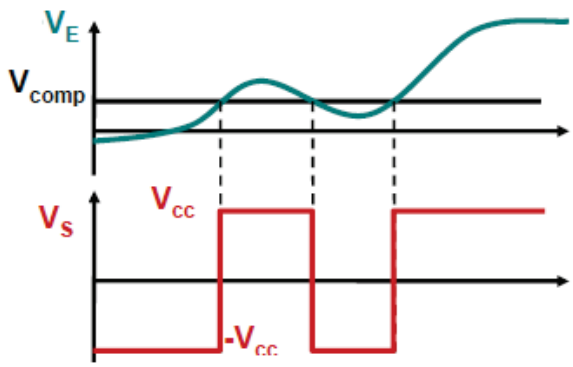
84) ¿Cómo se elimina el ruido en los comparadores?
a) Usando diodos en contra fase y resistencias limitadoras en la entrada del AO.
b) Usando un disparador Schmitt.
c) Usando una tensión de control apropiada.
d) Las opciones a) y b), son correctas.

85) En los comparadores de lazo abierto la tensión de referencia tiene la función de:
a) Cambiar la tensión de conmutación.
b) Cambiar el umbral de la tensión diferencial, según la configuración.
c) Las opciones a) y b) son correctas.
d) Ninguna de las opciones es correcta.

86) Señale la opción correcta
a) Los comparadores con histéresis asimétricos, son muy interesantes para eliminar ruido en entradas digitales
b) Los comparadores con histéresis, cumplen la misma función que un comparador ventana porque tiene dos puntos de conmutación
c) Los disparadores que se alimentan con alimentación asimétricas, desplazan el ciclo de histéresis
d) Si los umbrales de conmutación son asimétricos, es porque la alimentación del comparador es asimétrica.

87) La tensión diferencial en un comparador, debe limitarse cuando trabaja
a) A lazo abierto
b) Lazo abierto y cerrado
c) Con señales de entradas excesivas
d) Las opciones b) y c), son válidas

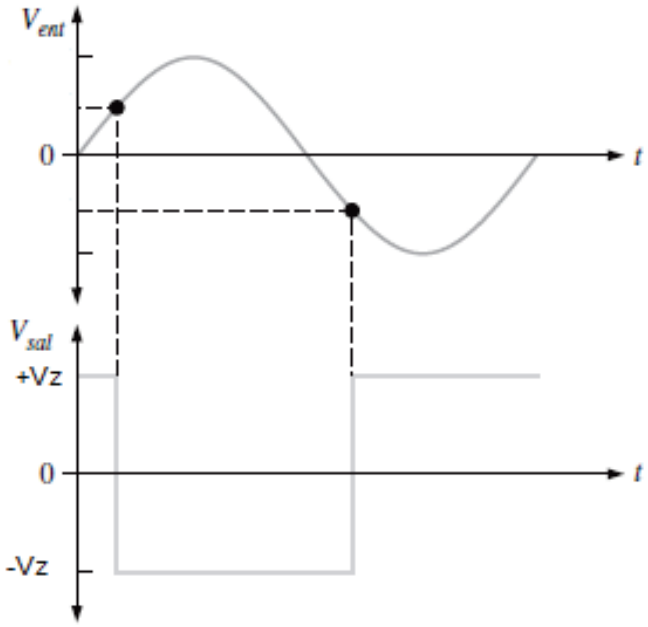
88) Las señales de entrada y salida dibujadas, corresponden a un circuito:



a) Comparador Schmitt, en configuración NO Inversora
b) Convertidor de forma de onda

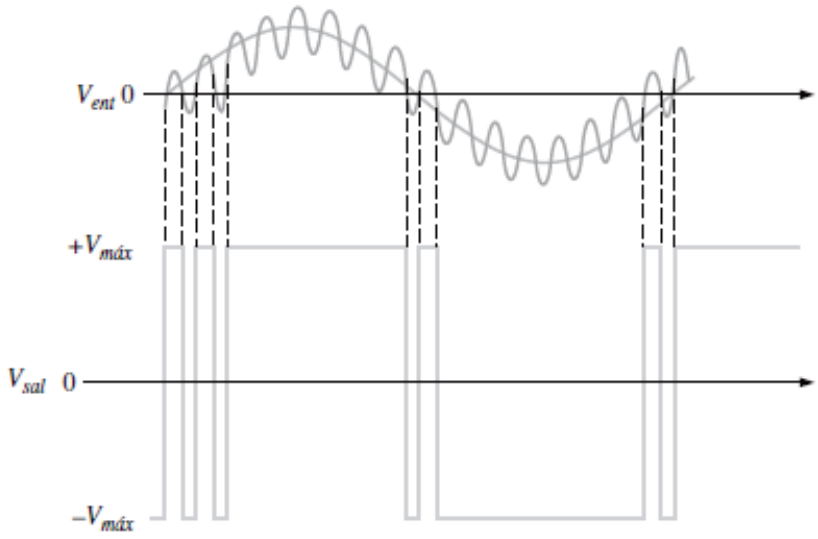
c) Comparador de cero
d) Comparador a lazo abierto, en configuración No Inversora

89) Las señales de entrada y salida dibujadas, corresponden a un circuito:



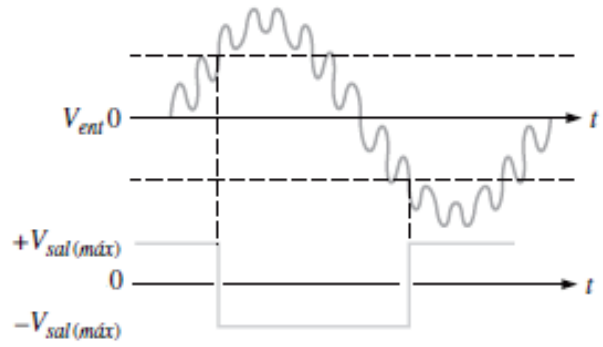
a) Comparador Schmitt, en configuración Inversora
b) Comparador a lazo abierto, en configuración No Inversora
c) Comparador de cero
d) Comparador a lazo abierto, en configuración No Inversora

90) Las señales de entrada y salida dibujadas, corresponden a un circuito:



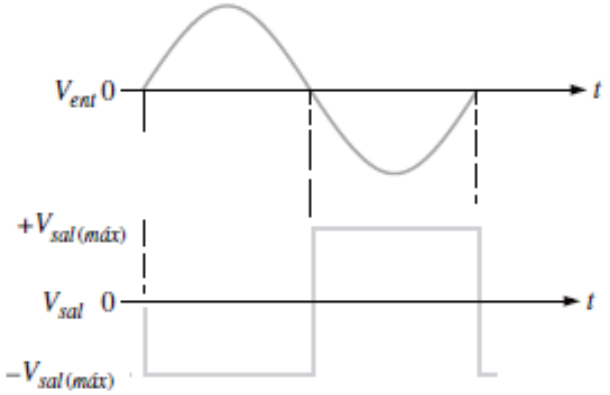
a) Comparador Schmitt, en configuración Inversora
b) Comparador Schmitt, en configuración No Inversora
c) Comparador de cero
d) Comparador a lazo abierto, en configuración Inversora

91) Las señales de entrada y salida dibujadas, corresponden a un circuito:



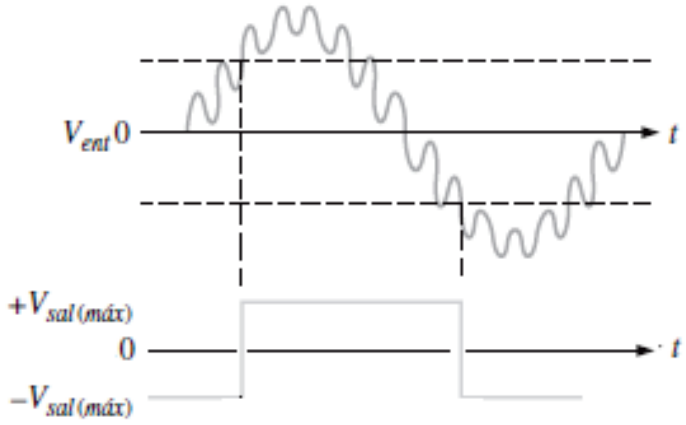
a) Comparador Schmitt, en configuración Inversora
b) Comparador Schmitt, en configuración No Inversora
c) Comparador de cero
d) Comparador a lazo abierto, en configuración Inversora

92) Las señales de entrada y salida dibujadas, corresponden a un circuito:



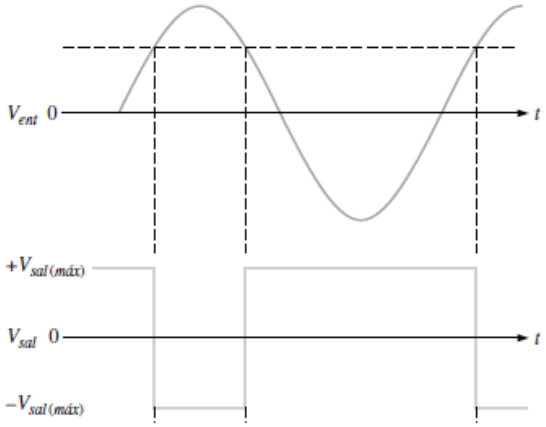
a) Comparador Schmitt, en configuración Inversora
b) Comparador Schmitt, en configuración No Inversora
c) Comparador de cero, en configuración Inversora
d) Comparador de cero, en configuración No Inversora

93) Las señales de entrada y salida dibujadas, corresponden a un circuito:



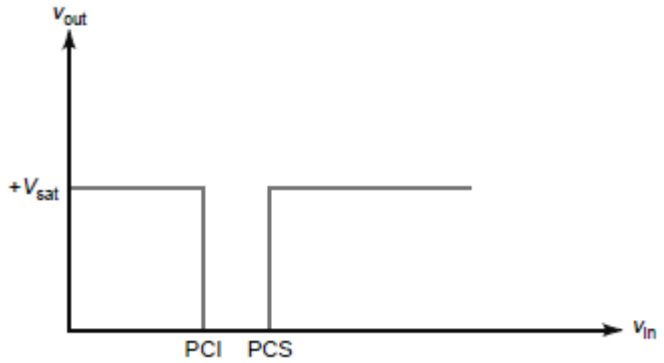
a) Comparador Schmitt, en configuración Inversora
b) Comparador Schmitt, en configuración No Inversora
c) Comparador de cero
d) Comparador a lazo abierto, en configuración No Inversora

94) Las señales de entrada y salida dibujadas, corresponden a un circuito:



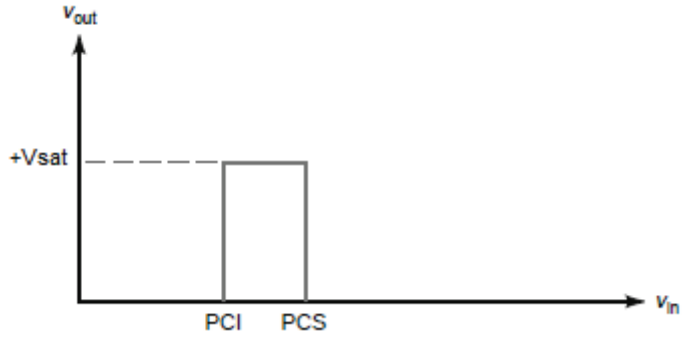
a) Comparador Schmitt, en configuración Inversora
b) Comparador lazo abierto, en configuración No Inversora
c) Comparador de cero
d) Comparador a lazo abierto, en configuración Inversora

95) La siguiente función de transferencia, corresponden a un circuito:



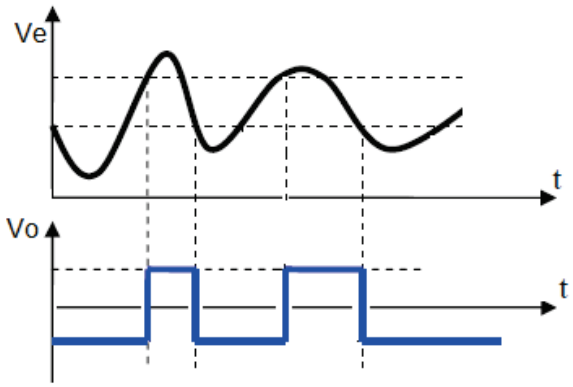
a) Comparador Schmitt, en configuración Inversora
b) Comparador lazo abierto, en configuración No Inversora
c) Comparador de cero
d) Comparador ventana Inversor

96) La siguiente función de transferencia, corresponden a un circuito:



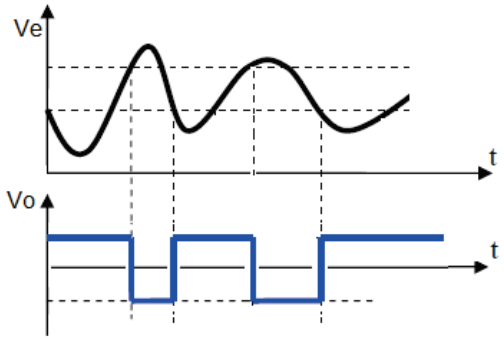
a) Comparador Schmitt, en configuración Inversora
b) Comparador lazo abierto, en configuración No Inversora
c) Comparador de cero
d) Comparador ventana No Inversor

97) Las señales de entrada y salida dibujadas, corresponden a un circuito:



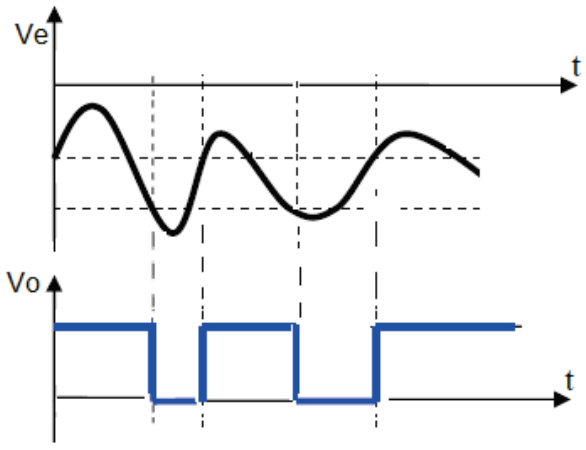
a) Comparador Schmitt centrado, en configuración Inversora
b) Comparador lazo abierto, en configuración No Inversora
c) Comparador Schmitt desplazado, en configuración No Inversora
d) Comparador ventana No Inversor

98) Las señales de entrada y salida dibujadas, corresponden a un circuito:



a) Comparador Schmitt centrado, en configuración Inversora
b) Comparador lazo abierto, en configuración No Inversora
c) Comparador Schmitt desplazado, en configuración Inversora
d) Comparador ventana No Inversor

99) Las señales de entrada y salida dibujadas, corresponden a un circuito:



a) Comparador Schmitt centrado, en configuración Inversora
b) Comparador lazo abierto, en configuración No Inversora
c) Comparador Schmitt desplazado, en configuración No Inversora
d) Comparador ventana No Inversor

Solución:

1) e)	18) b)	35) d)	52) d)	69) d)	86) a)
2) b)	19) c)	36) d)	53) b)	70) d)	87) d)
3) a)	20) b)	37) a)	54) c)	71) c)	88) d)
4) e)	21) b)	38) b)	55) a)	72) d)	89) a)
5) e)	22) d)	39) c)	56) d)	73) d)	90) c)
6) c)	23) a)	40) d)	57) a)	74) d)	91) a)
7) e)	24) a)	41) d)	58) a)	75) b)	92) c)
8) c)	25) b)	42) b)	59) b)	76) d)	93) b)
9) b)	26) d)	43) d)	60) a)	77) a)	94) d)
10) e)	27) d)	44) b)	61) c)	78) c)	95) d)
11) b)	28) b)	45) d)	62) b)	79) a)	96) d)
12) a)	29) b)	46) b)	63) a)	80) c)	97) c)
13) a)	30) c)	47) a)	64) d)	81) b)	98) c)
14) b)	31) a)	48) d)	65) d)	82) c)	99) c)
15) b)	32) d)	49) a)	66) a)	83) b)	
16) d)	33) b)	50) d)	67) b)	84) b)	
17) b)	34) d)	51) a)	68) c)	85) a)	

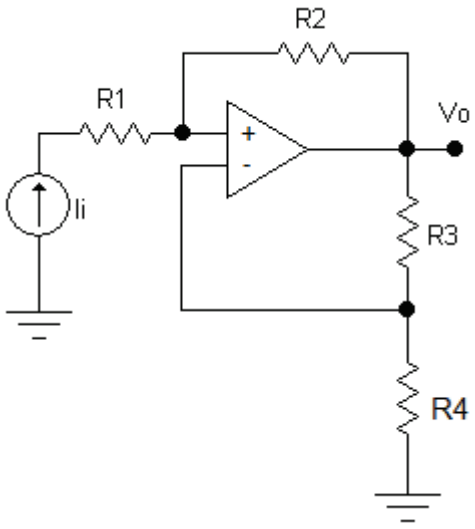
Problema 1

Para el siguiente esquema circuital:

d) Indique si la realimentación es positiva o negativa.

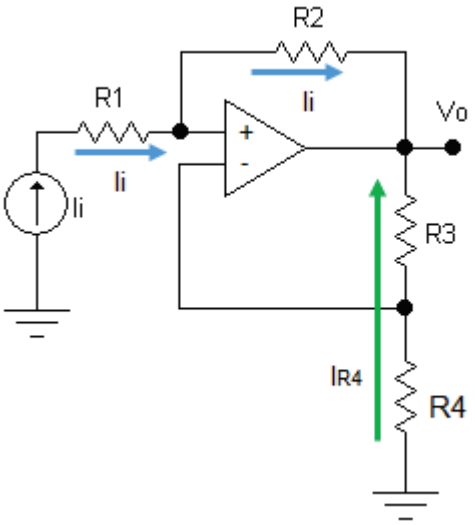
e) Indicar la/s función/es del circuito Justifique la/s funciones hallando IR4=f(Ii) y Vo=f(Ii).

f) Para realimentación negativa, con R4=RL y considerando IRL como variable de salida; indique el tipo de realimentación (voltaje ó corriente y entrada serie ó paralelo).



Solución:

a) Para determinar el tipo de realimentación, se analiza las tensiones de Vp y Vn determinando cual es la que predomina.



$$Vp = IiR2 - Vo \quad y \quad Vn = -\frac{R4}{R3+R4} * Vo$$

Analizando la fracción de realimentación de Vo, en Vp y Vn resulta:

$$-Vo < -\frac{R4}{R3+R4} * Vo$$

Por lo cual la realimentación negativa es la dominante y la aplicación es lineal. Entonces resulta Vp=Vn.

b)

Igualando Vp con Vn, se despeja Vo:

$$Vp = IiR2 - Vo = Vn = -\frac{R4}{R3+R4} * Vo \Rightarrow IiR2 = Vo\left(-\frac{R4}{R3+R4} + 1\right) = \frac{R3}{R3+R4} * Vo \Rightarrow$$

$$\boldsymbol{Vo = \left(\frac{R4}{R3} + 1\right) * R2 * Ii}$$

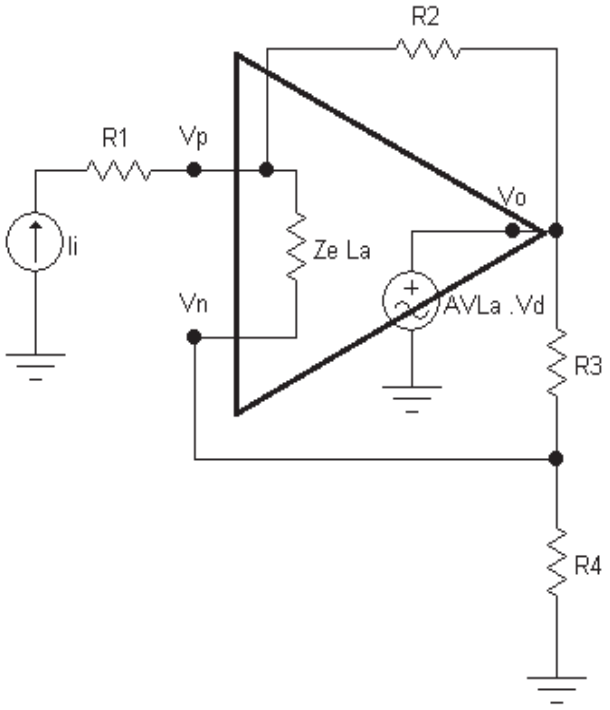
Esta ecuación indica que la función del circuito es la de un amplificador de tensión controlado por corriente, o también llamado convertidor de corriente en tensión.

Considerando la I_{R4} en la ecuación de Vo, resulta:

$$Vo = -I_{R4}(R3+R4) = \left(\frac{R4+R3}{R3}\right) * R2 * Ii \Rightarrow \boldsymbol{I_{R4} = -\frac{R2}{R3} Ii}$$

Siendo R4 la resistencia de carga, el circuito es una fuente de corriente controlada por corriente (independiente de la carga), o también un amplificador de corriente.

c) Para su análisis se considerará el siguiente esquema, reemplazando el A.O por su circuito equivalente:



$$Ii + Ir = Ie \;\; Ec.1$$

Siendo:

$$vd = Ie * Ze\ La \Rightarrow Ie = \frac{vd}{Ze\ La}$$

$$= \frac{Vo}{Av\ La * Ze\ La}$$

$$Ie = \frac{Il\ (R3+R4)}{Av\ La * Ze\ La}$$

$$Ir = \frac{(Vo - Vp)}{R2} = \frac{[Vo - (vd + Vn)]}{R2}$$

$$= \frac{\left[Il\ (R3+R4) - \frac{Il\ (R3+R4)}{Av\ La} - IlR4\right]}{R2}$$

Volviendo a la ecuación Ec.1:

$$Ii + Il\left[\frac{(R3+R4)}{R2} - \frac{(R3+R4)}{Av\ La * R2} - \frac{R4}{R2}\right] = \frac{Il\ (R3+R4)}{Av\ La * Ze\ La}$$

Considerando Av La y Ze la son muy elevadas, luego:

$$Ii + Il\left[\frac{(R3+R4)}{R2} - \frac{R4}{R2}\right] = 0 \Rightarrow \boldsymbol{Il} = -\frac{\boldsymbol{R2}}{\boldsymbol{R3}}\boldsymbol{Ii}$$

Considerando el circuito como una fuente de corriente, resulta ser IL la variable de salida. Esta corriente debe ser sensada para retroalimentarse y compararse con la Ii. Por lo cual, **la realimentación es de corriente con entrada en paralelo.**

Problema 2

Se desea construir un controlador proporcional con un valor de AP= 10 en base a un amplificador operacional. El mismo tiene las siguientes características:

- **Producto ganancia-ancho de banda de 5MHz.**
- **Rail-to-rail.**
- **Alimentación de ±12V.**
- **Slew rate de 6,5V/µs.**

e) Determina la frecuencia de corte superior.
f) La máxima variación de la tensión de entrada.
g) El ancho de banda de plena potencia del circuito.
h) Indicar si el AO disponible es apto para la aplicación, siendo el ancho de banda del sistema de 100KHz. Justificar la respuesta.

Solución:

a)

$$\boldsymbol{fc\ Lc} = \frac{fu}{Av\ Lc} = \frac{5\ MHz}{10} = \boldsymbol{500KHz}$$

b) Para la máxima excursión de Vo=±12V, la máxima variación de la señal de entrada será:

$$\boldsymbol{Vim\acute{a}x} \leq \frac{Vo\ m\acute{a}x}{Av\ Lc} = \frac{\pm 12V}{10} = \pm\boldsymbol{1.2\ V}$$

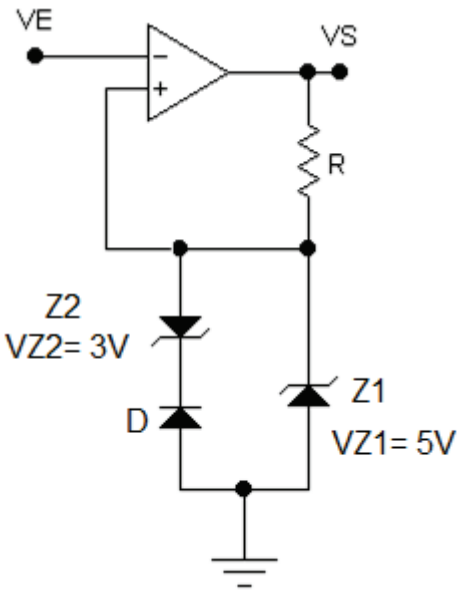
c) Se calcula el SR que debe tener el A.O. para obtener la máxima salida sin distorsión:

$$\boldsymbol{SR} = 2\pi Vom\acute{a}x\boldsymbol{fc\ Lc} = 2\pi * 12V * 500KHz = \boldsymbol{37.7}\ \frac{\boldsymbol{V}}{\boldsymbol{\mu seg}}$$

d) **El A.O. no es apto para la aplicación, dado que el SR requerido es mayor que el que tiene 6,5V/µs.**

Problema 3

Dado el siguiente circuito:



a) **Graficar la función de transferencia teniendo en cuenta que el A.O. es Rail-to-rail y su tensión de alimentación es de ±15V.**
b) **Calcular el valor de R, de modo que la IsAOMÁX sea de 1mA.**
c) **Adicionar al circuito de un par de diodos Led de colores rojo y verde, que permitan visualizar los estados de la salida. Siendo Vd del Led verde y rojo de 2.4V y 1.6V, respectivamente.**
d) **Calcular el valor de las resistencias, que permitan a los diodos Led una intensidad luminosa suficiente para una corriente de 15mA.**

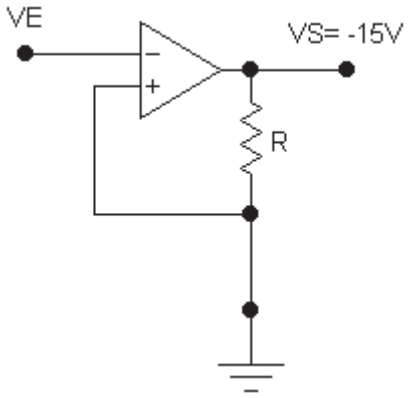
Solución:

a) El circuito posee realimentación positiva, y es una aplicación No lineal:

$VE = Vn \gg Vp$ entonces resulta vd<0 $\rightarrow$VS=Vsat$^-$ =-15V.

El diodo zener Z2 se polariza en sentido directo, con una caída de VD=0V. Al estar conectado con la serie del diodo D con el zener Z2, este diodo zener Z2 no puede polarizarse presentando esta rama un circuito abierto.

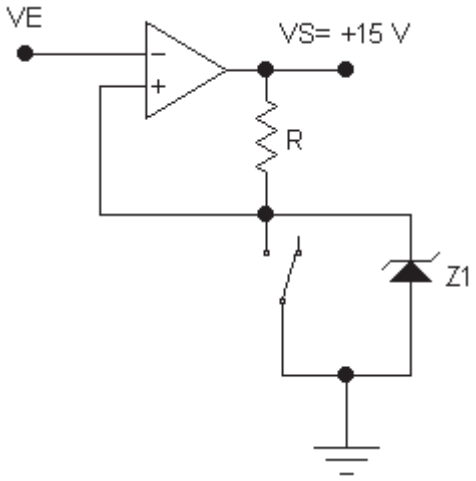
El circuito se comporta de acuerdo al siguiente esquema:



En la conmutación Vn=VE =Vp=0V, esto indica que la VE SI=0V.

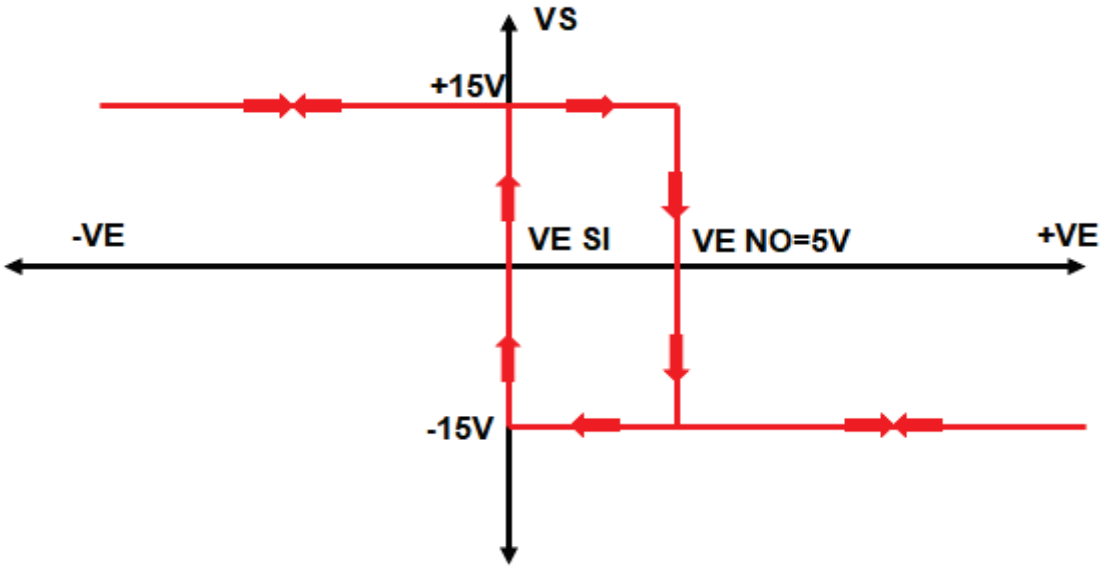
Para $VE = Vn \ll Vp$ entonces resulta vd>0 $\rightarrow$VS=Vsat$^+$ =+15V.

El circuito ahora se comporta como se muestra en el siguiente esquema:

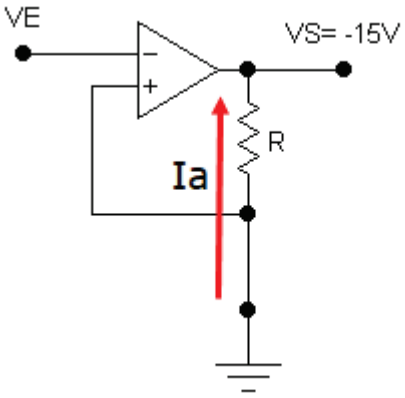


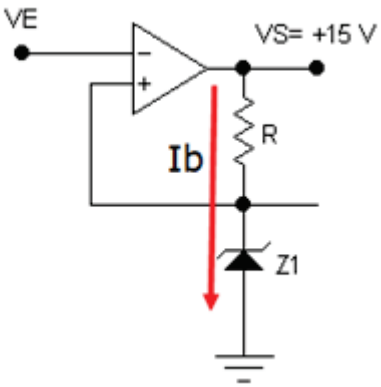
Y la conmutación será Vn=VE =Vp=VZ1=5V, esto indica que la VE No=5V.

Dibujando ahora la función de transferencia:



b) Dibujando los circuitos equivalentes para los dos valores de VS, se calcula Ia e Ib:



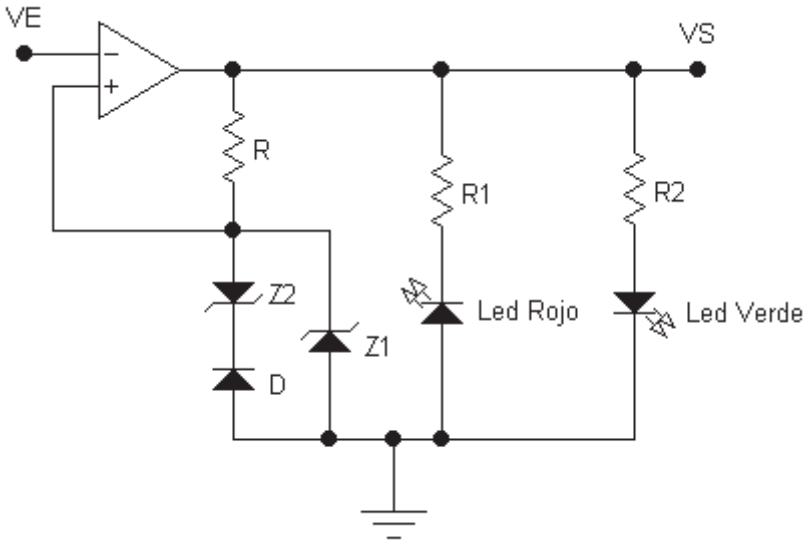


$$Ia = \frac{VS}{R} = \frac{15V}{R} \quad e \quad Ib = \frac{VS - VZ1}{R} = \frac{15V - 5V}{R}$$

Comparando Ia con Ib, resulta que Ia>Ib y utilizando la ecuación de Ia se calcula el valor de R:

$$Ia = \frac{VS}{R} = \frac{15V}{R} = Io\ máx = 1\ mA \Rightarrow \boldsymbol{R = \frac{15V}{1\ mA} = 15\ K\Omega}$$

c) En el siguiente esquema, se agregan los diodos Led para visualizar los estados de la salida:



d) Se calculan los valores de los resistores para polarizar los diodos Led Verde y Rojo:

$$\boldsymbol{R1} = \frac{VS - vd\ Led\ Rojo}{Id} = \frac{15V - 1.6\ V}{15\ mA} = \boldsymbol{893\ \Omega}$$

$$\boldsymbol{R2} = \frac{VS - vd\ Led\ Verde}{Id} = \frac{15V - 2.4\ V}{15\ mA} = \boldsymbol{840\ \Omega}$$

Los Led Verde y Rojo se encienden en forma alternativa, por lo cual:

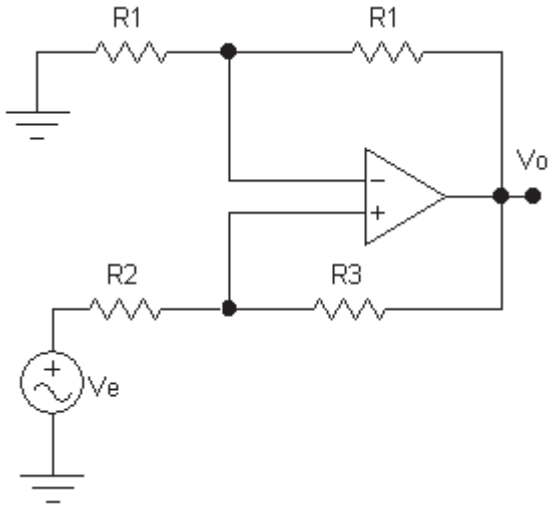
$$IS\ máx = Io + Id = 1\ mA + 15\ mA = 16\ mA$$

Problema 4

Considerando el siguiente circuito:

a) Hallar la relación que deben cumplir los resistores, a fin de permitir los distintos tipos de realimentación. Indicar la/s función/es del circuito para cada tipo de realimentación.

b) Si R1=R3=10KΩ. y R2=14KΩ, graficar la función de transferencia del circuito. Siendo el AO ideal, salvo en su tensión de saturación Vsat ±2V, por debajo de la tensión de alimentación (± 12V).



Solución:

a) Se plantean las ecuaciones de Vn y Vp y se comparan las fracciónes de realimentación de Vo:

$$Vn = \frac{Vo}{2} \quad y \quad Vp = \frac{R3}{(R3+R2)} * Ve + \frac{R2}{(R3+R2)} * Vo$$

Si:

$$\frac{Vo}{2} > \frac{R2}{(R3+R2)} * Vo \Rightarrow \boldsymbol{La\ Realimentación\ es\ Negativa, resultando\ R3 > R2}$$

$$\frac{Vo}{2} < \frac{R2}{(R3+R2)} * Vo \Rightarrow \boldsymbol{La\ Realimentación\ es\ Positiva, resultando\ R3 < R2}$$

$$\frac{Vo}{2} = \frac{R2}{(R3+R2)} * Vo \Rightarrow \boldsymbol{Condición\ de\ oscilación, resultando\ R3 = R2}$$

Concluyendo:

Con realimentación negativa, el circuito es una aplicación lineal resultando Vn=Vp. En esta situación $Vo = \frac{2R3}{(R3-R2)} * Ve$, siendo el circuito un amplificador de tensión.
Con realimentación positiva, el circuito es una aplicación N0 lineal, comportándose como un comparador.

En la última opción, el circuito es un oscilador.

b)

Si R3=10KΩ y R2=14KΩ, se cumple la condición de realimentación positiva(R3<R2).

Para su análisis consideramos Ve>>>0V, luego Vp>>Vn, resultando Vd>0V y Vo=$Vsat^+$=10V.

La conmutación de la salida de $Vsat^+$ a $Vsat^-$, será cuando Ve=Ve No con Vn=Vp:

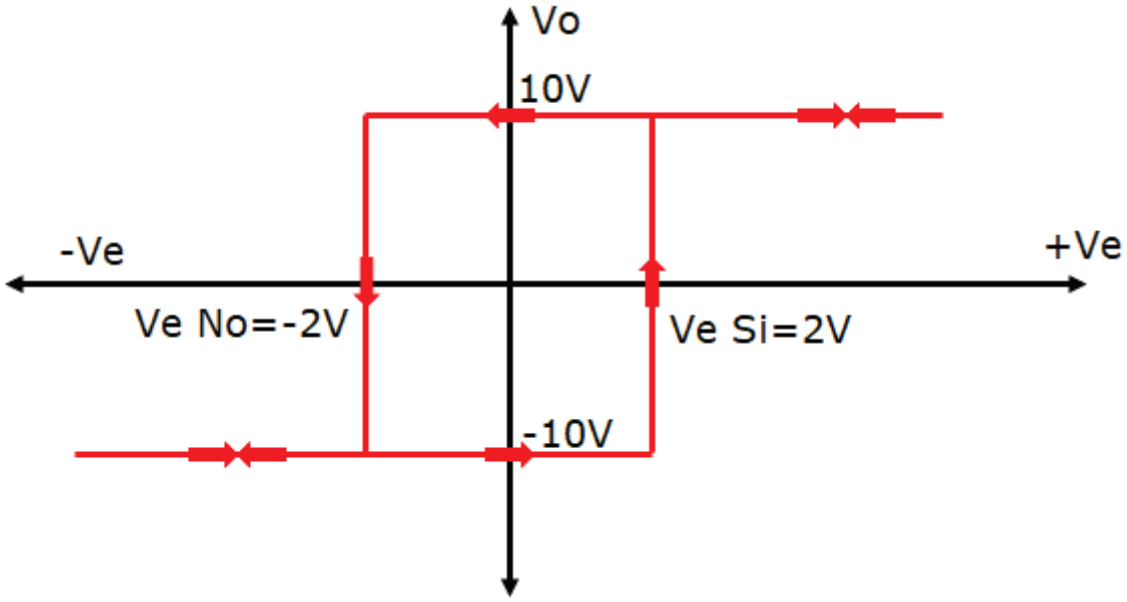
$$Vn = \frac{Vsat^+}{2} = Vp = \frac{R3}{(R3+R2)} * Ve\ No + \frac{R2}{(R3+R2)} * Vsat^+ \Rightarrow Ve\ No$$

$$\boldsymbol{Ve\ No = \frac{(R3-R2)}{2R3} * Vsat^+ = \frac{(10K\Omega - 14K\Omega)}{2 * 10K\Omega} * 10V = -2V}$$

Ahora la conmutación en la salida de $Vsat^-$ a $Vsat^+$, será cuando Ve=Ve SI:

$$\boldsymbol{Ve\ Si = \frac{(R3-R2)}{2R3} * Vsat^- = \frac{(10K\Omega - 14K\Omega)}{2 * 10K\Omega} * (-10V) = +2V}$$

Dibujando la función de transferencia:

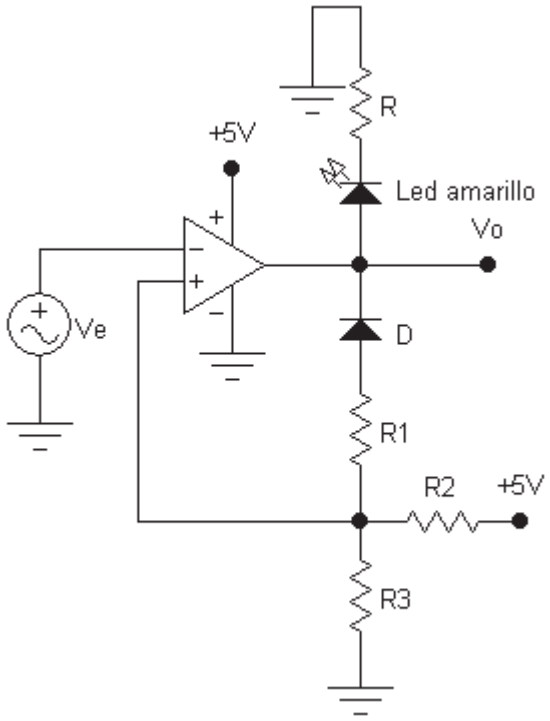


El circuito es un comparador con histéresis centrado en el origen.

Problema 5

El circuito que se expone a continuación, posee realimentación única positiva, por lo cual es una aplicación No lineal comportándose como un comparador. Hallar:

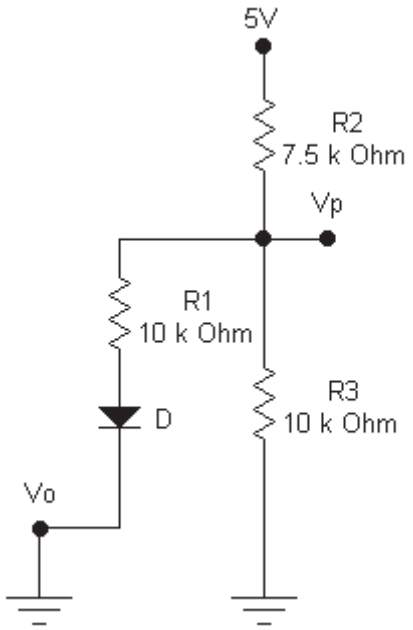
a) **La función de transferencia y graficarla, teniendo en cuenta que el A.O es Rail-to-rail, el diodo D es ideal, el diodo Led tiene caída directa de 1,9V y los resistores valen: R1=R3=10KΩ y R2= 7,5KΩ.**
b) **El valor de R, para una intensidad luminosa de 10mA.**
c) **El rango de los valores de funcionamiento de Is_{AO}.**



Solución:

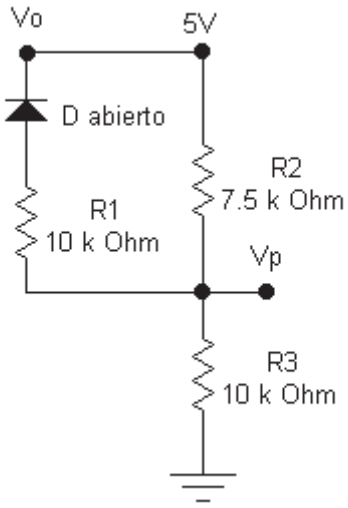
a)
Cuando Ve=Vn >>0V, luego Vd=Vp-Vn <<0V y resulta Vo=0V.

En la conmutación Vn=Vp=Ve Si:



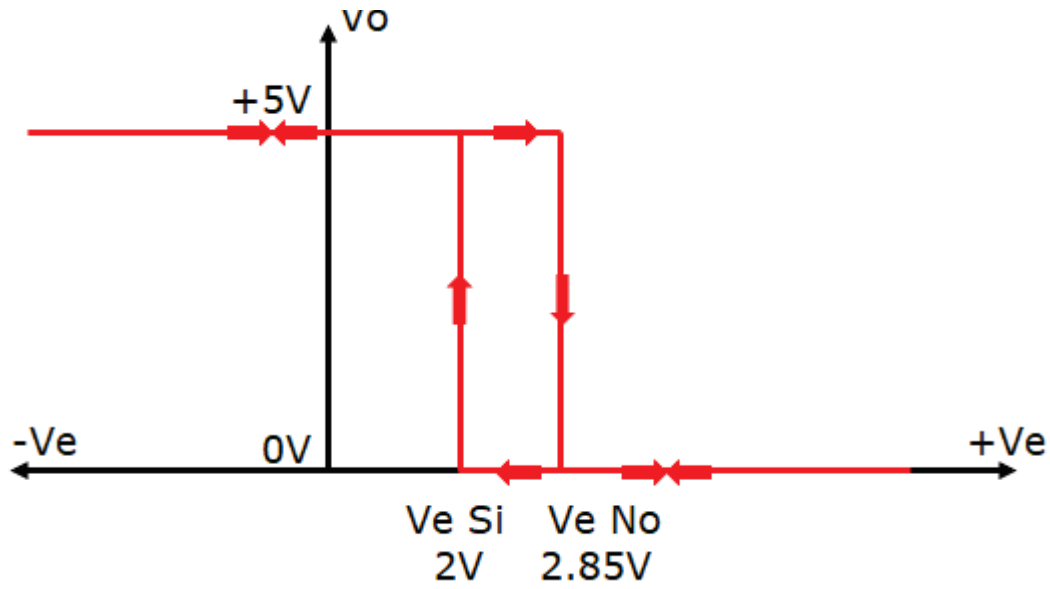
$$\boldsymbol{Vp = Ve\ Si = \frac{(R3 \parallel R1)}{R2 + (R3 \parallel R1)} * 5V = 2V}$$

Si se analiza cuando Ve<<0V, luego Vd=Vp-Vn resulta >0V, llevando la $Vo=V^{+}=5V$.
En la conmutación Vn=Vp=Ve No;



$$\boldsymbol{Vp = Ve\ No = \frac{R3}{R2 + R3} * 5V = 2.85V}$$

Dibujando la función de transferencia:



b)

$$\boldsymbol{R = \frac{Vo - Vd}{I_{Led}} = \frac{5V - 1.9V}{10\ mA} = 310\Omega}$$

c)

Cuando Vo=0V, el diodo Led no enciende y resulta Io_{AO}:

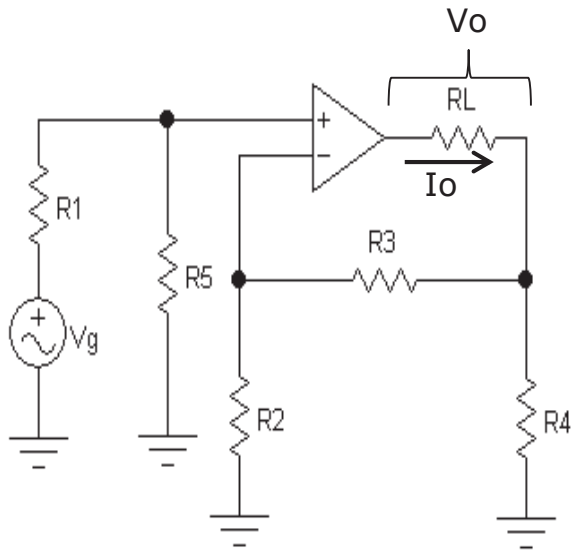
$$\boldsymbol{Io_{AO} = \frac{-Ve\ Si}{R1} = \frac{-2V}{10K\Omega} = -0.2\ mA}$$

Cuando Vo=5V, el diodo Led enciende y resulta Io_{AO}:

$$Io_{AO} = I_{Led} = 10\,mA$$

Problema 6

Sea circuito de la siguiente figura:



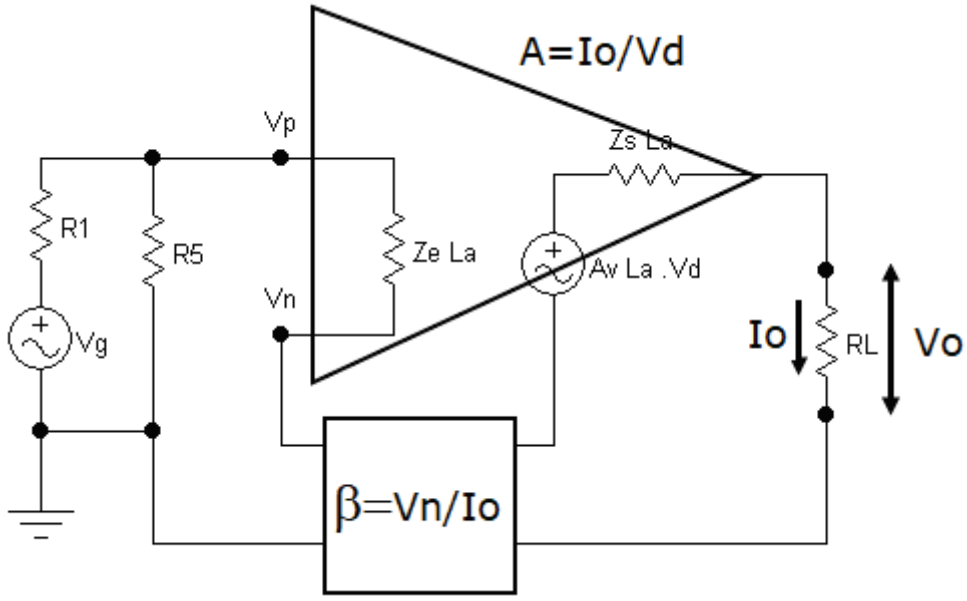
a) **Determinar el tipo de realimentación, indicando la variable que se sensa y se suma.**
b) **Hallar β=Vn/Io.**
c) **Con el valor de β obtenido, hallar A_F = Io/Vg. Indicar la función del circuito.**

Datos: Av_{OL}=Av_{La}=75dB, RL= 4.7KΩ, R1=1KΩ, R2=R3=R4=10KΩ y R5=2.2KΩ.

Solución:

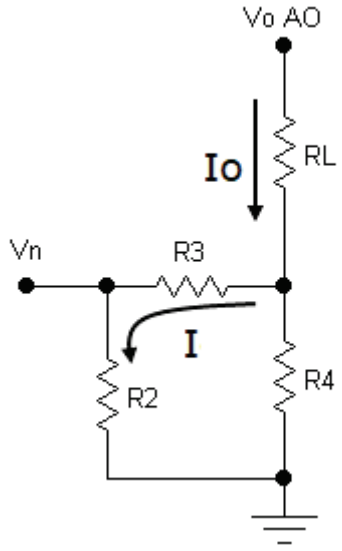
a)

El circuito presenta realimentación negativa única.
Dibujando el diagrama con los bloques equivalentes, se puede apreciar que la realimentación es de corriente, con entrada serie.
La variable que se sensa es la corriente de salida Io, y la variable que se suma es Vn.



b)

Considerando el siguiente esquema:



$$Vn = I * R2 = \frac{R4}{(R3 + R2 + R4)} * Io \Rightarrow \boldsymbol{\frac{Vn}{Io} = \frac{R4 * R2}{(R3 + R2 + R4)} = \beta}$$

c) Asumiendo que ZsLa es depreciable, entonces:

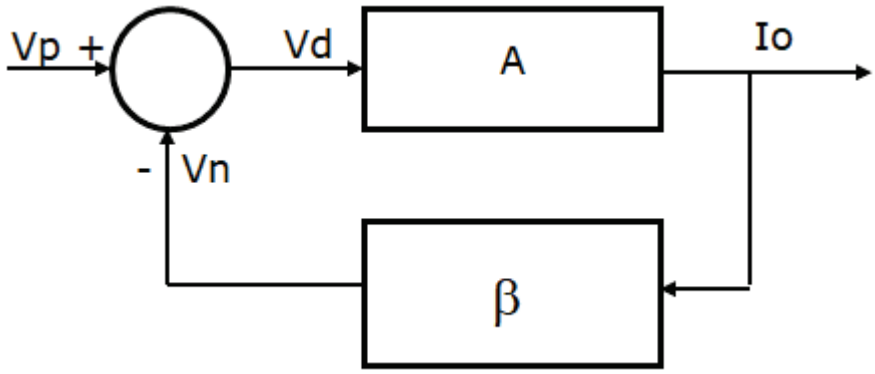
$$Vo\ AO = Av\ La * Vd = Io * \{RL + [R4 \parallel (R3 + R2)]\} \Rightarrow \frac{Io}{Vd} = \frac{Av\ La}{\{RL + [R4 \parallel (R3 + R2)]\}} = A$$

Reemplazando los valores de las resistencias y de Av La:

$$A = \frac{Av\ La}{\{RL + [R4 \parallel (R3 + R2)]\}} = \frac{75dB}{[4.7\ K\Omega + (10K\Omega \parallel 20K\Omega)]} = \frac{5623.41}{11.366\ K\Omega} = 495(K\Omega)^{-1}$$

$$\beta = \frac{R4 * R2}{(R3 + R2 + R4)} = \frac{10}{3} K\Omega$$

Dibujando el diagrama de bloques equivalente, resulta:

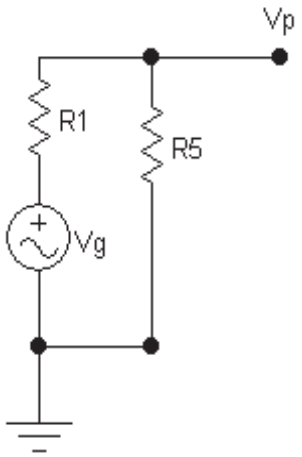


Siendo:

$$A * \beta = 1650 \ggg 1 \; Condición\ de\ la\ Realimenación\ negativa$$

$$\frac{Io}{Vp} = \frac{A}{1 + A * \beta} \cong \frac{1}{\beta}$$

Teniendo en cuenta la función de transferencia Vp/Vg:



$$Vp = \frac{R5}{(R1 + R5)} * Vg \Rightarrow \frac{Vp}{Vg} = \frac{R5}{(R1 + R5)} = \frac{2.2\ K\Omega}{(1K\Omega + 2.2\mathrm{K}\Omega)} = 0.6875$$

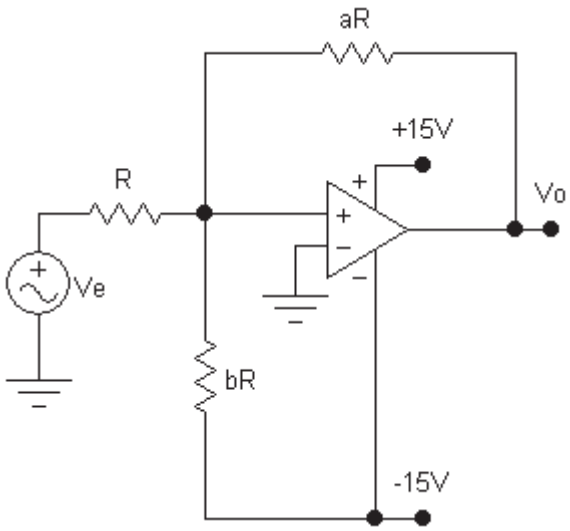
La función de transferencia AF resulta:

$$\boldsymbol{AF = \frac{Io}{Vg} = \frac{Io}{Vp} * \frac{Vp}{Vg} = \frac{1}{\beta} * \frac{R5}{(R1 + R5)} = 0.206(K\Omega)^{-1}}$$

El circuito es una fuente de corriente (Io), controlada por tensión (Vg). La condición de fuente de corriente, se verifica en la función de transferencia AF, independiente de la carga (RL).

Problema 7

Considerando el siguiente circuito:

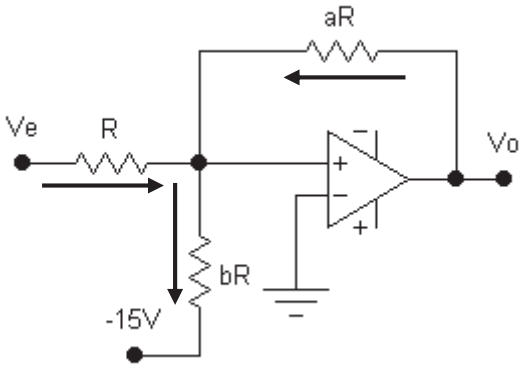


a) Hallar los puntos de conmutación, siendo el AO ideal, salvo en su tensión de saturación Vsat ±1V por debajo de la tensión de alimentación.
b) Hallar el ancho de histéresis (H) y la tensión central del lazo de histéresis (V_{CH}). Indicar la ventaja que ofrece el circuito.
c) Diseñarlo en forma completa y dibujar la FT para:
H=4V y V_{CH} =3V.

Solución:

a)

El circuito posee realimentación positiva única. Es una aplicación no lineal, y corresponde a un comparador en configuración No-Inversora, con ciclo de histéresis desplazado.
Re dibujando el circuito:



Planteando la ecuación de corrientes en el nodo de la entrada No-Inversora y teniendo en cuenta que en la conmutación Vn=Vp=0V, resulta:

$$\frac{Ve}{R}+\frac{Vo}{aR}=\frac{-(-15V)}{bR}$$
$$Ve\ No=-\frac{Vsat^{+}}{a}+\frac{Vcc}{b}$$
$$Ve\ Si=-\frac{Vsat^{-}}{a}+\frac{Vcc}{b}$$

b)

Planteando las ecuaciones de H y V_{CH}:

$$\boldsymbol{H}=Ve\ Si-Ve\ No=\frac{Vsat}{a}+\frac{Vcc}{b}+\frac{Vsat}{a}-\frac{Vcc}{b}=\frac{\mathbf{2}*\boldsymbol{Vsat}}{\boldsymbol{a}}$$
$$\boldsymbol{V_{CH}}=Ve\ No+\frac{H}{2}=Ve\ Si-\frac{H}{2}=-\frac{Vsat^{+}}{a}+\frac{Vcc}{b}+\frac{2*Vsat}{2\,a}=\frac{\boldsymbol{Vcc}}{\boldsymbol{b}}$$

El circuito presenta la ventaja que tanto el ancho de histéresis como la tensión V_{CH} dependen de una única resistencia, y son independientes entre sí.

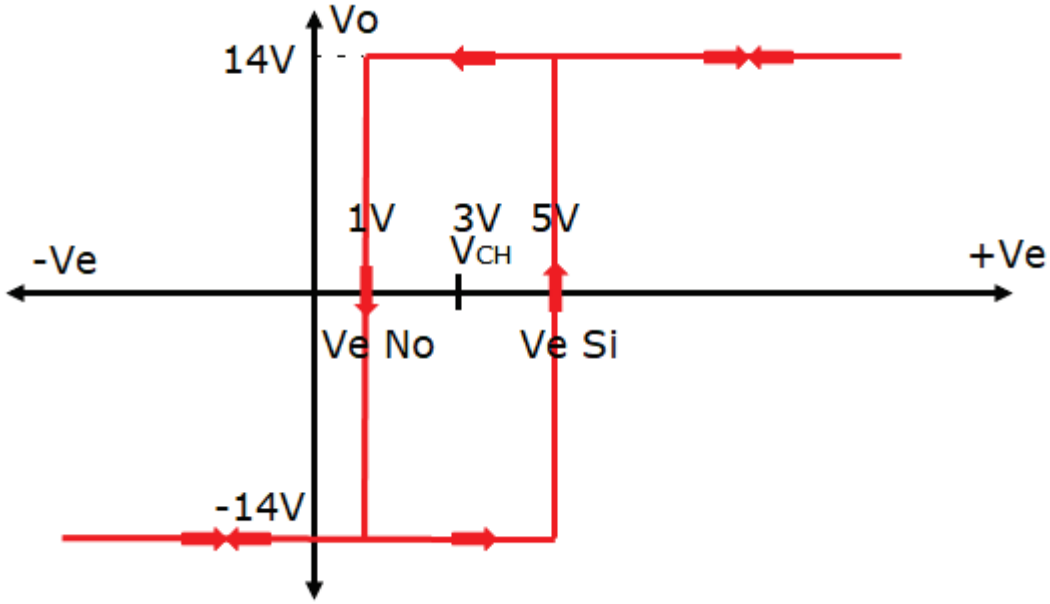
c) Aplicando los datos, resulta:

$$H=4V=\frac{2*Vsat}{a}=\frac{2*14V}{a}\Rightarrow \boldsymbol{a}=\mathbf{7}$$
$$V_{CH}=3V=\frac{Vcc}{b}=\frac{15V}{b}\Rightarrow \boldsymbol{b}=\mathbf{5}$$

Adoptando un valor para la resistencia R, se calcula el resto:

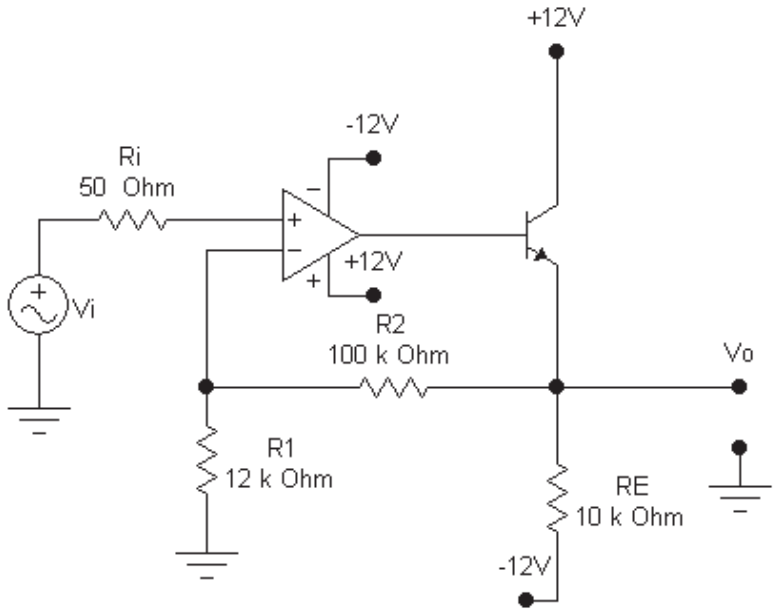
Ejemplo: **R=10KΩ, aR=70 KΩy Br=50kΩ.**

Dibujando la función de transferencia:



Problema 8

Considerando el siguiente circuito realimentado:



a) **Dibuje el circuito reemplazando el AO y el transistor, por su equivalente híbrido. Demuestre que existe realimentación negativa e identifique el tipo de realimentación.**
b) **Hallar las funciones de transferencia A=Vo/Vd y β=Vf/Vo**
c) **Hallar la función de transferencia del circuito realimentado Af=Vo/Vi**
d) **Determinar las impedancias de entrada Zi_{LC} y salida Zo_{LC} del circuito realimentado.**

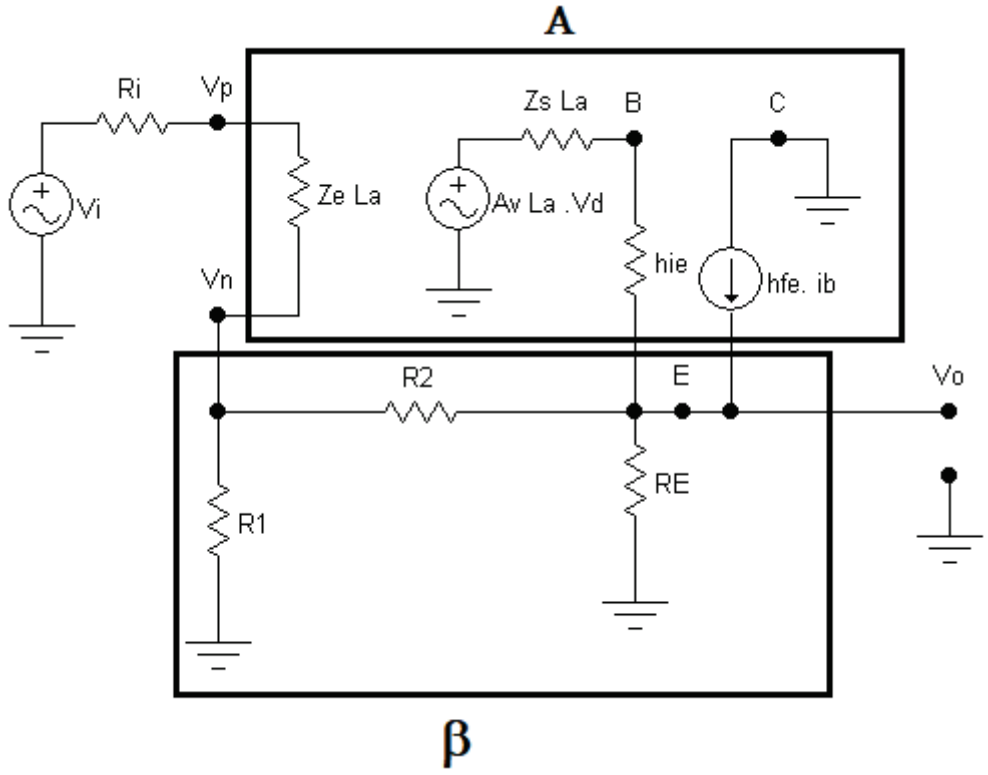
Datos:
Parámetros del AO: Ze_{La}=1MΩ, Zs_{La}=150Ω, A_{La}=2.10^5
Parámetros del transistor: β=150, hie=3.17 KΩ.

Solución:

a)

Si se aumenta la resistencia de carga, Vo tiende a disminuir. La tensión que muestrea la salida es Vn, disminuyendo. Cuando disminuye Vn, Vd aumenta y en consecuencia aumenta la tensión de base del transistor. El mismo se halla configurado en colector común, permitiendo aumentar la tensión del emisor que coincide con la salida del circuito. De este modo se advierte la realimentación negativa del circuito, que compensa las variaciones de la salida.

La realimentación es de tensión con entrada serie. Se muestrea tensión a la salida y se realimenta tensión Vf=Vn hacia la entrada inversora del amplificador operacional. Las funciones de transferencias A=Vo/Vd, β=Vf/Vo y del amplificador realimentado Af=Vo/Vi.



c) Planteando las siguientes ecuaciones, se obtienen las funciones de transferencias A y β :

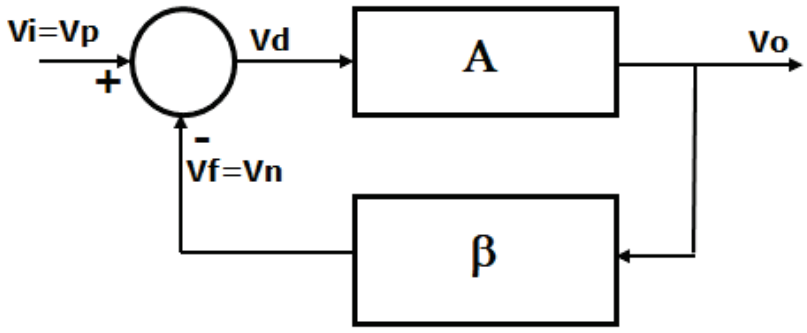
Despreciando Zs La, entonces:
$Vb = Av\ La * Vd$

$$\boldsymbol{A} = \frac{Vo}{Vd} = \frac{Vo}{Vb} * \frac{Vb}{Vd} = \frac{ib * (1 + hfe) * [RE \parallel (R1 + R2)]}{ib * [hie + (RE \parallel (R1 + R2) * (1 + hfe)]} * Av\ La \cong \boldsymbol{Av\ La = 2 * 10^5}$$

$$\boldsymbol{\beta} = \frac{\boldsymbol{R1}}{(\boldsymbol{R1 + R2})} = \frac{12K\Omega}{12K\Omega + 100K\Omega} = \mathbf{0.107}$$

c)

Siendo la realimentación de entrada serie, que otorga alta impedancia de entrada, se desprecia la resistencia interna de la señal de entrada (Ri); por lo cual Vi=Vp. Dibujando el diagrama en bloque del circuito:



$$Af = \frac{Vo}{Vi} = \frac{A}{1 + A * \beta}$$

Siendo la realimentación negativa, entonces $A * \beta \gg 1$

$$Af = \frac{Vo}{Vi} \cong \frac{1}{\beta} = 9.34$$

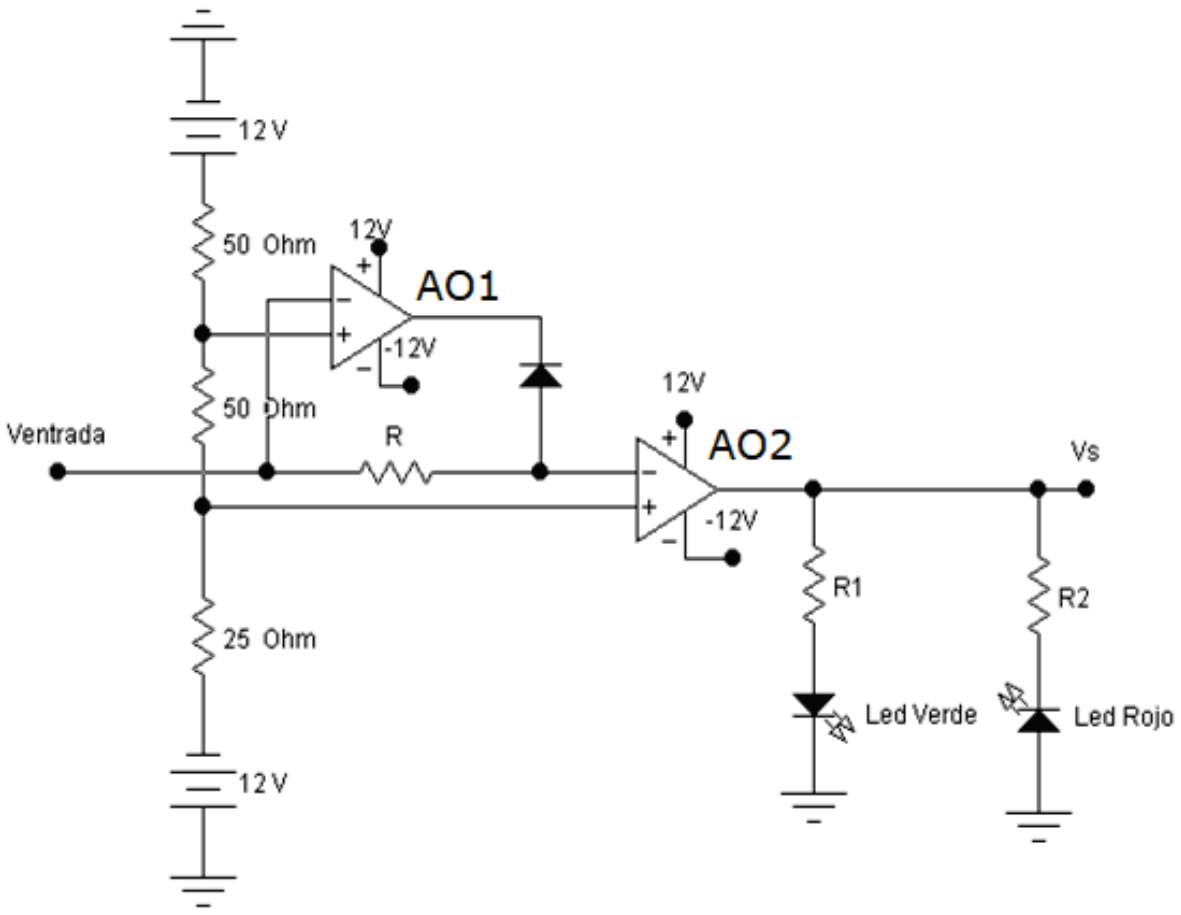
d)

$$Ze_{LC} \cong Ze_{La} * (1 + Av_{La} * \beta) = 1M\Omega * \left(1 + 2 * 10^5 * 0.107\right) = 21.4\ G\Omega$$

$$Zs_{LC} = \frac{\left\{RE \parallel (R1 + R2) \parallel \left[\frac{(Zs_{La} + hie)}{(1 + hfe)}\right]\right\}}{(1 + Av_{La} * \beta)} \cong \frac{\left[\frac{(Zs_{La} + hie)}{(1 + hfe)}\right]}{(1 + Av_{La} * \beta)} = \frac{22\Omega}{(1 + 2 * 10^5 * 0.107)}$$
$$= 1.03\ m\Omega$$

Problema 9

Sea el siguiente circuito:



a) **Indique el rango de valores de la señal de entrada para los cuales se encienden los diodos Leds rojo y verde.**
b) **Calcular el valor de los resistores R1 y R2.**

Datos:
Vsat de los AO es de 2V por debajo de la tensión de alimentación.
Vd Led verde: 2,4V
Vd Led Rojo: 1,6V
Intensidad de 10 mA por los diodos leds, es conveniente para su correcta visualización.

Solución:

a)

Los AOs, ambos trabajan a lazo abierto sin realimentación. Por lo tanto, funcionan como comparadores.

Se plantea las ecuaciones de los terminales de entrada del AO1:

$$Vp\ AO1 = \frac{75\Omega}{125\ \Omega} * 12V - \frac{500\Omega}{125\Omega} * 12V = 2.4\ V$$
$$VnAO1 = Ventrada$$

El valor de la tensión de salida del AO1, será la $Vsat^+$ o $Vsat^-$, dependiendo si Vd>0V ó Vd<0V respectivamente:

$$Para\ Ventrada > 2.4\ V\ , \qquad Vs\ AO1 = Vsat^-$$
$$Para\ Ventrada < 2.4\ V\ , \qquad Vs\ AO1 = Vsat^+$$

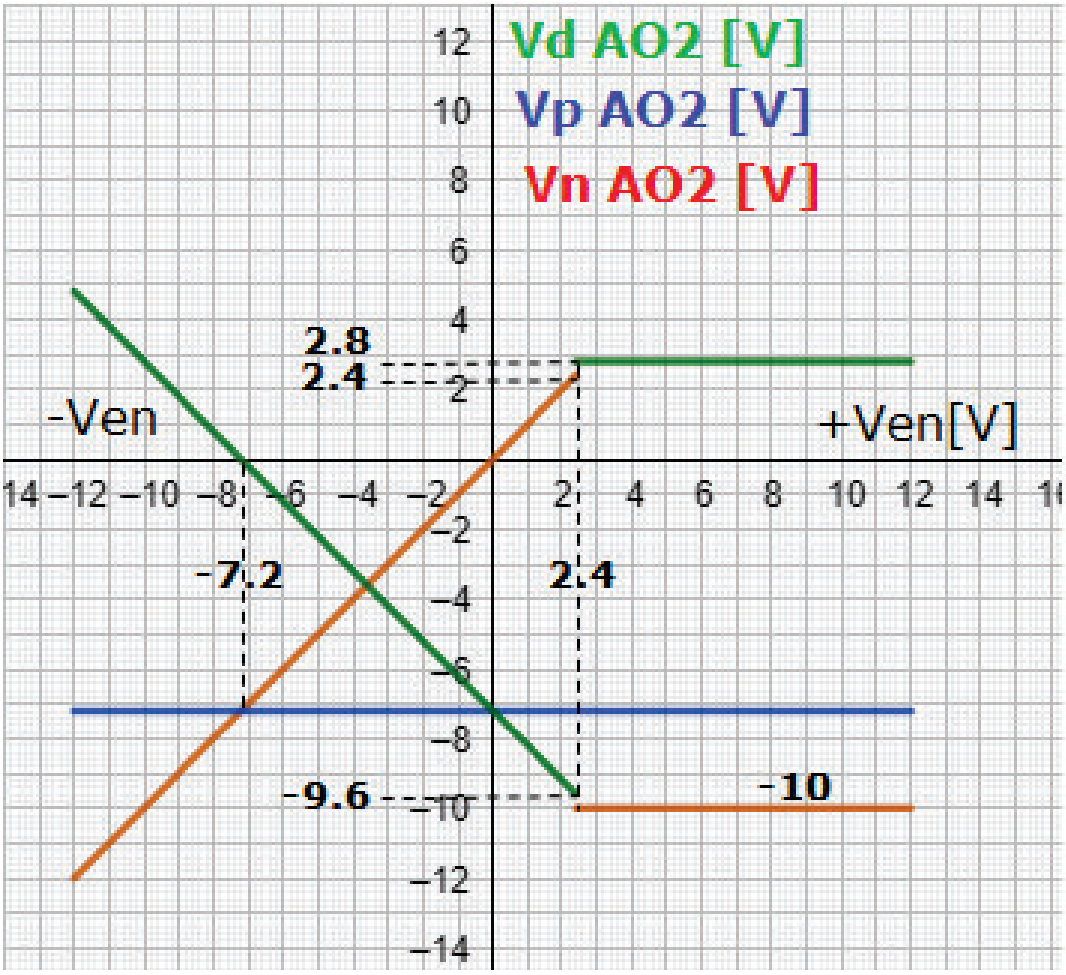
Para el AO2:

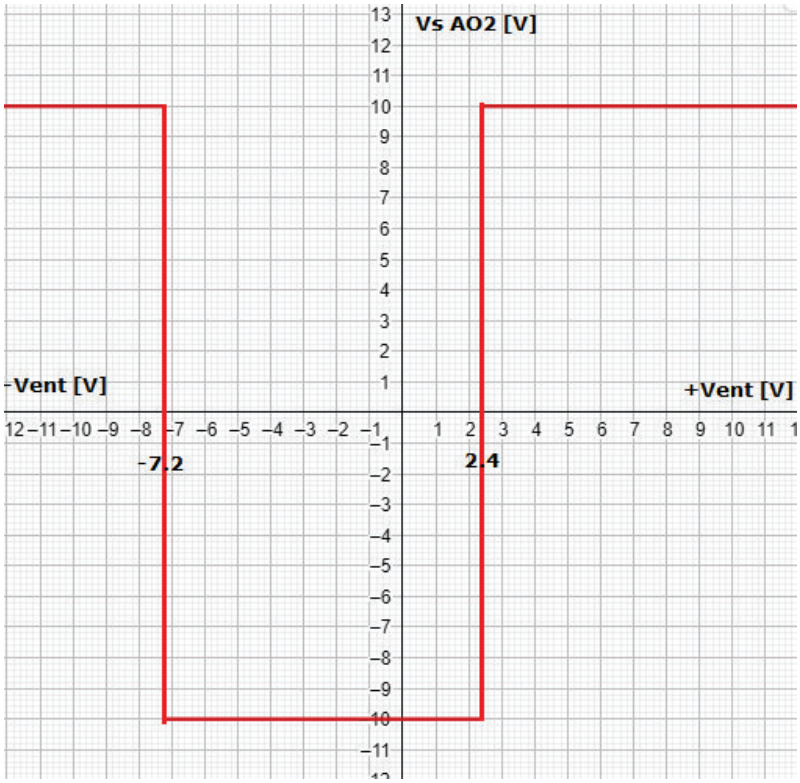
$$Vp\ AO2 = \frac{25\Omega}{125\ \Omega} * 12V - \frac{100\Omega}{125\Omega} * 12V = -7.2\ V$$

El valor de Vn AO2, dependerá del estado del diodo:

$$para\ \ Vs\ AO1 = Vsat^-, el\ diodo\ conduce\ \ y\ Vn\ AO2 = Vsat^-$$
$$para\ \ Vs\ AO1 = Vsat^+, el\ diodo\ no\ conduce\ \ y\ Vn\ AO2 = Ventrada$$

El valor de la tensión de salida del AO2, será la $Vsat^+$ o $Vsat^-$, dependiendo si Vd>0V ó Vd<0V respectivamente.
A continuación, se grafican Vn, Vp y Vd del AO2:


Vd AO2 [V]
Vp AO2 [V]
Vn AO2 [V]
-Ven
+Ven[V]
2.8
2.4
-7.2
2.4
-9.6
-10


Vs AO2 [V]
-Vent [V]
+Vent [V]
-7.2
2.4

En resumen, Vs AO2 resulta:

$$\boldsymbol{Ventrada > 2.4\,V,} \quad \boldsymbol{Vs\ AO2 = Vsat^{+}\ Enciende\ led\ verde}$$
$$\boldsymbol{Ventrada < -7.2V\,,} \quad \boldsymbol{Vs\ AO2 = Vsat^{+}\ Enciende\ led\ verde}$$
$$\boldsymbol{-7.2\,V < Ventrada < 2.4\,V,} \quad \boldsymbol{Vs\ AO2 = Vsat^{-}\ Enciende\ led\ rojo}$$

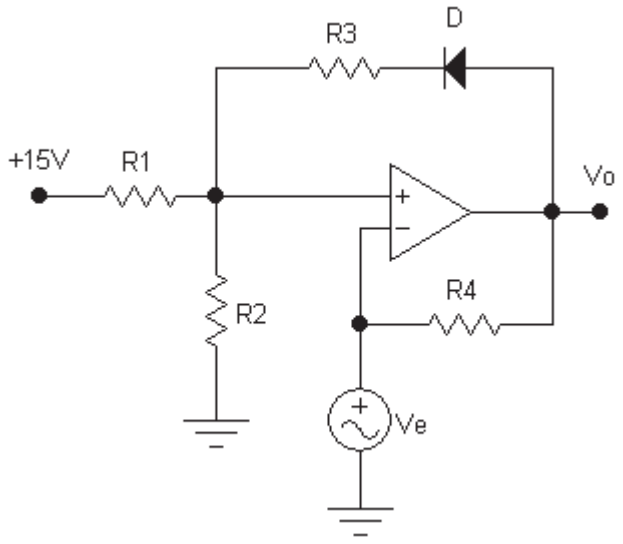
b)
Se realiza el cálculo de las resistencias R1 y R2, para la ilumninación de los Led con una intensidad de corriente de 10 mA:

$$Vs\ AO2 = Vsat^{+} = 10V = I_{LV} * R1 + VD_{LV} = 10mA * R1 + 2.4V \Rightarrow \boldsymbol{R1 = 760\Omega}$$
$$Vs\ AO2 = Vsat^{-} = -10V = -I_{LR} * \mathrm{R2} - VD_{LR} = -10mA * R2 - 1.6V \Rightarrow \boldsymbol{R2 = 840\Omega}$$

Problema 10

a) Analizar el tipo de realimentación que presenta el circuito, e indicar la función del mismo. Justificar la respuesta.
b) Si R1=R3=10KΩ, R2=5 KΩ y R4= 15KΩ, graficar la función de transferencia del circuito Vo=f (Ve), indicando el estado del diodo D.
c) Hallar el rango de valores de funcionamiento de Is_{AO} , si Ve varía entre ±10V de pico.

El AO es Rail-to-rail, y su tensión de alimentación (+15V/-15V). Considerar al diodo D, como ideal.



Solución:

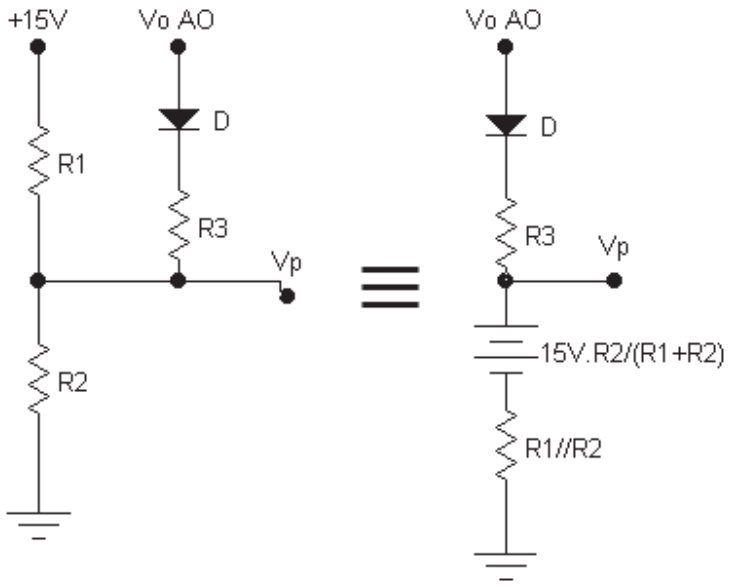
a) Planteando las ecuaciones de los terminales de las entradas del AO, queda:

$$Vn = Ve \quad y\ Vp = f(+15V\,, Vo)$$

Hay realimentación única hacia la entrada No Inversora, por lo cual la realimentación es positiva y la aplicación es NO Lineal. El circuito tiene la función de un comparador.

b)

Re dibujando el circuito y aplicando el teorema de Thevenin, queda:



Para el análisis se comienza considerando Ve >>0V, luego Vd=Vp-Vn resulta <0V, llevando la Vo=$Vsat^-$=-15V.

Cuando Vo=-15V, el diodo no conduce, luego:

$$Vp = \frac{15V * R2}{(R1 + R2)} = \frac{15V * 5K\Omega}{(10K\Omega + 5K\Omega} = 5V$$

En la conmutación Vn=Ve=Vp=**Ve Si=5V**.

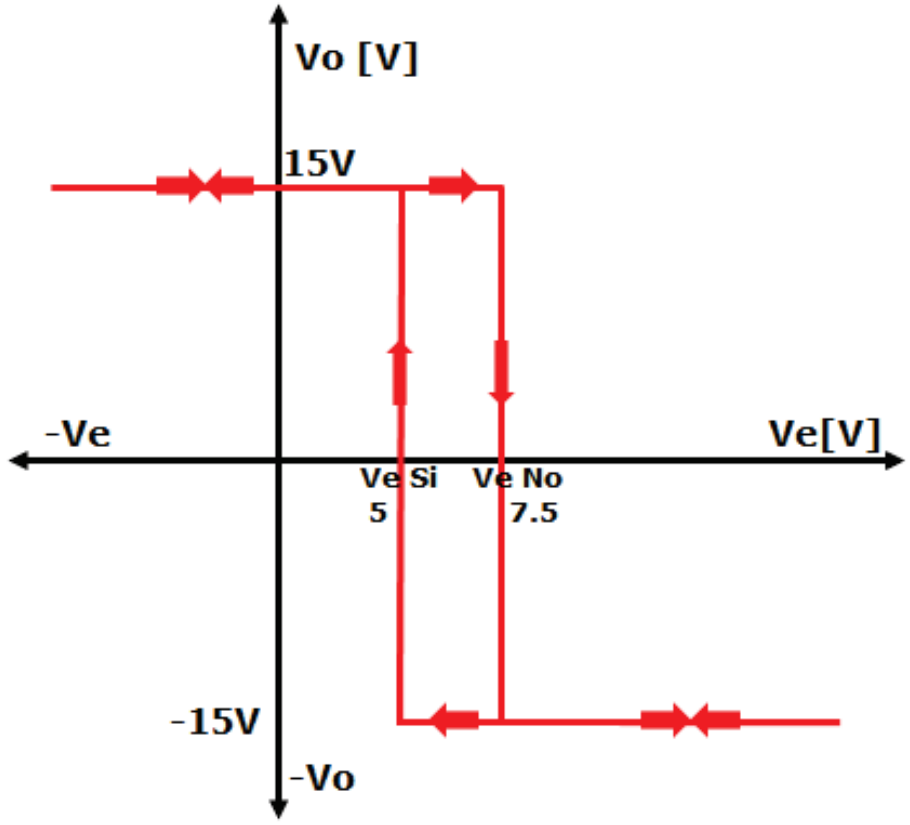
Ahora si Ve<<0V, luego Vd=Vp-Vn resulta >0V, llevando la Vo=V^+=+15V.

Cuando Vo=$Vsat^+$=+15V, el diodo conduce, luego:

$$Vp = \frac{R1 \parallel R2}{R3 + (R1 \parallel R2)} * Vsat^+ + \frac{R3}{R3 + (R1 \parallel R2)} * 5V = Vn = Ve\ No$$

Reemplazando valores, resulta:

$$\boldsymbol{Ve\ No = 7.5V}$$



c)

Cuando Vo=Vsat⁻=-15V, el diodo no conduce y no hay realimentación. El AO trabaja como un comparador a lazo abierto.

$$Is\ máx = \frac{(Vsat^- - Vemáx)}{R4} = \frac{-15V - 10V}{15K\Omega} = -1.6\ mA$$

$$Is\ min = \frac{(Vsat^- - Ve\ Si)}{R4} = \frac{-15V - 5V}{15K\Omega} = -1.33\ mA$$

$$\mathbf{1.33\ mA \leq Is^- \leq 1.6\ mA}$$

Cuando Vo=Vsat⁺=+15V, el diodo conduce y hay realimentación positiva. El AO trabaja como un comparador con histéresis.

$$Is = I_{Diodo} + \frac{(Vsat^+ - Ve)}{R4} = \frac{(15V - 5V)}{(R3 + (R1 \parallel R2)} + \frac{(15V - Ve)}{15K\Omega} = 0.75\ mA + \frac{(15V - Ve)}{15K\Omega}$$

$$Con\ Vemáx = -10V,$$

$$luego\ Is\ máx = 0.75\ mA + \frac{(Vo - Vemáx)}{R4} = 0.75\ mA + \frac{(15V + 10V)}{15K\Omega} = 2.416\ mA$$

$$Con\ Ve = VeNo = 7.5\ V,$$

$$luego\ Is\ min = 0.75\ mA + \frac{(Vo - VeNo)}{R4} = 0.75\ mA + \frac{(15V - 7.5\ V)}{15K\Omega} = 1.25\ mA$$

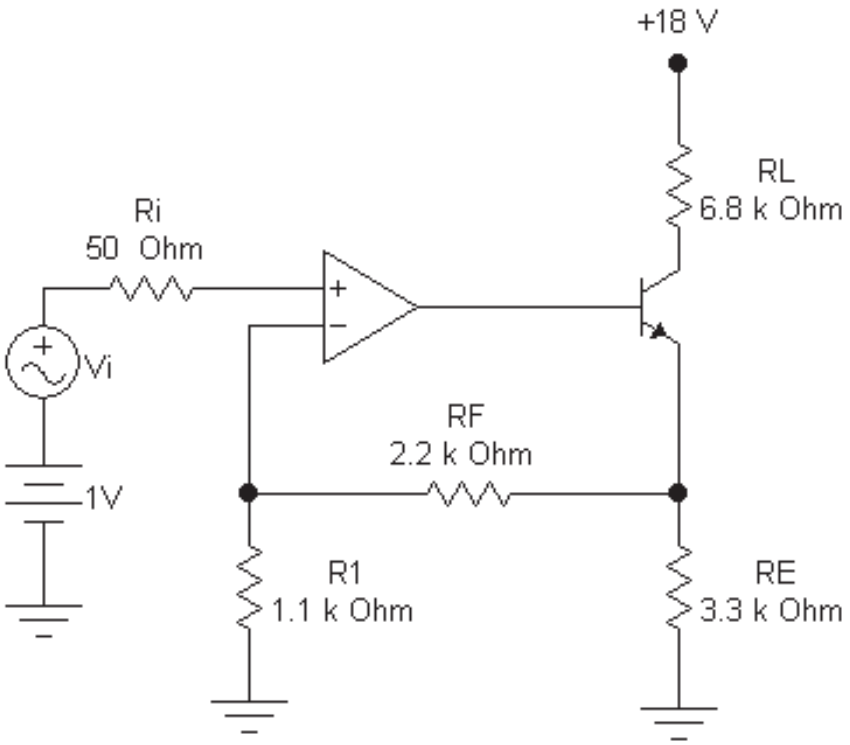
$$\mathbf{1.25\ mA \leq Is^{+} \leq 2.4\ mA}$$

Problema 11

En el amplificador realimentado de la figura se pide:

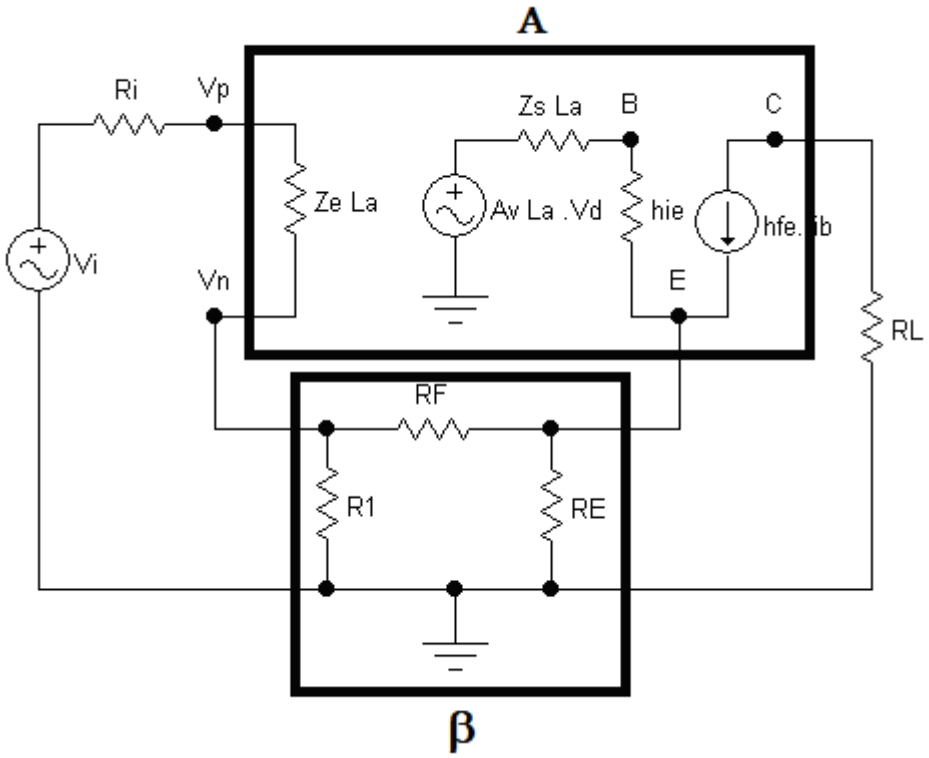
a) **Dibujar el circuito equivalente en pequeña señal a frecuencias medias.**
b) **Demostrar que existe realimentación negativa e identificar el tipo de topología.**
c) **Obtener las funciones de transferencias A=Io/Vi y β=Vf/Io.**
d) **Calcular el valor numérico de A, β y la función de transferencia del circuito realimentado Af=Io/Vi.**

Datos:
Parámetros del AO: Ze_{La}=1MΩ, Zs_{La}=150Ω, A_{La}=2.10^5
Parámetros del transistor: β = 200, VT = 25mV.



Solución:

a)



b)

El circuito realimenta a través de la red resistiva (RE, RF y R1) la corriente Ie≈Ic=Io hacia la entrada Inversora del AO. Por lo cual **la realimentación es de corriente, con entrada serie.**

$$RL\downarrow \rightarrow \mathbf{Io}\uparrow \rightarrow VR1=Vn\uparrow \rightarrow Vd\downarrow \rightarrow Vc\downarrow \rightarrow \mathbf{Io}\downarrow$$

El circuito se comporta como una fuente de corriente controlada por tensión.

c)

Se halla las condiciones de reposo del transistor, siendo la realimentación negativa Vn=Vp=1V:

$$IC \cong 1.8\,mA\ y\ VCEQ \cong 2.8\,V, \qquad luego\ hie \cong 2.8\,K\Omega$$

Asumiendo que Ic=Io≈Ie:

$$\mathrm{A} = \frac{\mathrm{Io}}{\mathrm{Vi}} = \frac{\mathrm{Io}}{\mathrm{Vb}} * \frac{\mathrm{Vb}}{\mathrm{Vd}} * \frac{\mathrm{Vd}}{\mathrm{Vi}} = \frac{1}{\left[\frac{\mathrm{hie}}{(1+\mathrm{hfe})} + (\mathrm{RE} \parallel (\mathrm{RF}+\mathrm{R1})\right]} * \mathrm{Av\ La} * \frac{\mathrm{Ze\ La}}{(\mathrm{Ri}+\mathrm{Ze\ La})}$$

$$\mathbf{A} \cong \frac{\mathbf{Av\ La}}{(\mathbf{RE} \parallel (\mathbf{RF}+\mathbf{R1})}$$

$$\boldsymbol{\beta = \frac{Vf}{Io} = \frac{Vn}{Io} = \frac{RE * R1}{RE + RF + R1}}$$

d)

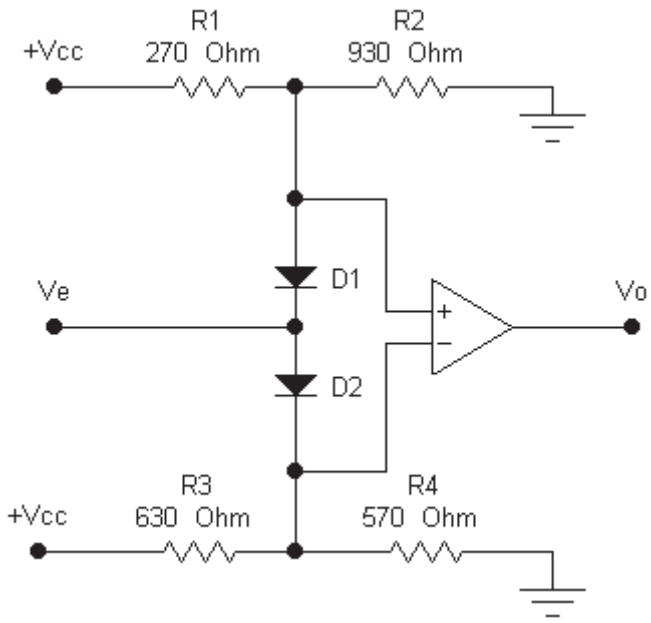
$$\mathbf{A \cong \frac{\text{Av La}}{(\text{RE} \parallel (\text{RF} + \text{R1})} \cong 121.2\ \Omega^{-1}}$$

$$\boldsymbol{\beta = \frac{RE * R1}{RE + RF + R1} \cong 0.55\ K\Omega}$$

$$\boldsymbol{Af = \frac{Io}{Vi} = \frac{A}{1 + A\beta} \cong \frac{1}{\beta} \cong 1.8\ m\Omega^{-1}}$$

Problema 12

Para monitorizar el estado de una variable de un sistema de control, se dispone del siguiente circuito.



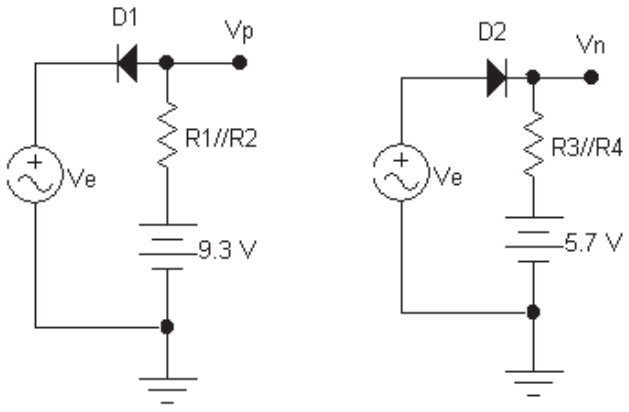
a) **Graficar la función de transferencia, indicando el estado de los diodos. El A.O es Rail-to-rail ($^{+}$Vcc/$^{-}$Vcc=+12/-12V), y los diodos D1 y D2 son reales (Vd=0.7V).**
b) **Disponer de un par de diodos Led para visualizar el estado de la variable. Diseñar esta etapa para una intensidad luminosa por los diodos Led de 15mA, considerando su caída de tensión directa.**

Datos: Led verde (2,4V) y Led rojo (1,6V).

Solución:

a)

El equivalente del circuito utilizando el teorema de Thevenin, resulta:

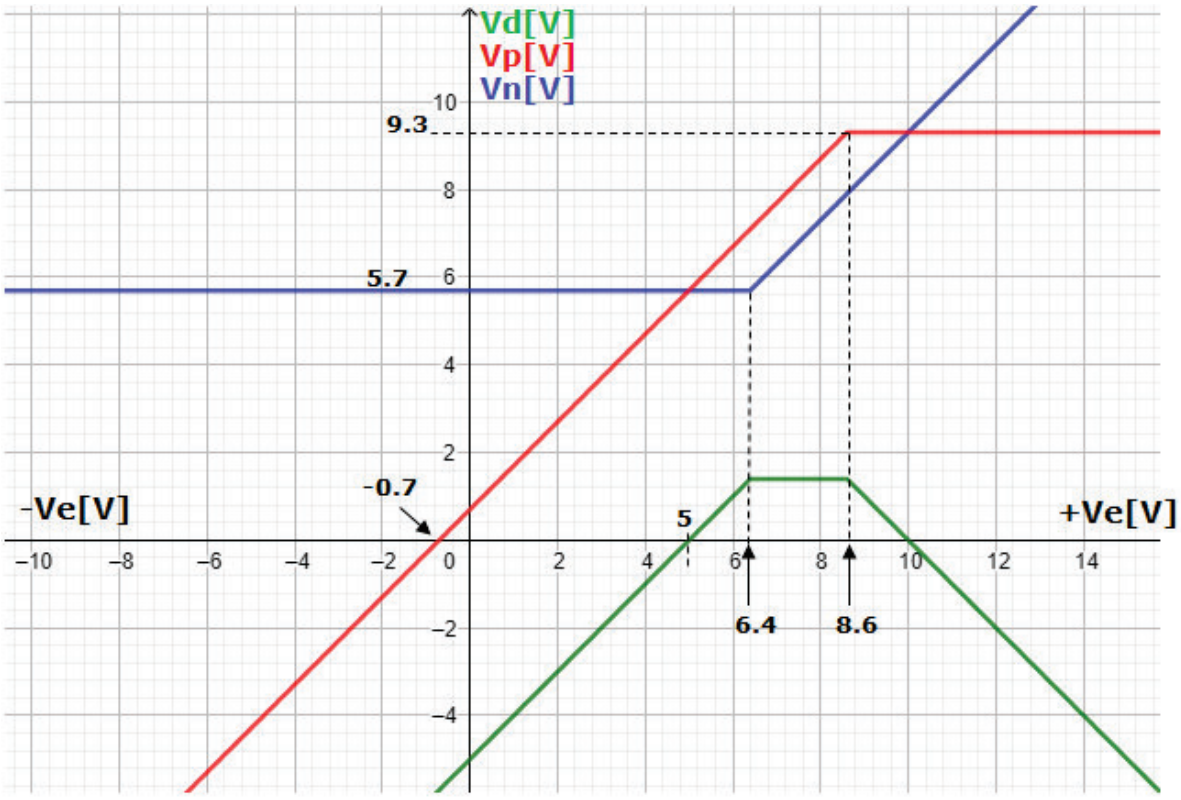


Siendo:

$$Vp = \frac{R2}{(R2+R1)} * Vcc = \frac{930\Omega}{(930\Omega+270\Omega)} * 12V = 9.3V = VAnodo\ D1$$

$$Vn = \frac{R4}{(R4+R3)} * Vcc = \frac{570\Omega}{(570\Omega+630\Omega)} * 12V = 5.7V = Vcátodo\ D2$$

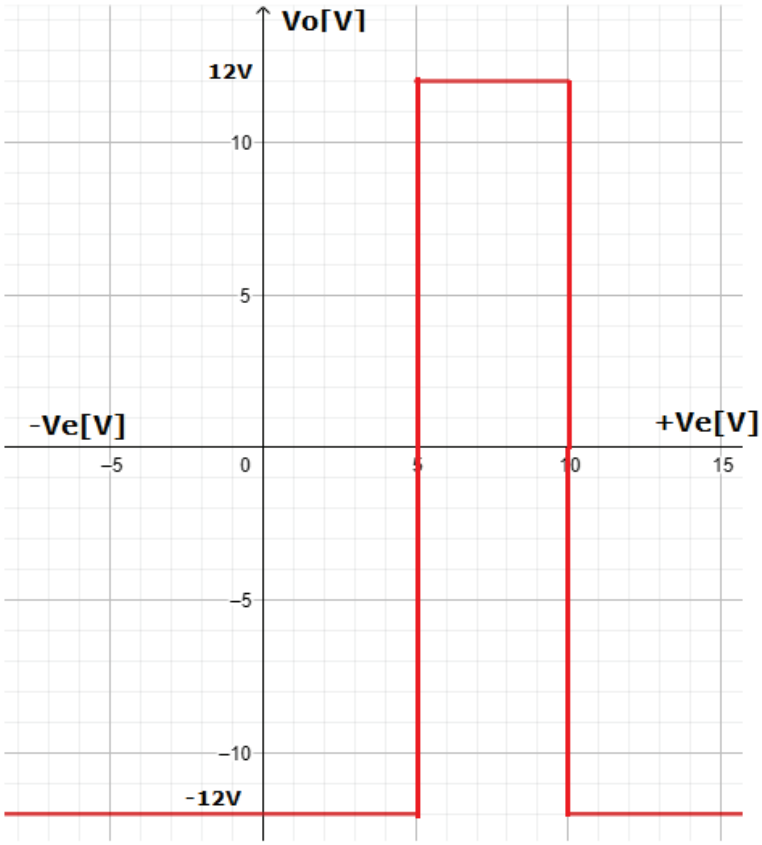
Se grafica las tensiones de Vn, Vp y Vd, en función de la señal de entrada Ve:



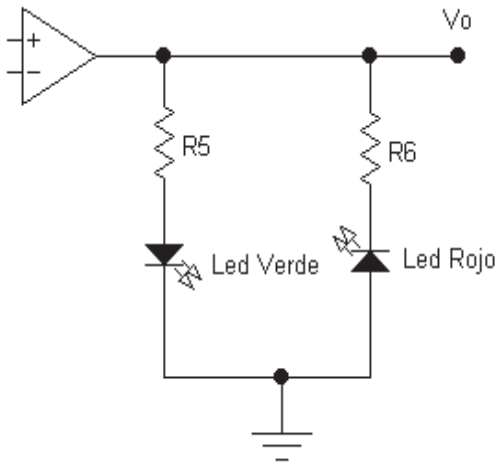
El estado de los diodos, es el que se indica a continuación:

$$
\begin{aligned}
-\infty \leq Ve \leq 5\,V &\longrightarrow D1\ ON\ y\ D2\ OFF \\
5V \leq Ve \leq 6.4\,V &\longrightarrow D1\ ON\ y\ D2\ OFF \\
6.4\,V \leq Ve \leq 8.6\,V &\longrightarrow D1\ ON\ y\ D2\ ON \\
8.6\,V \leq Ve \leq 10\,V &\longrightarrow D1\ OFF\ y\ D2\ ON \\
10\,V \leq Ve \leq \infty &\longrightarrow D1\ OFF\ y\ D2\ ON
\end{aligned}
$$

La tensión de salida será +12V ó -12V, cuando Vd>0V ó Vd<0V respectivamente:



b) Se conectan los diodos led, tal como lo muestra la siguiente figura:

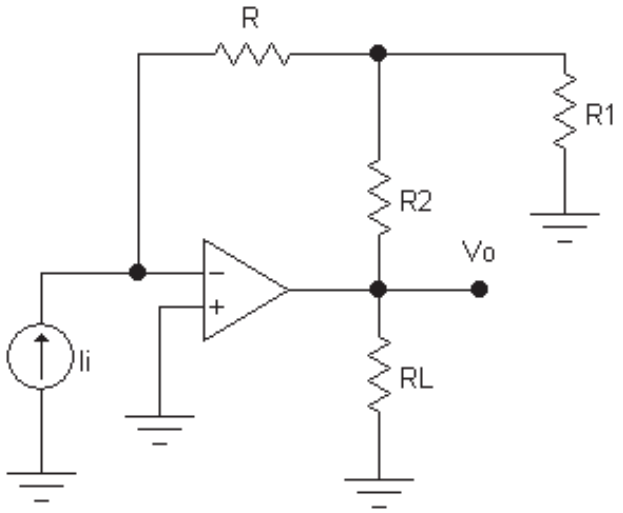


$$\boldsymbol{R5} = \frac{Vsat^{+} - VDLed\ Verde}{ID\ Led} = \frac{12\,V - 2.4\,V}{15\,mA} = \mathbf{640\ \Omega}$$

$$\boldsymbol{R6} = \frac{-Vsat^{-} - VDLed\ Rojo}{ID\ Led} = \frac{12\,V - 1.6\,V}{15\,mA} = \mathbf{693\ \Omega}$$

Problema 13

Considerando el siguiente circuito realimentado:



a) **Determinar el tipo de realimentación, indicando la variable que se sensa y se suma.**
b) **Hallar β.**
c) **Con el valor de β obtenido, hallar AF = Vo/Ii. Indicar la función del circuito.**

Datos: AvOL= 75dB, ZeLa= 2MΩ, ZsLa= 100Ω, RL=6.8 KΩ, R= R2=R1=5KΩ

Solución:

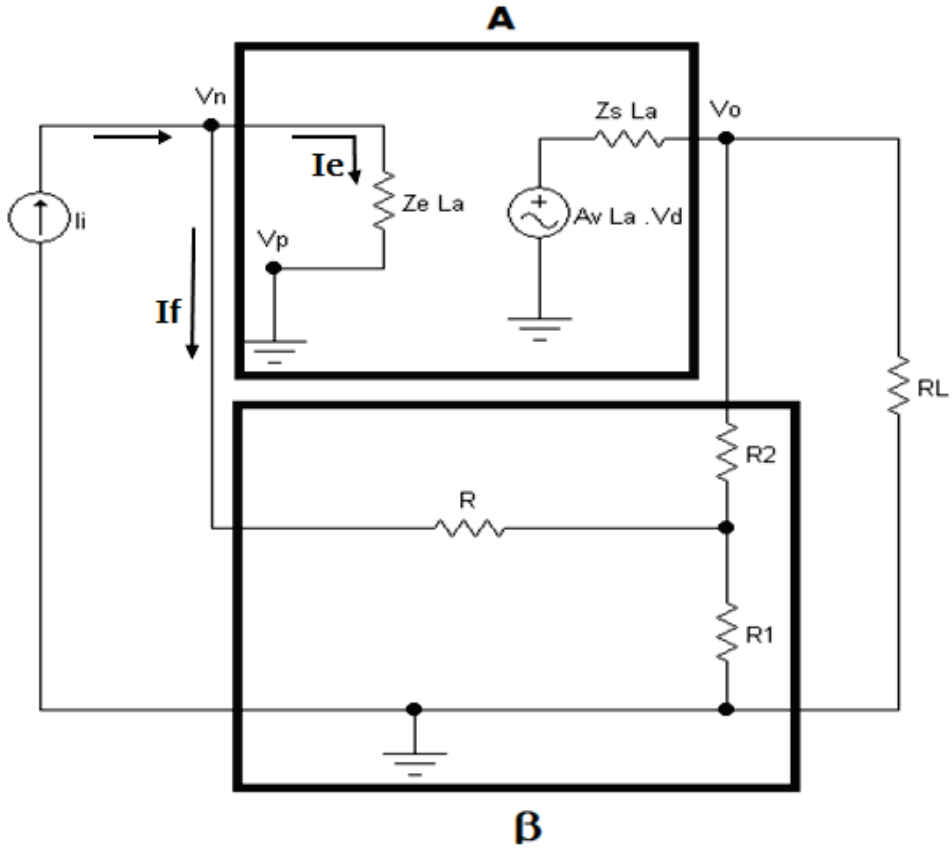
a)

El circuito presenta realimentación única hacia entrada inversora, y para determinar el tipo de realimentación se dibuja en la siguiente figura el circuito completo. En el mismo se indica las funciones de transferencias referidas a la Ganancia del trayecto directo (A) y del lazo de realimentación (β).

Analizando el bloque de realimentación, se observa que la señal de entrada es la tensión de salida Vo, lo cual indica que la realimentación es de voltaje. La variable de salida es la corriente If que es comparada con la señal de entrada Ii. Esto indica que la entrada es en paralelo. Es decir que la variable que se sensa es el voltaje de salida Vo, y la variable que se suma es la corriente If.

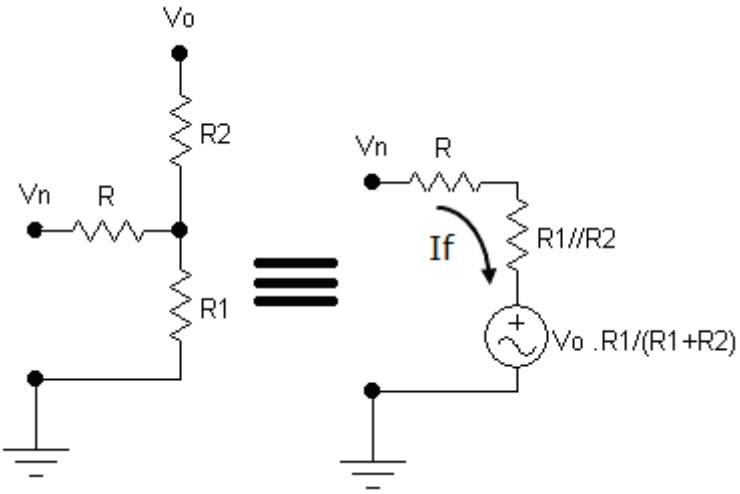
Al variar la resistencia de carga, se advierte la realimentación negativa que controla a la salida Vo:

$$RL\downarrow \rightarrow \mathbf{Vo}\downarrow \rightarrow VR1\downarrow \rightarrow Vn\downarrow \rightarrow Vd\uparrow \rightarrow \mathbf{Vo}\uparrow$$



b)

Analizando la siguiente equivalencia:



Siendo la realimentación negativa, Vn=Vp=0V:

$$Vn = If[R + (R1 \parallel R2)] + \frac{R1}{(R1 + R2)} * Vo = Vp = 0V \Rightarrow$$

$$\frac{\boldsymbol{If}}{\boldsymbol{Vo}} = -\frac{\boldsymbol{R1}}{\boldsymbol{(R1 + R2)R + R1R2}} = -\frac{\boldsymbol{1}}{\boldsymbol{15K\Omega}} = -\boldsymbol{\beta}$$

c)

$$A = \frac{Vo}{Ie} = \frac{Vo}{Vd} * \frac{Vd}{Ie} = Av\ La * (-Ze\ La) = -Av\ La * Ze\ La = -5623.41\ M\Omega$$

$$Af = \frac{Vo}{Ii} = \frac{A}{1 + A\beta}$$

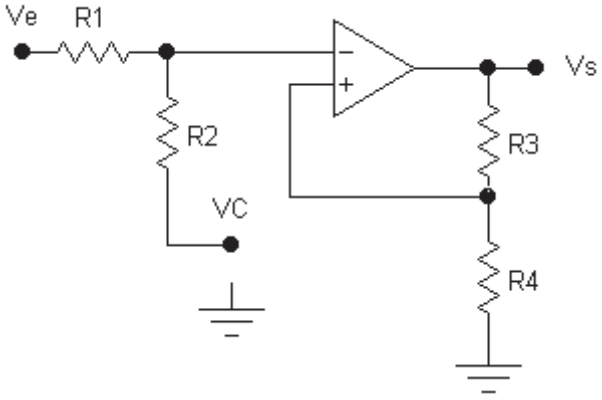
$$por\ la\ realimentacion\ negativa\ se\ verifica\ que\ |A\beta| \gg 1\ , luego\ Af = -\frac{1}{\beta}$$

$$\boldsymbol{Af = -\frac{(R1 + R2)R + R1R2}{R1} = -\frac{(5K\Omega + 5K\Omega)5K\Omega + 25K\Omega}{5K\Omega} = -15\ K\Omega}$$

El circuito se comporta como un convertidor de corriente en tensión.

Problema 14

La señal Ve tiene una excursión de 30Vpp, requiere ser comparada con una tensión de referencia de 10V. Sin embargo, ésta señal es ruidosa y el umbral de ruido está acotado en 1Vpp. Para tal función se propone el circuito de la figura.



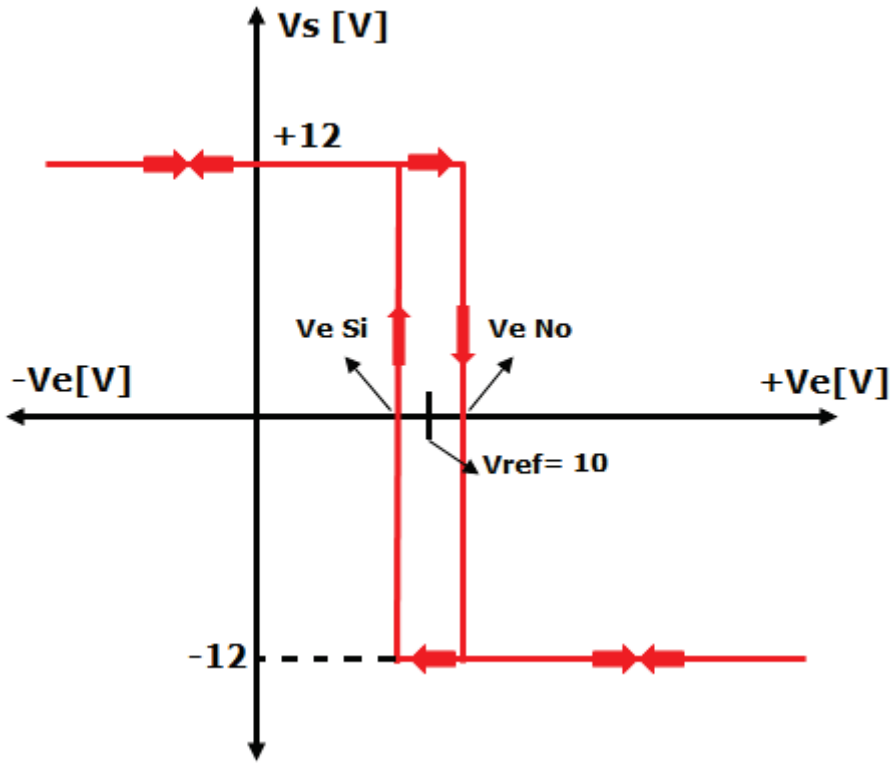
a) **Graficar la función de transferencia, de acuerdo a los datos y teniendo en cuenta que el A.O es Rail-to-rail, VCC/VEE=±12V e IsAO Máx=25mA.**
b) **Halle R3, R4 y VC, siendo R1= 20KΩ y R2= 5KΩ.**

Solución:

a)

El circuito posee realimentación positiva única y siendo un comparador en configuración Inversora con lazo de histéresis desplazado a través de la tensión de control VC.

Conforme a los datos aportados, se desprende:
Vref=10V.
El ancho del lazo de histéresis=H=1V
Ve No=Vref+(H/2)=10V+0.5V=10.5 V
Ve Si =Vref-(H/2)=10V- 0.5V=9.5 V



b) Para el diseño, se calcula Ve Si y Ve No:

$$Vn = \frac{R2}{R1+R2} * Ve + \frac{R1}{R1+R2} * VC$$

$$Vp = \frac{R4}{R3+R4} * Vs$$

En la conmutación Vn=Vp, luego:

$$Ve\ Si = \frac{R4}{R3+R4} * (1+\frac{R1}{R2}) * Vsat^{-} - \frac{R1}{R2} * VC = 9.5\ V$$

$$Ve\ No = \frac{R4}{R3+R4} * (1+\frac{R1}{R2}) * Vsat^{+} - \frac{R1}{R2} * VC = 10.5\ V$$

Siendo R1=20KΩ y R2=5KΩ; luego:

$$Ve\ Si - Ve\ No = 1V = \frac{R4}{R3+R4} * (1+\frac{R1}{R2}) * (Vsat^{-} - Vsat^{+}) = \frac{R4}{R3+R4} * 5 * (-24\ V) \Rightarrow$$

$$\frac{(R3+R4)}{R4} = 120 \Rightarrow \frac{R3}{R4} = 119$$

Adoptando por ejemplo R3, se calcula R4:

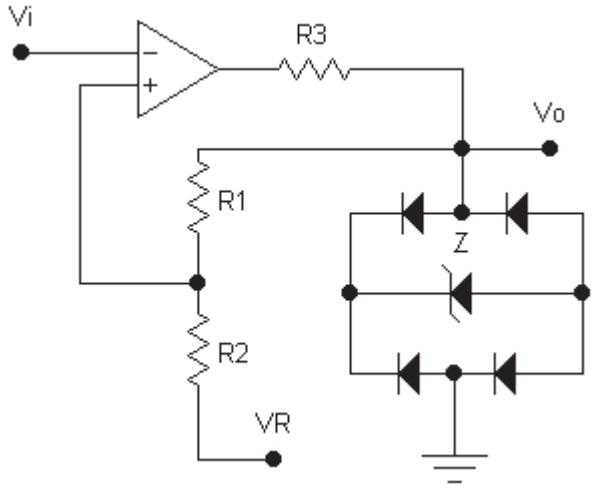
Con **R3=250 KΩ**, resulta **R4=2.1 KΩ.**

Se calcula ahora VC:

$$\boldsymbol{VC = \left[-Ve\ Si + \frac{R4}{(R3+R4)} * Vsat^{-} * (1 + \frac{R1}{R2})\right] * \frac{R2}{R1} = -2.5\ V}$$

Problema 15

Una señal ruidosa que tiene una excursión de 20Vpp, requiere ser comparada con una tensión de referencia de 3.6V. El umbral de ruido está acotado en 1Vpp. Para tal función se propone el circuito de la figura.



a) **Graficar la función de transferencia, de acuerdo a los datos y teniendo en cuenta que el A.O es Rail-to-rail y los diodos tienen una caída directa de 0.7V.**
Datos: VCC/VEE=±15V, $Is_{AO\ Máx}$=25mA y VZ=3.6V.
b) **Hallar los valores de R1, R2 y VR.**
c) **Determinar el valor de R3.**

Solución:

a) Se plantean las ecuaciones de Vn y Vp:

$$Vn = Vi$$

$$Vp = \frac{R2}{(R1+R2)} * (VZ + 2 * Vd) + \frac{R1}{(R1+R2)} * VR$$

$$Si\ Vi \gg 0V, Vn > Vp\ , luego\ Vd < 0\ y\ Vs\ AO = Vsat^{-} = -15V$$
$$y\ Vo = -(VZ + 2 * Vd) = -5V$$

En la conmutación, Vn=Vp:

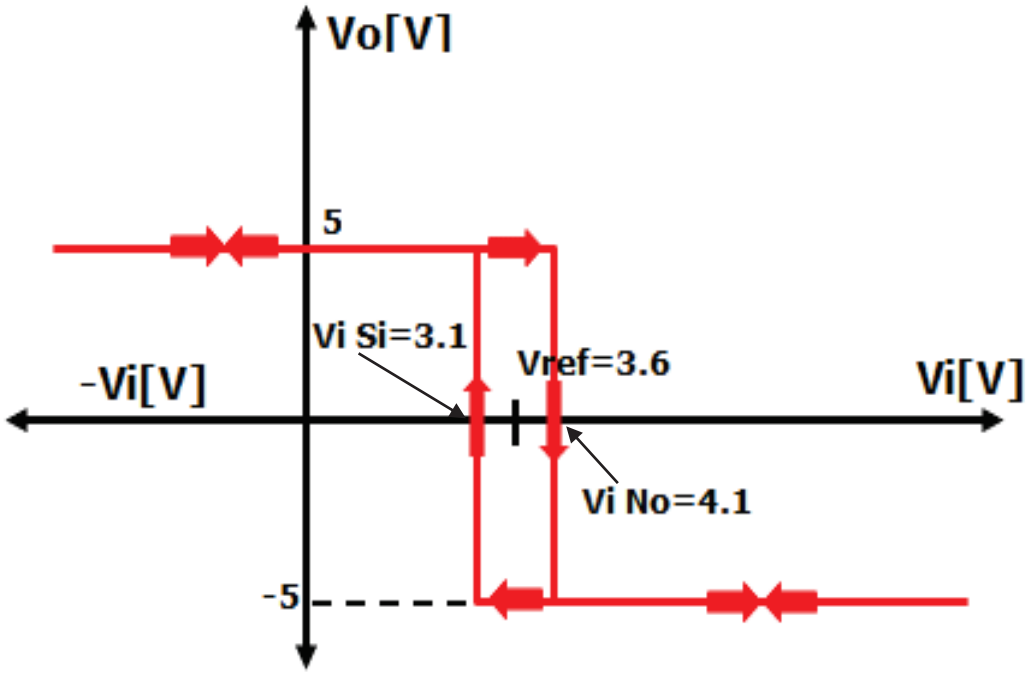
$$\boldsymbol{Vi\ SI} = \frac{R2}{(R1+R2)} * (-5V) + \frac{R1}{(R1+R2)} * VR = Vref - \frac{H}{2} = 3.6V - 0.5V = \boldsymbol{3.1V}$$

$$Si\ Vi \ll 0V,\ \ luego\ Vd > 0\ y\ Vs\ AO = Vsat^{+} = +15V$$
$$y\ Vo = (VZ + 2 * Vd) = 5V$$

En la conmutación, Vn=Vp:

$$\boldsymbol{Vi\ No} = \frac{R2}{(R1+R2)} * (+5V) + \frac{R1}{(R1+R2)} * VR = Vref + \frac{H}{2} = 3.6V + 0.5V = \boldsymbol{4.1V}$$

Graficando la función de transferencia, queda:



b)

$$Vi\ No - Vi\ Si = 1V = 2 * \frac{R2}{(R2+R1)} * 5V$$

Adoptando R1 ó R2, luego se obtiene el otro valor de la resistencia:
Por ejemplo, **se adopta R2=1KΩ**, resultando **R1=9KΩ**.
La tención VR, se despeja de cualquiera de las ecuaciones de la tensión de conmutación Vi Si ó Vi No:

$$\boldsymbol{VR} = \left[\boldsymbol{Vi\ No} - \frac{\boldsymbol{R2}}{(\boldsymbol{R1}+\boldsymbol{R2})} * \boldsymbol{5V}\right] * \left(\boldsymbol{1} + \frac{\boldsymbol{R2}}{\boldsymbol{R1}}\right) = \boldsymbol{4V}$$

c)

Siendo I Divisor:

$$I\ Divisor\ máx = \frac{Vo - VR}{(R1 + R2)} = \frac{-5V - 4V}{10\ K\Omega} = 0.9\ mA\ \ Caso\ más\ desfavorable$$

Adoptando IZmin=5 mA, se obtiene R3:

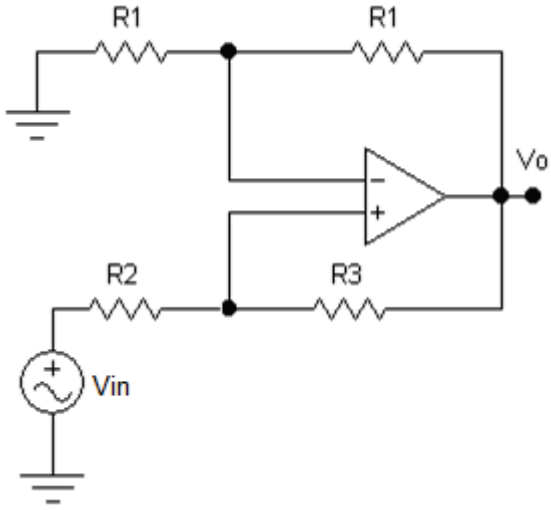
$$\boldsymbol{R3 = \frac{Vs\ AO - Vo}{I\ Divisor + IZ\ min} = \frac{15\ V - 5\ V}{0.9\ mA + 5\ mA} = 1.69\ K\Omega}$$

Con Vo= 5 V, Id=0.1 mA. Con R3=1.69 KΩ, Io=5.9 →IZ=5.8 mA> IZmin=5 mA.

Problema 16

Para el siguiente circuito realimentado:

a) Hallar la relación que deben cumplir los resistores, a fin de permitir los distintos tipos de realimentación. Indicar la/s función/es del circuito para cada tipo de realimentación.
b) Si R1=R3=10KΩ. y R2=14KΩ, graficar la función de transferencia del circuito. Siendo el AO ideal, salvo en su tensión de saturación Vsat ±2V, por debajo de la tensión de alimentación (± 12V).



Solución:

a)

Se analiza las fracciones de la realimentación de Vo hacia Vn y Vp:

$$Vn = \frac{Vo}{2} \quad y \quad Vp = \frac{R3}{(R3 + R2)} * Vin + \frac{R2}{(R3 + R2)} * Vo$$

Comparando:

$$Si\ \ Vn = \frac{Vo}{2} > Vp = f(Vo) = \frac{R2}{(R3 + R2)} * Vo \Rightarrow Realimentación\ es\ Negativa\ , siendo\ R3 > R2$$

$$Si\ \ Vn = \frac{Vo}{2} < Vp = f(Vo) = \frac{R2}{(R3 + R2)} * Vo \Rightarrow Realimentación\ es\ Positiva\ , siendo\ R3 < R2$$

$$Si\ \ Vn = \frac{Vo}{2} = Vp = f(Vo) = \frac{R2}{(R3 + R2)} * Vo \Rightarrow Oscilador\ , siendo\ R3 = R2$$

Si la realimentación es negativa, la aplicación es lineal y el circuito se comporta como un amplificador de tensión. Luego Vn=Vp:

$$Vn = \frac{Vo}{2} = Vp = \frac{R3}{(R3+R2)} * Vin + \frac{R2}{(R3+R2)} * Vo \Rightarrow \boldsymbol{Vo = \frac{2 * R3}{(R3 - R2)} * Vin}$$

Si la realimentación es positiva, la aplicación es no lineal y el circuito se comporta como un comparador centrado o Disparador Shmitt.

b)

Siendo R3=10 KΩ < R2=14 KΩ, la realimentación es positiva.

$$Si\ Vin \gg 0V, Vp \gg 0V\ , luego\ Vd > 0\ y\ Vs\ AO = Vsat^{+} = 10\ V$$

En la conmutación, Vn=Vp:

$$\frac{Vsat^{+}}{2} = \frac{R3}{(R3+R2)} * Vin\ No + \frac{R2}{(R3+R2)} * Vsat^{+} \Rightarrow Vin\ No$$

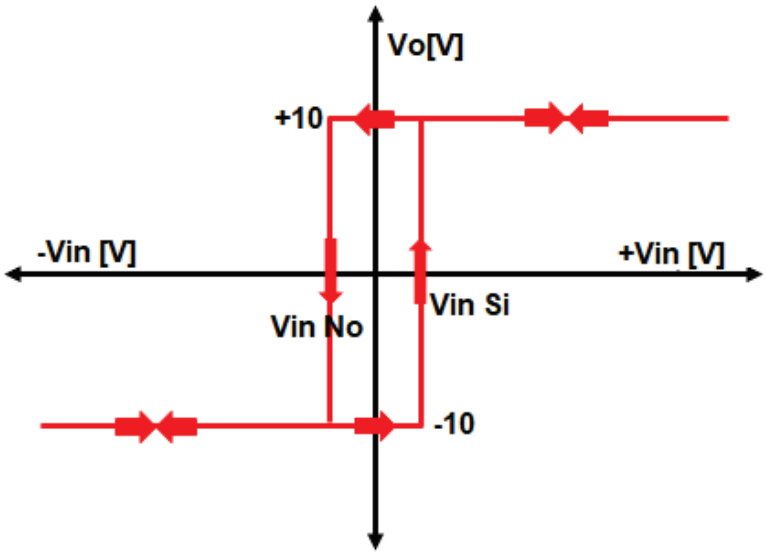
$$\boldsymbol{Vin\ No} = \frac{(R3-R2)}{2R3} * Vsat^{+} = \frac{(10\ K\Omega - 14\ K\Omega)}{2 * 10\ K\Omega} * 10V = -2V$$

$$Si\ Vin \ll 0V, luego\ Vd < 0\ y\ Vs\ AO = Vsat^{-} = -10\ V$$

En la conmutación, Vn=Vp:

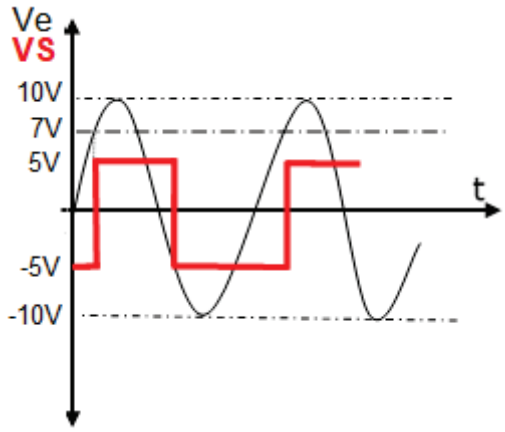
$$\frac{Vsat^{-}}{2} = \frac{R3}{(R3+R2)} * Vin\ Si + \frac{R2}{(R3+R2)} * Vsat^{-} \Rightarrow Vin\ Si$$

$$\boldsymbol{Vin\ Si} = \frac{(R3-R2)}{2R3} * Vsat^{-} = \frac{(10\ K\Omega - 14\ K\Omega)}{2 * 10\ K\Omega} * (-10V) = 2V$$



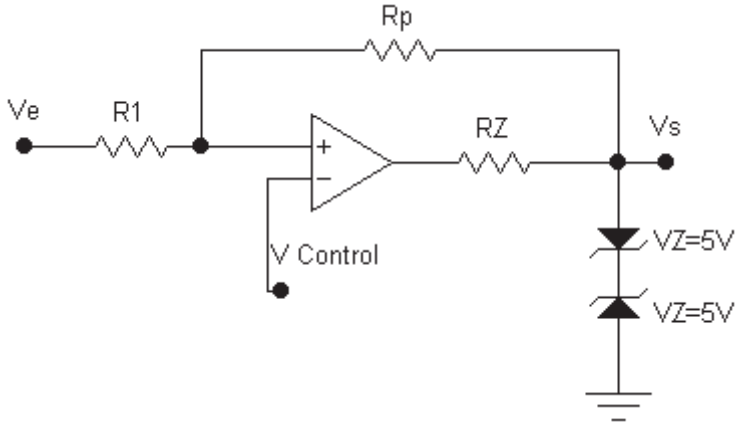
Problema 17

Dadas las gráficas de la señal de entrada y salida dibujadas, diseñar un circuito con A.O de forma completa que permita tal transformación. Se dispone de una fuente de tensión partida de ±15 V para alimentar el A.O.

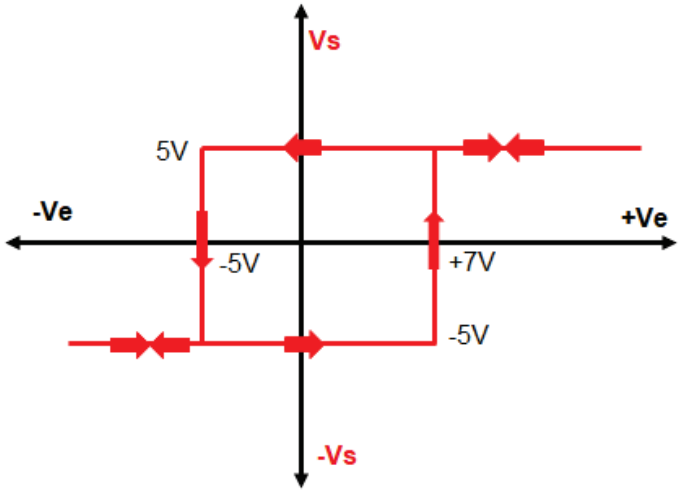


Solución:

El circuito que se propone, es el que se dibuja a continuación:



Para el diseño, se deberá dibujar la función de transferencia del circuito de acuerdo a la información dada por las gráficas de la señal de entrada y salida.



Siendo Vn=V Control

Se plantea la ecuación de Vp:

$$Vp = \frac{Rp}{(R1+Rp)}Ve + \frac{R1}{(R1+Rp)}VZ$$

$$Si\ Vs = -Vz = -5V, luego\ \ Vp = \frac{Rp}{(R1+Rp)}Ve + \frac{R1}{(R1+Rp)}(-5V)$$

Y en la conmutación Vn=Vp, resultando:

$$\boldsymbol{Ve\ Si = \frac{(R1+Rp)}{Rp} * VControl - \frac{R1}{Rp} * (-5V)}$$

$$Si\ Vs = Vz = 5V, luego\ \ Vp = \frac{Rp}{(R1+Rp)} * Ve + \frac{R1}{(R1+Rp)} * (+5V)$$

Y en la conmutación Vn=Vp, resultando:

$$\boldsymbol{Ve\ No = \frac{(R1+Rp)}{Rp} * VControl - \frac{R1}{Rp} * (+5V)}$$

El ancho del lazo de histéresis, resulta:

$$Ve\ Si - Ve\ No = 2 * \frac{R1}{Rp} * 5V = \frac{R1}{Rp} * 10V$$

Siendo Ve Si=7V y Ve No= -5V, el ancho del lazo de histéresis queda:

$$Ve\ Si - Ve\ No = 12V = \frac{R1}{Rp} * 10V$$

Adoptando por ejemplo **Rp= 10KΩ,** se obtiene **R1=12KΩ.**

Despejando V control de las ecuaciones de Ve Si o Ve No, se obtiene:

$$\boldsymbol{V\ Control = \frac{Ve\ Si * Rp - R1 * 5V}{(R1+Rp)} = \frac{7V * 10K\Omega - 12K\Omega * 5V}{22K\Omega} = 0.45V}$$

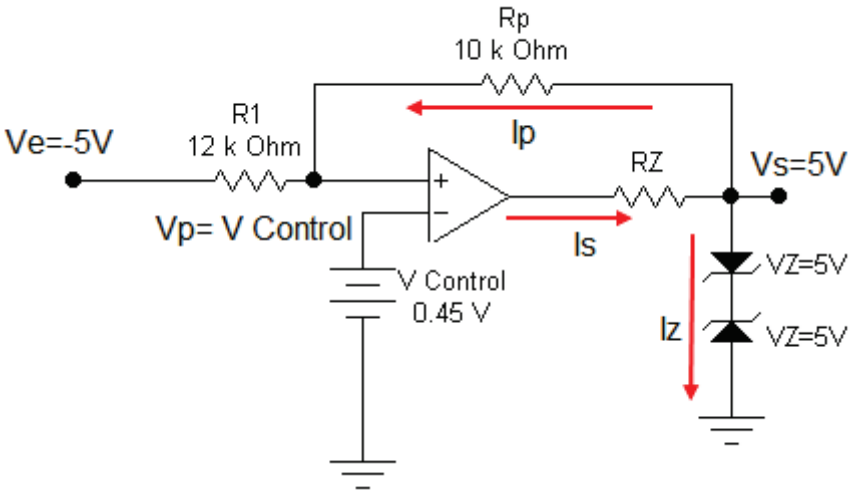
Para finalizar el diseño, deberá calcularse el valor de Rz. Para ello se considerarán las corrientes en los casos extremos de funcionamiento, en función de la tensión en la entrada No Inversora.

$$Si\ Vs = 5V, \qquad luego\ -5V \leq Ve \leq 10V$$

Siendo Vp:

$$Vp = \frac{Rp}{(R1+Rp)} * Ve + \frac{R1}{(R1+Rp)} * Vs\ ,\quad resullta\ \ VControl \leq Vp \geq 7.27V$$

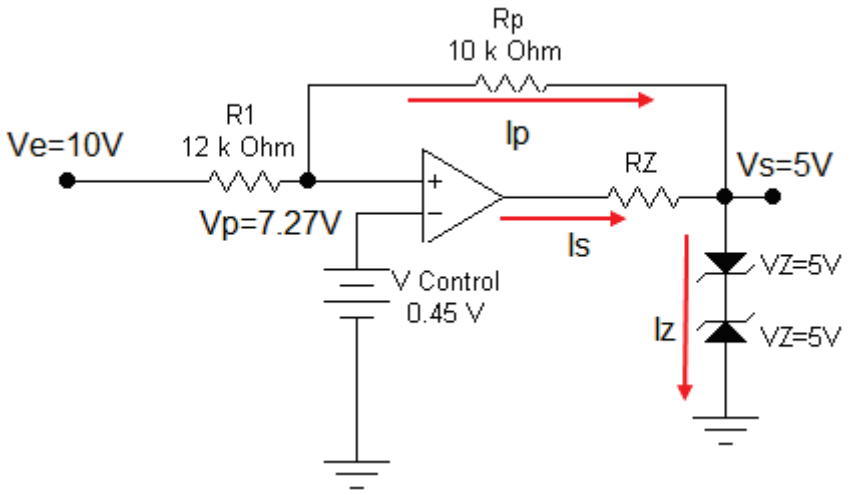
Para Vs= 5V, Ve=-5V y Vp=V Control=0.45V



$$Is = Ip + Iz \Rightarrow Iz = Is - Ip = \frac{(Vsat^{+} - Vs)}{RZ} - \frac{(Vs - V\ Control)}{Rp} = \frac{(15V - 5V)}{RZ} - \frac{(5V - 0.45V)}{Rp}$$

$$Iz = \frac{10V}{RZ} - 0.455\ mA \quad \boldsymbol{Ec.1}$$

Para Vs= 5V, Ve=10V y Vp=7.27V



$$Iz = Is + Ip = \frac{(Vsat^{+} - Vs)}{RZ} + \frac{(Vp - V\ s)}{Rp} = \frac{(15V - 5V)}{RZ} + \frac{(7.27\ V - 5V)}{Rp}$$

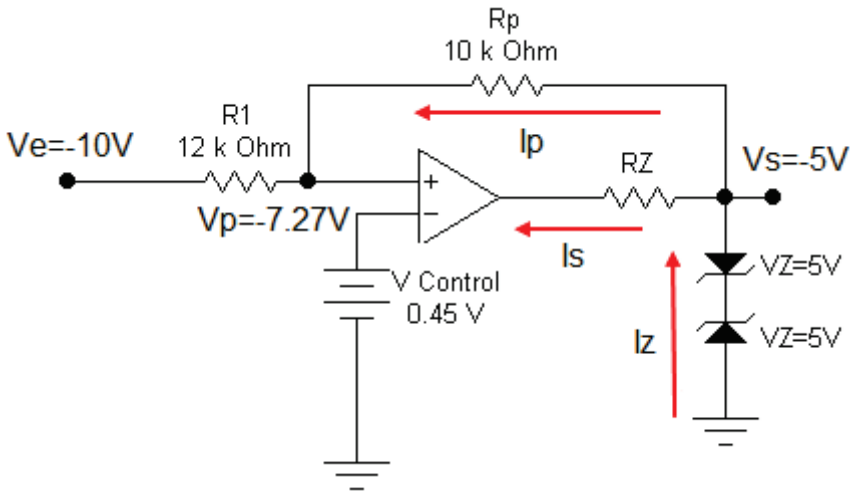
$$Iz = \frac{10V}{RZ} + 0.227\ mA \quad \boldsymbol{Ec.2}$$

$$Si\ Vs = -5V, \qquad luego\ -10V \leq Ve \leq 7V$$

Siendo Vp:

$$Vp = \frac{Rp}{(R1 + Rp)} * Ve + \frac{R1}{(R1 + Rp)} * Vs\ , \quad resullta\ -7.27V \leq Vp \geq VControl$$

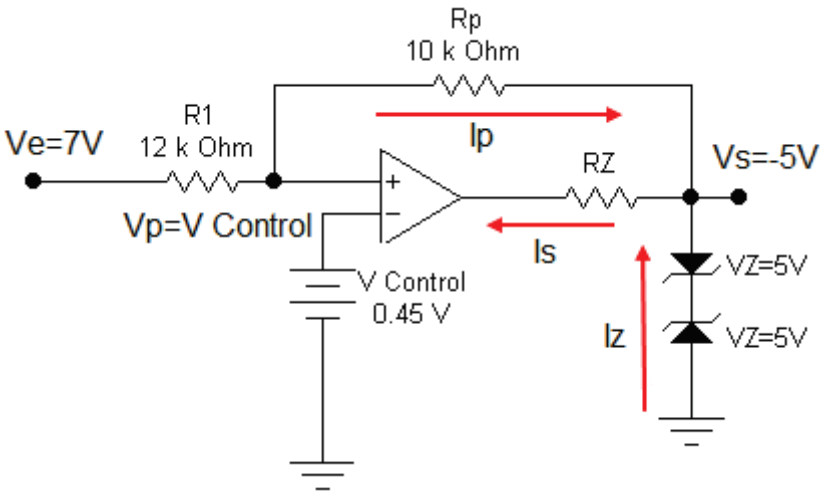
Para Vs= -5V, Ve=-10V y Vp=-7.27V



$$Iz = Is + Ip = \frac{(Vs - Vsat^{-})}{RZ} + \frac{(Vs - V\,p)}{Rp} = \frac{[-5V - (-15V)]}{RZ} + \frac{[-5V - (-7.27V)]}{Rp}$$

$$Iz = \frac{10V}{RZ} + 0.227\ mA \quad \boldsymbol{Ec.3}$$

Para Vs= -5V, Ve=7V y Vp=V Control



$$Is = Iz + Ip \Rightarrow Iz = Is - Ip = \frac{(Vs - Vsat^{-})}{RZ} - \frac{(V\ Control - Vs)}{Rp}$$
$$= \frac{[-5V - (-15V)]}{RZ} - \frac{[0.45V - (-5V)]}{Rp}$$

$$Iz = \frac{10V}{RZ} - 0.545\ mA \quad \boldsymbol{Ec.4}$$

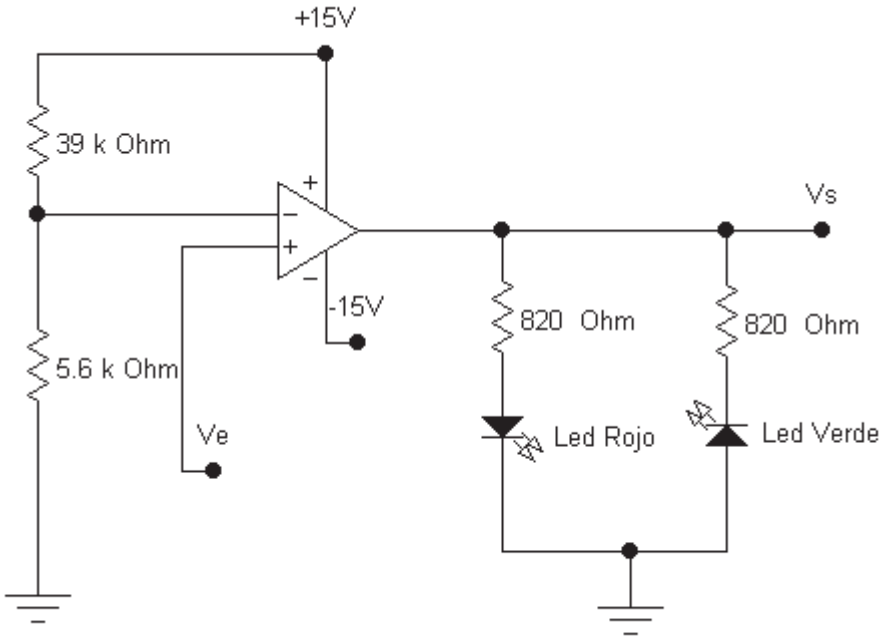
Si se adopta la corriente mínima del zener y comparando las ecuaciones: Ec.1, Ec. 2, Ec.3 y Ec.4; se advierte que la Ec.4 resulta el caso más desfavorable.

Para **Izmin=5 mA**, y reemplazándolo en la Ec.4, se obtiene RZ:

$$Iz = 5mA = \frac{10V}{RZ} - 0.545\ mA \ \Rightarrow \boldsymbol{RZ = 1.8K\Omega}$$

Problema 18

Para el circuito propuesto:
Dibujar Vs, para una tensión de entrada triangular de 6Vpp y 10Hz y determinar los tiempos durante los cuales están encendidos los Led verde y rojo.



Solución:

El circuito corresponde a un comparador de tensión a lazo abierto.
La señal de entrada triangular ingresa por la entrada No-Inversora del AO, y se compara con la tensión Vref, proveniente del divisor de tensión que ingresa a la entrada Inversora.

Calculando la Vref:

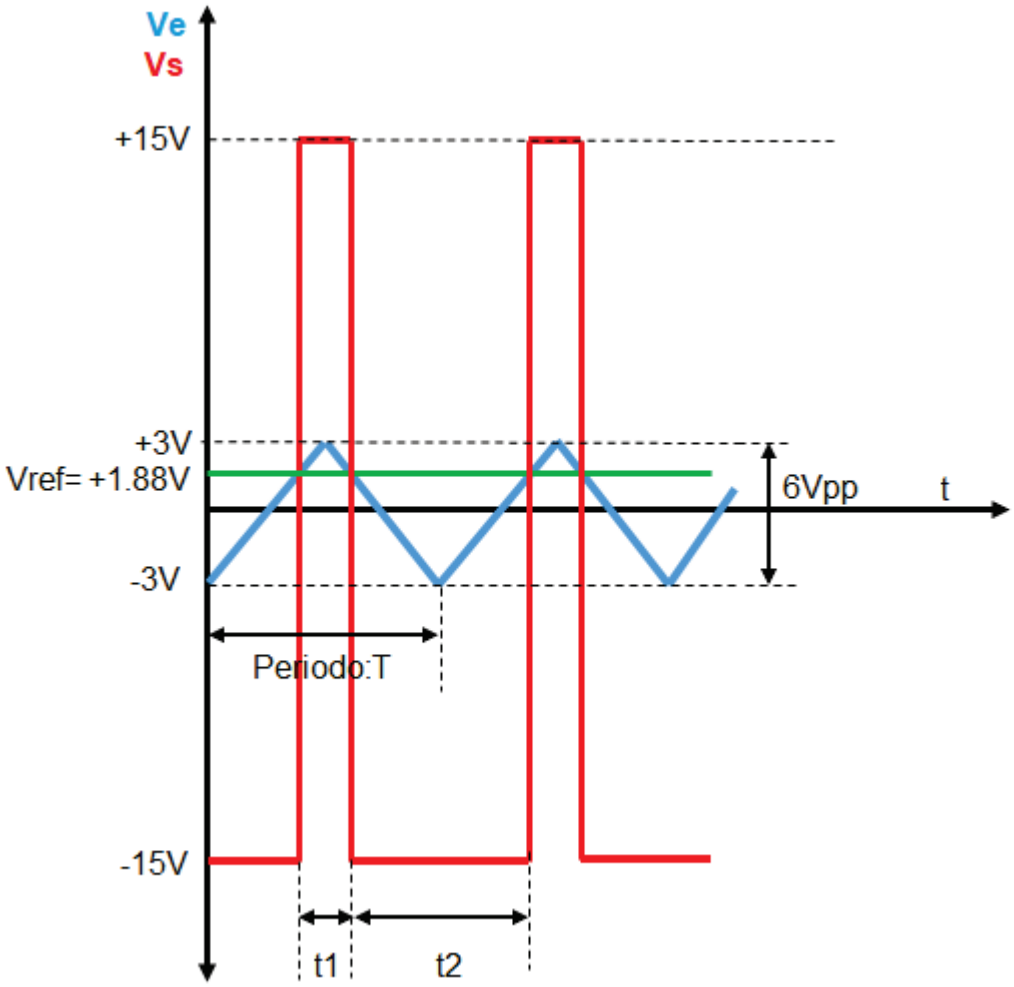
$$Vref = \frac{5.6K\Omega}{(39K\Omega + 5.6K\Omega)} * 15V = 1.88V$$

Tal como se aprecia en la figura, por geometría se establece una proporción entre la tensión y el tiempo t1, del siguiente modo:

$$\frac{(Vep - Vref)}{t1} = \frac{Ve\ pp}{T} \Rightarrow \boldsymbol{t1} = \frac{\boldsymbol{(Vep - Vref)}}{\boldsymbol{Ve\ pp * f}} = \frac{\boldsymbol{(3V - 1.88V)}}{\boldsymbol{6V * 10Hz}} = \boldsymbol{18\ mseg}$$

Siendo t1 el tiempo en que se enciende el Led rojo, mientras que t2 corresponde al tiempo de encendido del Led verde, siendo este:

$$t2 = T - t1 = \frac{1}{f} - t1 = \frac{1}{10Hz} - 0.018seg = 82\ mseg.$$



Osciladores

Aplicando los conceptos de realimentación positiva se analizan y desarrollan problemas de diseño de osciladores de relajación: de onda cuadrada, rectangular y triangular. Se incluye los osciladores senoidales con redes RC y LC, con transistores y amplificadores operacionales.

Para la comprensión de la resolución de los problemas, se requiere:

- Comprender los conceptos del oscilador.
- Comprender las condiciones necesarias y suficientes para que exista oscilación.
- Identificar la aplicación de las redes de realimentación en las diversas configuraciones.
- Comprender el comportamiento de los circuitos resonantes LC en los osciladores con transistores y los controlados por cristal.

Cuestionario 10

1) Cuando se realimenta en forma positiva:
   a) A_{OL}. β <<1
   b) A_{OL}. β >>0
   c) A_{OL}. β = -1
   d) Ninguna opción es correcta
2) La realimentación positiva se la utiliza en circuitos:
   a) Automatizados
   b) Osciladores.
   c) Comparadores a lazo abierto.
   d) Ninguna opción es del todo válida.
3) La realimentación positiva logra:
   a) Oscilaciones de alta frecuencia, porque aumenta el ancho de banda.
   b) Muchas desventajas, por esa razón rara vez se la usa.
   c) Mejoras en bajas frecuencias.
   d) Ninguna opción es válida.
4) La realimentación positiva:
   a) Se la suele utilizar para reducir el ruido en los amplificadores.
   b) Cuando es de tensión, atenúa la ganancia de lazo abierto.
   c) Aumenta el ancho de banda del sistema.
   d) Ninguna opción es válida.
5) La realimentación positiva produce el efecto de:
   a) Conducir a inestabilidades y auto-oscilaciones.
   b) Disminuir la relación señal/ruido
   c) Mantener la restricción del punto de suma
   d) Ninguna opción es válida
6) Las aplicaciones de la realimentación positiva,
   a) Producen siempre circuitos astables.
   b) Producen funcionamiento lineal y no lineal, dependiendo de su diseño.
   c) Son ampliamente usadas para aumentar el ancho de banda.
   d) Ninguna opción es válida
7) La salida de un oscilador de relajación es:
   a) Una señal sinusoidal
   b) Una señal cuadrada
   c) Una rampa
   d) Un pulso rectangular
   e) Las opciones a) y b), son válidas
8) Los osciladores de relajación, son útiles en aplicaciones:
   a) De bajas frecuencias
   b) De altas frecuencias
   c) Con circuitos tanque LC
   d) Para señales de salida pequeña
   e) Las opciones a) y d), son válidas
9) Cuando se utilizan zeners en la salida de un oscilador de relajación, la función de los mismos es
   a) Evitar las señales de ruido en la conmutación
   b) Aumentar la frecuencia de oscilación

c) Otorgar estabilidad a la frecuencia de oscilación
d) Disminuye la tensión de salida por debajo de la saturación del elemento activo
e) Las opciones a) y c), son válidas

10) En los osciladores de relajación la realimentación es:
a) Positiva.
b) Negativa.
c) Dependiente del tipo de configuración (inversora o no inversora).
d) Dependiente del tipo de red de realimentación utilizada.

11) Se puede obtener un oscilador de relajación de onda triangular utilizando en la realimentación:
a) Una fuente de tensión constante.
b) Una fuente de corriente constante.
c) Dos fuentes de corriente constante en configuración anti-paralelo.
d) Dos resistores con diodos en serie, en configuración anti-paralelo.

12) Los osciladores de relajación:
a) Utilizan la configuración no inversora.
b) Son lineales.
c) La impedancia de entrada es baja
d) Se pueden también construir con un comparador ventana
e) Ninguna opción es válida

13) Un oscilador de onda triangular:
a) Requiere siempre de un buffer, para ser aplicado a la carga.
b) Sólo usa un buffer, cuando se utiliza el condensador conectado en la entrada No Inversora
c) Se puede construir con un disparador Schmitt y un integrador, auto realimentado
d) Las opciones a) y c), son correctas

14) Un generador de onda triangular, se puede construir:
a) Con un disparador Schmitt en configuración Inversora y un integrador Inversor, auto realimentado
b) Con un disparador Schmitt en configuración Inversora y un integrador en configuración No Inversora, auto realimentado.
c) Con un disparador Schmitt en configuración NO Inversora y un Buffer.
d) Las opciones a) y c), son válidas
e) Ninguna opción es válida

15) Un oscilador de relajación:
a) Debe contener al menos un AO, con realimentación positiva
b) Se puede construir con un comparador ventana, auto realimentado.
c) Siempre provee dos tipos de señales
d) Las opciones a) y c), son válidas
e) Son imprácticos, y rara vez se usan.

16) Los circuitos LC en los osciladores senoidales, trabajan como:
a) Filtros pasa bajo optimizado
b) Filtro Basabanda o resonante
c) Filtro hendidura de elevado Q
d) Ninguna opción es válida

17) Generalmente, en los circuitos osciladores LC el elemento activo es:

a) Siempre transistores
b) Sólo FET
c) Transistores Bipolares, dependiendo de la configuración
d) AO y transistores, dependiendo de la frecuencia.

18) En un oscilador Colpitts, la capacidad del lazo es:
a) C1+C2, porque los condensadores están en serie.
b) C3//C1//C2
c) C1//C2
d) C1, por ser C1<<C2

19) En un oscilador Hartley, las reactancias de igual tipo son:
a) Condensadores
b) Inductancias
c) Faltan datos
d) Ninguna opción es válida

20) El cristal en un oscilador LC convencional, reemplaza a:
a) Al condensador de la realimentación
b) A uno de los condensadores en cualquier configuración
c) A la inductancia en el oscilador Colpitts
d) Ninguna opción es válida

21) La manera de evitar que las capacitancias parásitas no afecten la frecuencia de oscilación, es utilizando un oscilador:
a) Clapp
b) Colpitts
c) Hartley
d) Wien
e) Armtrong

22) Cuando se desea una gran estabilidad en la frecuencia de oscilación, se utiliza:
a) Redes con desplazamiento de fase
b) Transistores bipolares o FET
c) Redes de relajación
d) Circuitos resonantes LC
e) Materiales piezoeléctricos

23) Un material con efecto piezoeléctrico es:
a) El cuarzo
b) Las sales de Rochelle
c) La turmalina
d) Todas las opciones son válidas

24) Las frecuencias de resonancia en serie y paralelo de un cristal:
a) Están muy cerca una de otra
b) Están muy separadas
c) Son iguales
d) Son frecuencias pequeñas

25) ¿Que se mantiene constante en la salida de un circuito tanque que forma parte de un oscilador LC?
a) La amplitud
b) La frecuencia
c) La amplitud y el periodo
d) Ninguna opción es válida

26) Las reactancias de igual tipo en los osciladores Colpitts son:
    a) Inductores
    b) Capacitores
    c) Resistencias
    d) Ninguna opción es del todo válida, porque depende si la Av es positiva o negativa
27) Frecuentemente, el elemento amplificador de los osciladores LC es un:
    a) Amplificador operacional
    b) Transistor
    c) Circuito LC
    d) Ninguna opción es del todo válida
28) La manera de evitar que las capacitancias parásitas no afecten la frecuencia de oscilación, el oscilador Clapp incorpora un:
    a) Capacitor
    b) Inductor
    c) Cristal de cuarzo
    d) Ninguna opción es cierta.
29) Los cristales tienen:
    a) Un Q muy bajo
    b) Un Q muy alto
    c) Una inductancia muy pequeña
    d) Una gran resistencia
30) La frecuencia paralelo respecto de la frecuencia serie en un cristal de cuarzo es:
    a) Mayor.
    b) Menor.
    c) Igual.
    d) Depende del tipo de reactancia que presente.
31) En un circuito tanque LC, cuando la energía en el condensador es máxima, la energía del inductor es:
    a) Mínima
    b) Máxima
    c) Se encuentra entre la mínima y la máxima
    d) Ninguna opción es válida
32) La frecuencia del oscilador con cristal, es muy estable debida a:
    a) A la rigidez del cristal
    b) A las vibraciones
    c) A un factor Q bajo
    d) A un elevado factor Q
33) El efecto piezoeléctrico en un cristal es:
    a) Un voltaje desarrollado debido a la vibración mecánica
    b) Un cambio en la resistencia debida a la temperatura
    c) Un cambio en la frecuencia debida a la temperatura
    d) Ninguna opción es válida
34) En el oscilador Colpitts, la realimentación se obtiene:
    a) Por una resistencia
    b) Por una inductancia
    c) Desde el punto común de los condensadores

d) Ninguna opción es válida

35) En los osciladores LC, si el valor de L aumenta cuatro veces; la frecuencia de las oscilaciones:
   a) Aumenta el doble
   b) Disminuye cuatro veces
   c) Aumenta cuatro veces
   d) Disminuye dos veces

36) La diferencia básica entre un oscilador Clapp y un Colpitts, es que:
   a) El Clapp contiene un condensador adicional
   b) El Colpitts contiene un condensador adicional
   c) El Clapp contiene un inductor adicional
   d) El Colpitts contiene un inductor adicional

37) ¿Qué realimentación es más estable y precisa en un oscilador senoidal?
   a) Un transformador
   b) Un circuito RC
   c) Un circuito tanque LC
   d) Un cristal de cuarzo

38) ¿Qué oscilador utiliza un circuito LC, en su realimentación?
   a) Oscilador Clapp
   b) Oscilador Colpitts
   c) Oscilador Amstrong
   d) Todas las opciones son válidas

39) Como es la frecuencia de oscilación de un oscilador Colpitts con ganancia positiva, respecto de un oscilador Colpitts con ganancia negativa:
   a) Menor.
   b) Mayor.
   c) Igual.
   d) Mucho menor.

40) Los osciladores Colpitts, Clapp y Hartley, son nombres que se refieren a
   a) Tipos de osciladores LC
   b) Tipos de osciladores RC
   c) Inventores del transistor
   d) Tipos de filtros

41) La característica principal de un oscilador de cristal es su:
   a) Economía
   b) Rigidez mecánica
   c) Estabilidad
   d) Alta frecuencia

42) La operación de un oscilador LC está basada en:
   a) La carga y descarga de un capacitor
   b) Un circuito resonante altamente selectivo
   c) Un voltaje de alimentación muy estable
   d) Un bajo consumo de energía

43) La diferencia entre el oscilador Colpitts y Hartley, es:
   a) El Colpitts utiliza un divisor de voltaje capacitivo en el circuito de realimentación.
   b) El Colpitts adiciona un condensador otorgando más estabilidad en la frecuencia de oscilación

c) El Hartley utiliza un divisor de voltaje inductivo en el circuito de realimentación.
d) Las opciones a) y c), son válidas
e) En el rango de frecuencias que operan

44) La función del elemento activo, en un oscilador senoidal es
a) No cargar la red de realimentación
b) Únicamente obtener una salida mayor
c) Solo mantener la frecuencia de oscilación
d) Las opciones a) y b), son válidas
e) Ninguna opción es del todo válida

45) Los osciladores LC en relación a los osciladores de relajación:
a) Se diferencian en la forma de onda de salida
b) Tienen en común que ambos están basados en la inestabilidad del elemento activo.
c) Las opciones a) y b), son válidas
d) En forma práctica se utilizan en diferentes rangos de frecuencia
e) Las opciones a) y d), son correctas

46) En todo oscilador senoidal los polos de la función de transferencia total:
a) Son complejos con parte real positiva, para que sea inestable el sistema
b) Son imaginarios puros
c) Se ubican al menos dos en el semiplano positivo, debido a la realimentación positiva.
d) Ubica un polo en el eje real positivo o negativo, dependiendo del signo de la ganancia del amplificador

47) En un oscilador con cristal de cuarzo la frecuencia de oscilador
a) Es la del cristal
b) Es posible de modificar en un amplio rango de frecuencias.
c) Depende de la configuración que se elija
d) Ninguna opción es del todo válida.

48) En un oscilador LC con transistor, el dispositivo activo es:
a) Circuito de tanque LC
b) Circuito de polarización
c) Transistor
d) Las opciones a) y c), son válidas

49) El factor de calidad del cristal es del orden de:
a) 100
b) 1000
c) 5000
d) Más de 10000

50) ¿Cuál de las siguientes redes se usa para realimentar al transistor en el oscilador Hartley?
a) Polarización fija inductiva
b) Polarización fija capacitiva
c) Divisor de tensión inductivo
d) Divisor de tensión capacitivo

51) El modelo equivalente del oscilador de cristal contiene:
a) Dos inductores y dos condensadores
b) Un inductor y dos condensadores

c) Dos inductores y un condensador
d) Un inductor y un condensador

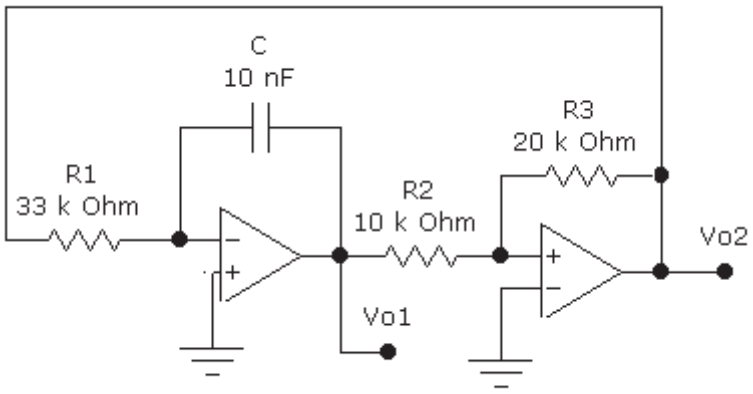
52) La inductancia en el circuito equivalente del oscilador de cristal representa:
a) La capacitancia entre electrodos
b) La elasticidad
c) El factor viscoso
d) La masa

Solución:

1) d)	10) a)	19) b)	28) a)	37) d)	46) b)
2) b)	11) c)	20) c)	29) b)	38) d)	47) a)
3) d)	12) e)	21) a)	30) a)	39) c)	48) c)
4) d)	13) c)	22) e)	31) a)	40) a)	49) d)
5) a)	14) e)	23) d)	32) d)	41) c)	50) c)
6) d)	15) d)	24) a)	33) a)	42) b)	51) b)
7) b)	16) b)	25) c)	34) c)	43) d)	52) d)
8) a)	17) d)	26) b)	35) d)	44) e)	
9) d)	18) c)	27) b)	36) a)	45) e)	

Problema 1

Determine la frecuencia de oscilación y las amplitudes de Vo1 y Vo2 para el circuito de la Figura. Utilice Vsat = ±13 V.



Solución:

El circuito se compone por un integrador conectado en cascada a un comparador Schmitt No inversor. El comparador cuya salida es Vo2, siempre oscila entre +Vsat y −Vsat.

Siendo la salida del comparador la entrada al integrador; cuando Vo2=+Vsat el condensador se carga negativamente siendo:

$$\frac{dVc}{dt} = \frac{Ic}{C} = \frac{Vo2}{R1} * \frac{1}{C} = \frac{Vo1_{p-p}}{t1} \Rightarrow t1 = \frac{Vo1_{p-p}}{Vsat^{+}} * R1 * C$$

Con el cambio de la polaridad de la señal de entrada al integrador, el condensador ahora se descarga con pendiente positiva hasta llegar a su valor máximo positivo.

Luego el periodo y la frecuencia, será:

$$T = 2 * t1 = \frac{1}{f} \Rightarrow f = \frac{Vsat^{+}}{2 * Vo1_{p-p} * R1 * C} \quad Ec.1$$

La salida del integrador será una señal triangular con los valores de pico dados por los puntos de conmutación del comparador.

Se calcula los umbrales de la tensión de la entrada del comparador, que producen la conmutación son:

$$-\frac{R2}{R3} * Vsat^{-} = -\frac{10K\Omega}{20K\Omega} * (-13V) = 6.5V$$

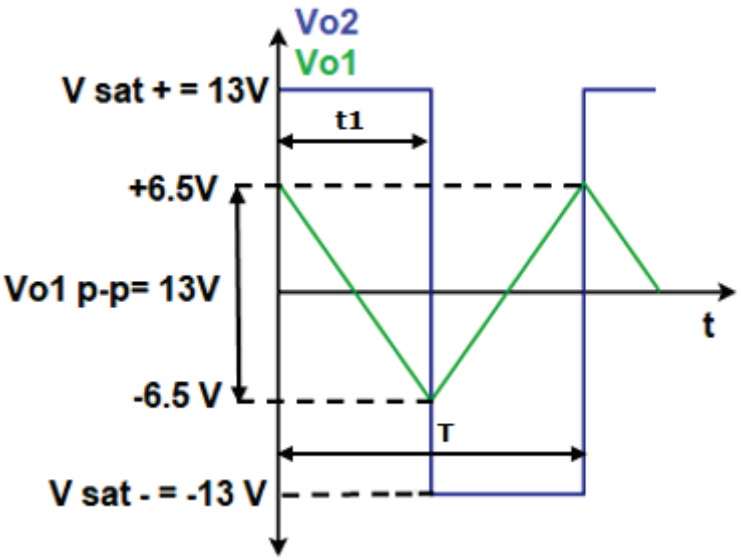
$$-\frac{R2}{R3} * Vsat^{+} = -\frac{10K\Omega}{20K\Omega} * (+13V) = -6.5V$$

Entonces: $Vo2 = Vsat^{+} \quad y \quad Vo1_{p-p} = 6.5V + 6.5\,V = 13V$

De la ecuación de f (Ec. 1), reemplazando los valores de las tensiones y de los componentes queda:

$$\Rightarrow f = \frac{Vsat^{+}}{2 * Vo1_{p-p} * C * R1} = \frac{13\text{V}}{2 * 13V * 10nF * 33\text{K}\Omega} = 1.52KHz$$

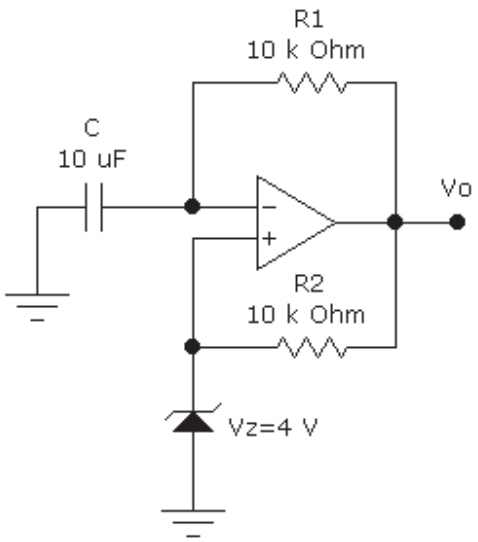
A continuación, se grafican las tensiones de salida Vo1 y Vo2:



Este tipo de circuito se lo utiliza para trabajar en bajas frecuencias. Para ondas cuadradas limpias, se requieren amplificadores operacionales muy rápidos.
Finalmente, para cargas de baja impedancia las salidas deberán contener seguidores de voltaje.

Problema 2

Para el circuito oscilador de la figura:



a) Determine el periodo de oscilación, siendo ±Vsat =±12V.
b) Grafique las formas de onda de la tensión de salida Vo y la tensión del condensador Vc.

Solución:

a)

Con la realimentación positiva, se construye este oscilador que genera una onda rectangular que oscila entre +Vsat y -Vsat.
Considerando que la salida está en la saturación positiva, el diodo zener se polariza en forma inversa y regula a su tensión zener.
Con la tensión de salida en +Vsat y a través de la resistencia de realimentación R1, el condensador se carga exponencialmente hacia +Vsat. Sin embargo, la tensión del condensador nunca llega a alcanzar el valor +Vsat porque la tensión cruza por el punto de conmutación superior (Ve No=Vz). Cuando esto ocurre, la onda de salida conmuta a -Vsat.

Considerando la ecuación de carga del condensador:

$$Vc = A_{t=0} * e^{-\frac{1}{R1C}*t} + Vsat^{+}$$

El valor de la constante A, se evalúa en condiciones iniciales t=0:

$$En\ t = 0; Vc = 0V = A + Vsat^{+} \Rightarrow A = -Vsat^{+}$$

Reemplazando el valor de la constante A, en la ecuación de la tensión del condensador, se halla el valor del tiempo en que tarda el condensador en alcanzar el punto de conmutación superior Ve No=Vz:

$$Vc = Ve\ No = Vz = -Vsat^{+} * e^{-\frac{1}{R1C}*t1} + Vsat^{+} = Vsat^{+}\left(1 - e^{-\frac{1}{R1C}*t1}\right) \Rightarrow$$

$$e^{-\frac{1}{R1C}*t1} = 1 - \frac{Vz}{Vsat^{+}} = \frac{Vsat^{+} - Vz}{Vsat^{+}} \Rightarrow t1$$

$$\boldsymbol{t1} = R1 * C * \ln\left(\frac{Vsat^{+}}{Vsat^{+} - Vz}\right) = 10K\Omega * 10\mu F * \ln\left(\frac{12V}{12V - 4V}\right) \cong \boldsymbol{40\ mseg}$$

Siendo ahora la salida en saturación negativa, el diodo zener se polariza en forma directa y considerándolo ideal V diodo=0V.
Ahora el condensador se descarga y cuando llega al punto de conmutación inferior Ve Si=V diodo= 0V, la salida conmuta de nuevo a +Vsat. Así, el ciclo se repite.

Se vuelve a considerar la ecuación del condensador, para el cálculo del tiempo que tarda el condensador en descargarse:

$$Vc = A_{t=0} * e^{-\frac{1}{R1C}*t} + Vsat^{-}$$

El valor de la constante A, se evalúa en condiciones iniciales:

$$En\ t = 0;\ Vc = Ve\ Si = Vz = A + Vsat^{-} \Rightarrow A = Vz - Vsat^{-}$$

Reemplazando el valor de la constante A, en la ecuación de la tensión del condensador, se halla el valor del tiempo en que tarda el condensador en alcanzar el punto de conmutación inferior Ve Si=0V:

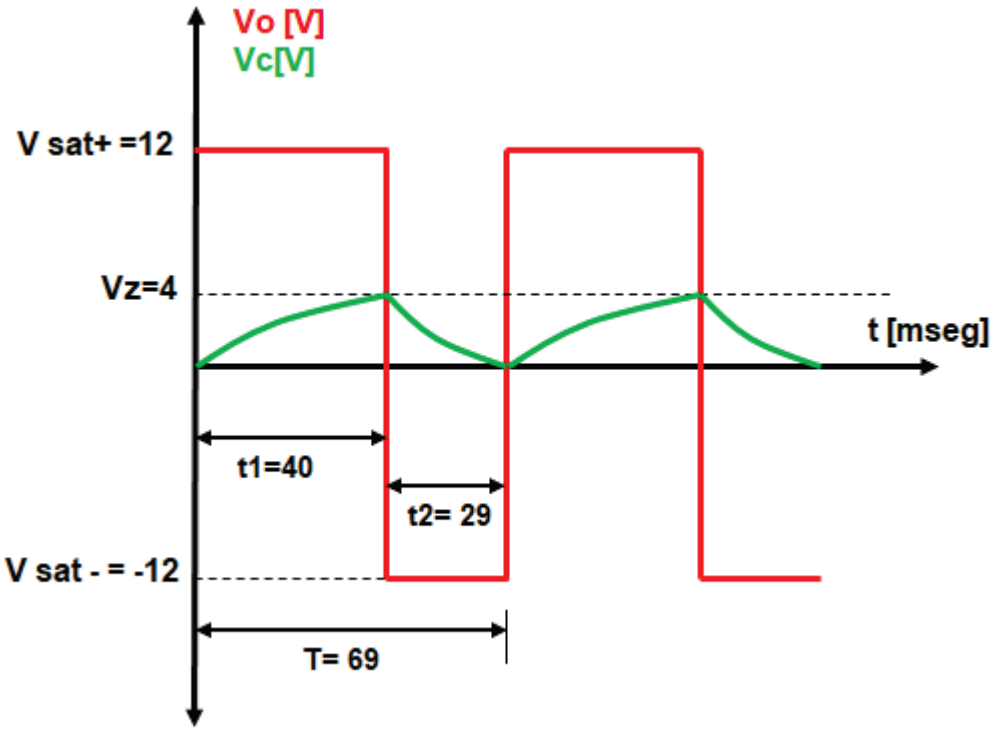
$$Vc = Ve\ Si = 0V = (Vz - Vsat^{-}) * e^{-\frac{1}{R1C}*t2} + Vsat^{-} \Rightarrow$$

$$e^{-\frac{1}{R1C}*t2} = -\frac{Vsat^{-}}{Vz - Vsat^{-}} = \frac{Vsat}{Vz + Vsat} \Rightarrow t2$$

$$\boldsymbol{t2} = R1 * C * \ln\left(\frac{Vsat + Vz}{Vsat}\right) = 10K\Omega * 10\mu F * \ln\left(\frac{16V}{12V}\right) = 28.76\ mseg\ \cong \boldsymbol{29\ mseg}$$

$$Luego\ \boldsymbol{T} = \boldsymbol{t1} + \boldsymbol{t2} = \boldsymbol{69\ mseg}$$

b)

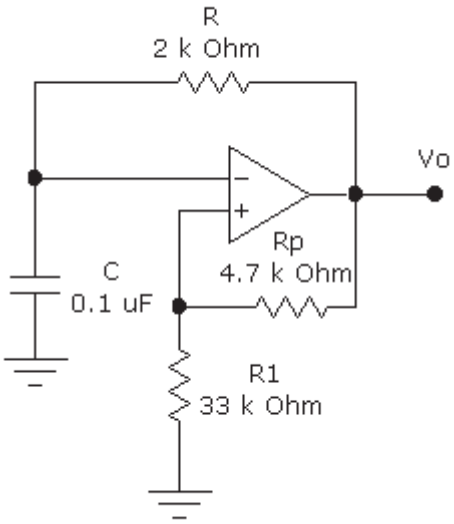


Problema 3

Siendo el siguiente circuito un oscilador de relajación basado en el comparador Schmitt Inversor:

a) **Hallar la frecuencia de oscilación y dibujar la forma de onda de la tensión de salida Vo.**
b) **Si se desea que la frecuencia sea de 20KHz, realice los cambios necesarios en los componentes del circuito.**

Datos: ±Vsat=±15V



Solución:

a)

La tensión de salida basculará entre la saturación positiva y negativa dada por la realimentación positiva. Después del primer ciclo de carga y descarga del condensador, la oscilación se mantiene en forma estable.

Los puntos de conmutación del comparador, son:

$$Vi\ No = Vc\ No = \frac{R1}{(R1+Rp)} * Vsat^{+} = \frac{R1}{(R1+Rp)} * V\ sat = 13.13\ V$$

$$Vi\ Si = Vc\ Si = \frac{R1}{(R1+Rp)} * Vsat^{-} = -\frac{R1}{(R1+Rp)} * Vsat = -13.13\ V$$

Se plantea la ecuación de carga del condensador:

$$Vc = A * e^{\left(-\frac{t}{RC}\right)} + V\ sat \quad Ec.1$$

El valor de la constante A, se halla aplicando condiciones iniciales. Esto es asumiendo que la tensión del condensador es Vc Si:

$$Para\ t = 0, Vc = Vc\ Si = -\frac{R1}{(R1+Rp)} * V\ sat = A + V\ sat \Rightarrow A$$

$$A = -\left[1 + \frac{R1}{(R1+Rp)}\right] * V\ sat = -Vsat\left[\frac{2R1+Rp}{(R1+Rp)}\right]$$

Reemplazando el valor de A, en la ecuación Ec.1, queda:

$$Vc = Vsat\left\{1 - \left[\frac{2R1+Rp}{(R1+Rp)}\right] e^{\left(-\frac{t}{RC}\right)}\right\}$$

Cuando el condensador alcance la tensión Vc No, se producirá la conmutación en la salida. Esto ocurrirá en un tiempo t1:

$$Vc = Vc\,No = \frac{R1}{(R1+Rp)} * Vsat = Vsat\left\{1 - \left[\frac{2R1+Rp}{(R1+Rp)}\right] e^{\left(-\frac{t1}{RC}\right)}\right\} \Rightarrow t1$$

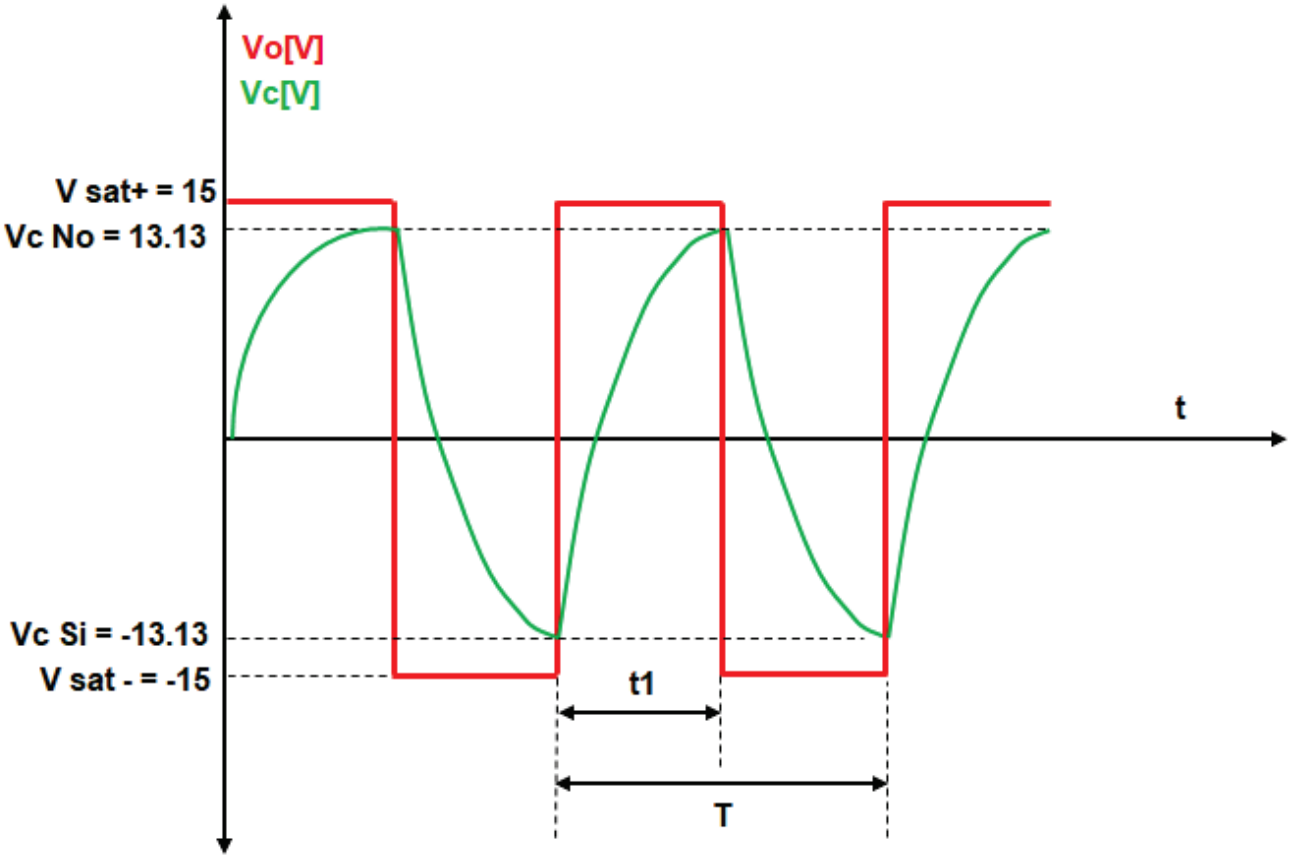
$$\boldsymbol{t1 = RC * ln\left(1 + \frac{2R1}{Rp}\right)}$$

Dado que la constante de carga y descarga es la misma, la señal de salida será una onda cuadrada y el periodo será:

$$\boldsymbol{T = 2 * t1 = 2 * RC * ln\left(1 + \frac{2R1}{Rp}\right) = 2 * 2K\Omega * 0.1\,\mu F * ln\left(1 + \frac{2 * 33K\Omega}{4.7\,K\Omega}\right) \cong 1mseg}$$

$$\boldsymbol{fosc = \frac{1}{T} = 1\,KHz}$$

Graficando la tensión de salida Vo y la tensión del condensador Vc:



b)

Para cambiar la frecuencia de oscilación se cambia el valor de C ó R, siendo éste el más conveniente. Se despeja el valor R, de la ecuación del periodo:

$$\boldsymbol{R = \frac{1}{f * 2 * C * ln\left(1 + \frac{2R1}{Rp}\right)} = 92.22\Omega}$$

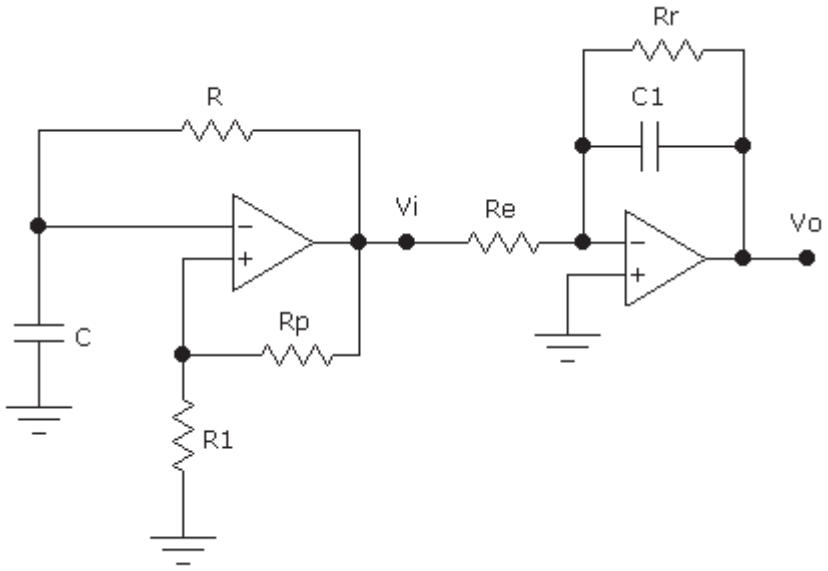
Problema 4

A partir de un oscilador de onda cuadrada, construir un oscilador de onda triangular de una amplitud de 5 Vp-p y una frecuencia de oscilación de 500Hz. Dibujar las formas de ondas.

Datos:
±Vsat=±12V

Solución:

Se propone el siguiente circuito:



Para el diseño se utilizan las ecuaciones dadas en el problema 3, siendo el periodo de oscilación:

$$\boldsymbol{T = 2 * t1 = 2 * RC * ln\left(1 + \frac{2R1}{Rp}\right) = \frac{1}{f}}$$

Se adopta **R1=Rp=10 KΩ** y el valor **C=820 nF**. Se despeja de la ecuación anterior el valor de R:

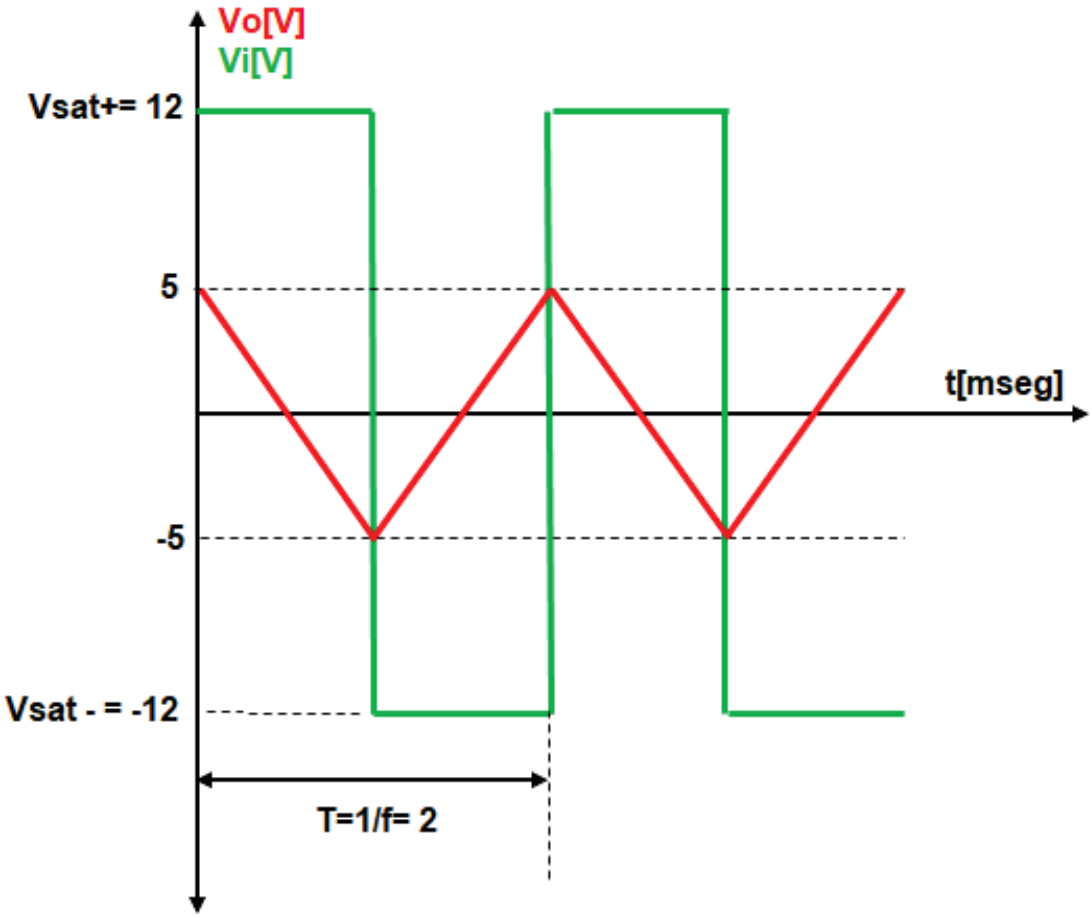
$$\boldsymbol{\frac{1}{f} = 2 * RC * ln\left(1 + \frac{2R1}{Rp}\right) \Rightarrow R = \frac{1}{2 * f * C * ln\left(1 + \frac{2R1}{Rp}\right)} = 1.1\ K\Omega}$$

La salida del oscilador de onda cuadrada, oscila entre Vsat+ a Vsat-, siendo ésta la señal de entrada de la segunda etapa, un integrador práctico. Para el diseño del integrador se tienen en cuenta las ecuaciones que se desarrolló en el problema 1. Para ello, se adopta el valor del condensador C1=10nF.

$$Re = \frac{Vi_p}{2 * Vo_{p-p} * C1 * f} = \frac{12V}{2 * 10V * 10\text{nF} * 500Hz} = 120K\Omega$$

Se adopta de forma práctica Rr≈10Re, esto es **Rr=1 MΩ**

Graficando:



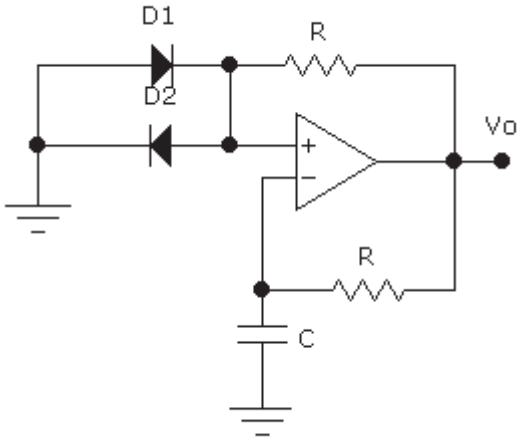
Problema 5

Los diodos del oscilador de la siguiente figura, tiene una tensión Vd dependiente de la temperatura de acuerdo a la siguiente expresión:

$$Vd(T) = Vdo + A(Temp - To)$$

$$Siendo\ To = 25°C, A = -2\frac{mV}{°C}\ y\ Vdo = 0.7\ V$$

Encontrar la expresión del periodo de oscilación y la frecuencia de oscilación a las siguientes temperaturas: 0°C, 25°C, 50°C y 100°C.



Datos:
±Vsat=±12V, R=10KΩ y C=0.1μF.

Solución:

Los puntos de conmutación son:

$$Vc\ No = +VD2$$
$$Vc\ Si = -VD1$$

Se plantea la ecuación de carga del condensador:

$$Vc = A * e^{\left(-\frac{t}{RC}\right)} + V\ sat \quad Ec.1$$

El valor de la constante A, se halla aplicando condiciones iniciales. Esto es asumiendo que la tensión del condensador es Vc Si:

$$Para\ t = 0, Vc = Vc\ Si = -VD1 = A + V\ sat \Rightarrow A$$
$$A = -VD1 - V\ sat$$

Reemplazando el valor de A, en la ecuación Ec.1, queda:

$$Vc = Vsat + (-VD1 - Vsat) * e^{\left(-\frac{t}{RC}\right)}$$

Cuando el condensador alcance la tensión Vc No, se producirá la conmutación en la salida. Esto ocurrirá en un tiempo t1:

$$Vc = Vc\ No = +VD2 = Vsat + (-VD1 - Vsat) * e^{\left(-\frac{t1}{RC}\right)} \Rightarrow t1$$

$$\boldsymbol{t1 = RC * ln\left(\frac{-VD1 - Vsat}{VD2 - Vsat}\right)}$$

Dado que la constante de carga y descarga es la misma, la señal de salida será una onda cuadrada y el periodo será:

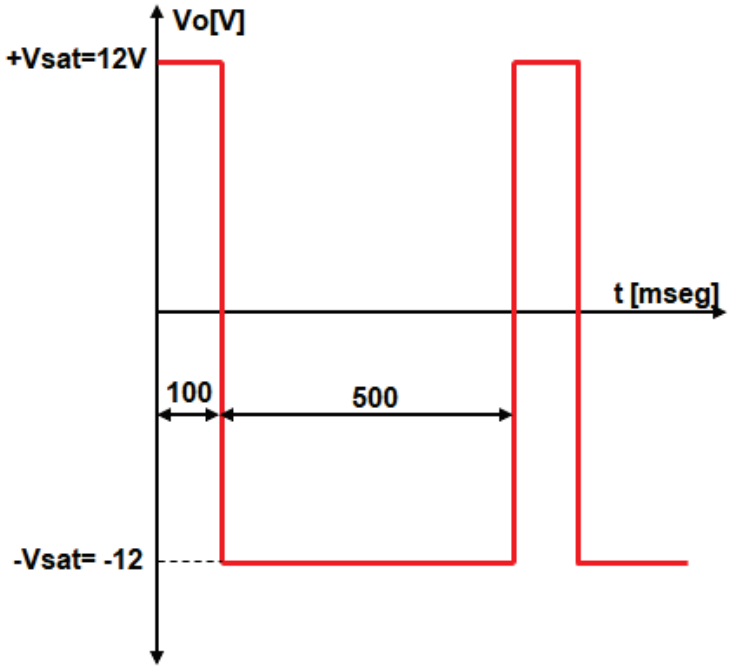
$$\boldsymbol{T = 2 * t1 = 2 * RC * ln\left(\frac{-VD1 - Vsat}{VD2 - Vsat}\right)\ y\ f = \frac{1}{T}}$$

Reemplazando los valores de R, C, y VD1=VD2 para cada temperatura; se obtiene:

Temp [°]	**VD1=VD2 [V]**	**T [mseg]**	**F [KHz]**
0	0.75	0.25	4
25	0.7	0.23	4.34
50	0.65	0.21	4.76
100	0.55	0.18	5.55

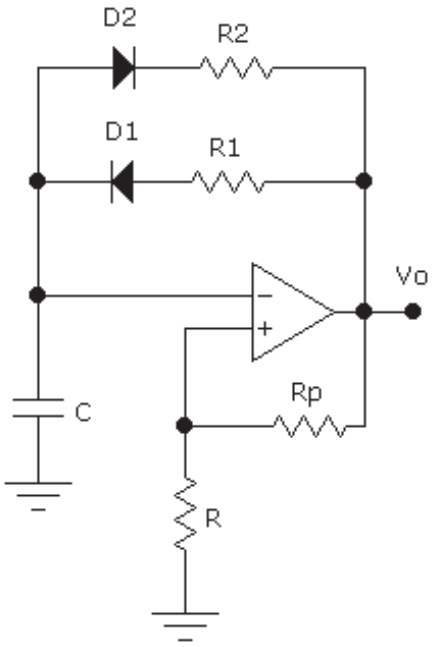
Problema 6

Diseñar un oscilador de relajación de onda rectangular, de acuerdo a la siguiente gráfica:



Solución:

El circuito que se propone se basa en el comparador Schmitt en configuración Inversora.



Para obtener la forma de onda rectangular se requiere constantes de carga y descarga del condensador, diferentes. Para ello se utilizan los diodos D1 y D2 que permite así la elección de la resistencia de la constante de carga y descarga RC.

Cuando Vo=+Vsat, el condensador C se carga a través del diodo D1 y la resistencia R1. El tiempo de carga, resulta:

$$t1 = R1 * C * ln\left(1 + \frac{2R}{Rp}\right) = 100\ mseg$$

Se adopta **C= 10 µF**, y por simplicidad se adopta **R=Rp =12 KΩ.**

$$t1 = R1 * C * ln\left(1 + \frac{2R}{Rp}\right) = 100\ mseg \Rightarrow R1 = \frac{100\ mseg}{10\mu F * ln3} = 10K\Omega$$

Cuando Vo=-Vsat, el condensador C se descarga a través del diodo D2 y la resistencia R2. El tiempo de descarga, resulta:

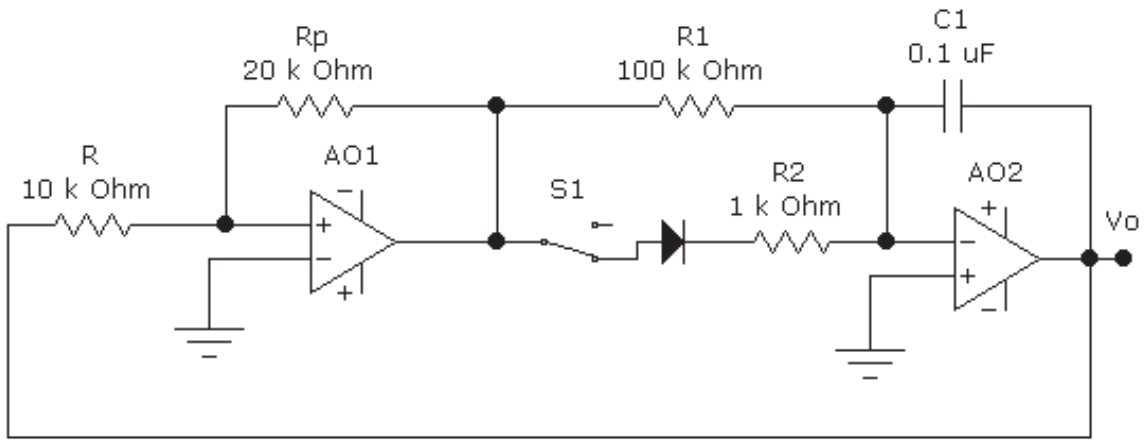
$$t2 = R2 * C * ln\left(1 + \frac{2R}{Rp}\right) = 500\ mseg \Rightarrow R2 = \frac{500\ mseg}{10\mu F * ln3} = 45.5K\Omega$$

Problema 7

Para el siguiente esquema circuital:

a) **Describir la función del circuito.**
b) **Obtener las formas de onda de la tensión de salida de los amplificadores operacionales.**

Datos: ±Vsat=±10V



Solución:

a)

El circuito está compuesto por un oscilador construido a partir de un comparador Schmitt en configuración No Inversora, y un integrador.
La particularidad de este circuito es que genera tres tipos de onda, dada por la inclusión del diodo y la posición de la llave S1.
Dependiendo de la posición de la llave, se cambia la pendiente del integrador permitiendo generar una onda triangular o diente de sierra.

La salida del comparador es la salida de AO1, la cual bascula entre +Vsat y –Vsat. Los umbrales de la tensión de la entrada del comparador, que producen la conmutación son:

$$-\frac{R}{Rp} * Vsat^{-} = -\frac{10K\Omega}{20K\Omega} * (-10V) = 5V$$
$$-\frac{R}{Rp} * Vsat^{+} = -\frac{10K\Omega}{20K\Omega} * (+10V) = -5V$$

Considerando que la llave S1 está abierta:

Siendo la salida del comparador la entrada al integrador; en éste ocurre que el condensador se carga negativamente a un valor pico a pico de:

$$\mathrm{Vo2}_{p-p} = -\frac{\mathrm{Vo1}}{2 * C * R1 * f} \quad Ec.1$$

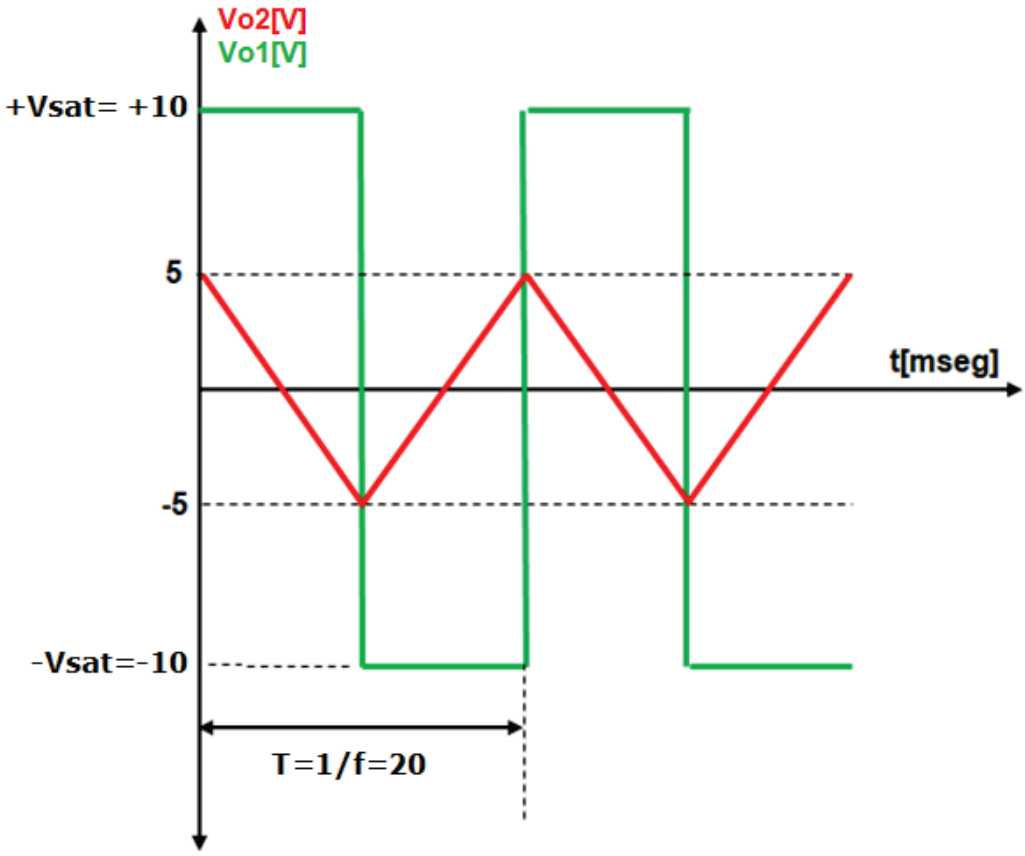
Con el cambio de la polaridad de la señal de entrada al integrador, el condensador ahora se descarga con pendiente positiva hasta llegar a su valor máximo positivo. La salida del integrador será una señal triangular con los valores de pico dados por los puntos de conmutación del comparador.

Entonces: Vo1$= Vsat^{+} = 10V, \quad y \quad Vo2_{p-p} = 5V + 5\,V = 10V$

De la ecuación de Vo2p-p (Ec. 1), se despeja f:

$$\Rightarrow f = \frac{Vo1}{2 * Vo2_{p-p} * C * R1} = \frac{10\mathrm{V}}{2 * 10V * 0.1\,\mu F * 100\mathrm{K\Omega}} = 50Hz$$

A continuación, se grafican las tensiones de salida Vo1 y Vo2:



Considerando que la llave S1 está cerrada:

Ahora en el integrador la constante de carga y descarga son distintas.
Cuando la tensión de salida del comparador está en +Vsat, el diodo conduce y la resistencia que interviene en la integración es R2=1KΩ. La pendiente es muy brusca, y la tensión cae casi verticalmente.

$$t1 = \frac{Vo2_{p-p}}{Vsat^{+}} * R2 * C = \frac{10V}{10V} * 1K\Omega * 0.1\mu F = 0.1\, mseg$$

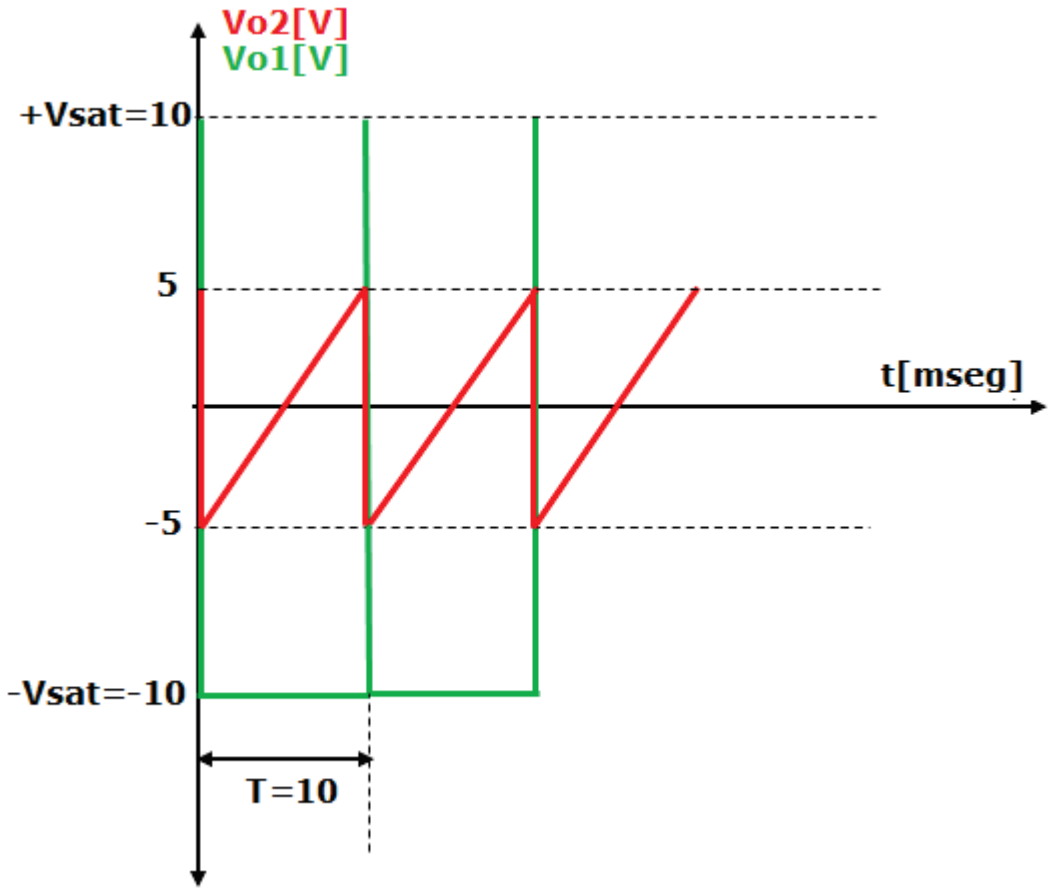
Cuando la salida del comparador es ahora –Vsat, el diodo no conduce y la resistencia de carga del condensador es ahora R1=100KΩ y el tiempo de descarga es el mismo que el de la onda triangular.

$$t2 = \frac{Vo2_{p-p}}{Vsat^{+}} * R1 * C = \frac{10V}{10V} * 100K\Omega * 0.1\mu F = 0.01\, seg$$

$$T = t1 + t2 = \frac{1}{f} \Rightarrow f \cong 100Hz$$

La frecuencia de la señal diente de sierra se ha duplicado.

A continuación, se grafican las formas de ondas de las salidas Vo1 y Vo2:



Problema 8

Utilizando el amplificador operacional, diseñar un oscilador senoidal de desplazamiento de fase; cuya frecuencia sea de 650 Hz.

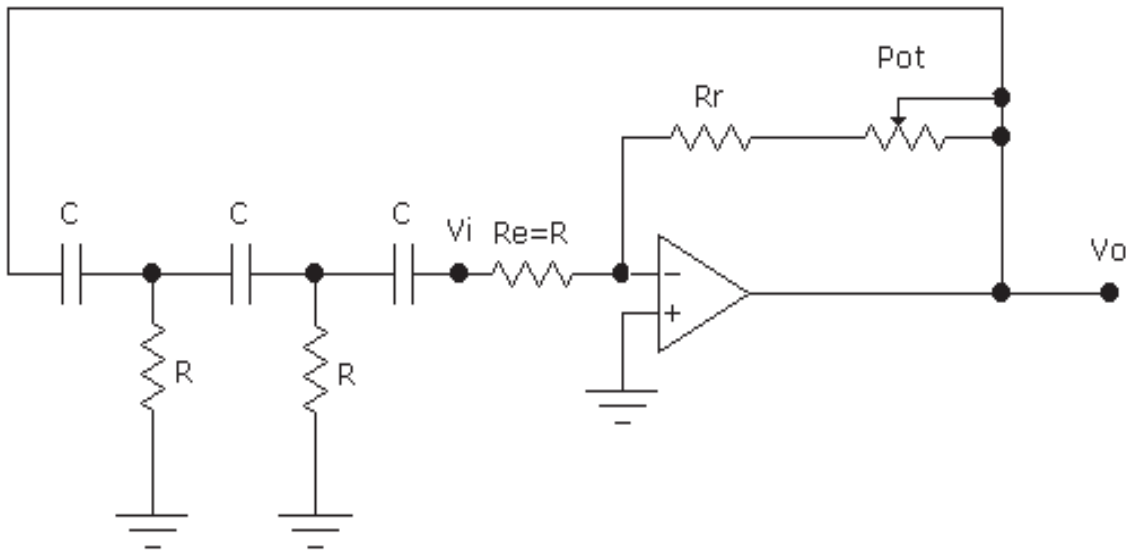
Solución:

El tipo de oscilador pedido está basado en el desfasaje introducido por un conjunto de redes RC idénticas conectadas en serie en el lazo de realimentación.

Uno de los circuitos típicos es el que se propone a continuación, en el que se observa que está compuesto por tres celdas iguales RC (redes de adelanto de fase), junto con el amplificador operacional en configuración inversora.

La finalidad de contener tres células RC (como mínimo), se basa en el hecho de obtener un desfasaje de 180° en la red de realimentación a una frecuencia determinada, de modo que al conectarse al amplificador inversor cuyo desfasaje es de -180° se logre cumplir que el desplazamiento de fase alrededor del lazo será de 0º (requerimiento de fase del criterio de oscilación de Barkhausen).

Los osciladores de desplazamiento de fase RC cuando se desea trabajar con frecuencias superiores a 1Mhz se reemplaza el A.O. por transistores bipolares o FET.



Siendo la función de transferencia de la red de realimentación β:

$$\beta = \frac{Vo}{Vi} = \frac{1}{1+5\frac{Xc^{2}}{R}+6\frac{Xc}{R}+\frac{Xc^{3}}{R^{3}}} = \frac{1}{1+\frac{5}{\omega^{2}C^{2}R^{2}}+j*\left(\frac{1}{\omega^{2}C^{2}R^{2}}-\frac{6}{\omega CR}\right)}$$

Aplicando el criterio de Barkhausen, la parte imaginaria de la expresión anterior debe ser nula entonces igualando a cero la parte imaginaria, resulta:

$$\mathrm{j}*\left(\frac{1}{\omega^{3}C^{3}R^{3}}-\frac{6}{\omega CR}\right)=0 \Rightarrow f=\frac{1}{2\pi CR\sqrt{6}}$$

Reemplazando la frecuencia en la ecuación de la ganancia β, se obtiene:

$$\beta = \frac{1}{1-\frac{5}{\omega^{2}R^{2}C^{2}}} = \frac{1}{1-\frac{5C^{2}R^{2}6}{C^{2}R^{2}}} = \frac{1}{1-30} = -\frac{1}{29}$$

Siendo la ganancia del amplificador:

$$\Delta v = -\frac{(Rr+Pot)}{\mathrm{Re}}$$

Y Aplicando el criterio de módulo del principio de oscilación de Barkhausen, luego:

$$Av * \beta = -\frac{(Rr + Pot)}{Re} * \left(-\frac{1}{29}\right) = 1 \Rightarrow \boldsymbol{Rr + Pot = 29 * Re}$$

En la práctica cuando se diseña un oscilador, los elementos que la constituyen se calculan de tal manera que el A*β resulta algo superior a la unidad (por ejemplo 5 %). Por la falta de linealidad de las características de los componentes activos, el valor de la ganancia del lazo se van ajustando de tal manera que para una frecuencia determinada, que es precisamente la de oscilación, el producto A*β es igual a la unidad.

Para el diseño, se adopta el valor del condensador **C=10nF**.

Reemplazando en la ecuación de la frecuencia, se halla el valor e R:

$$\boldsymbol{R} = \frac{1}{2\pi f C\sqrt{6}} = \frac{1}{2\pi * 650Hz * 10nF * \sqrt{6}} \cong \boldsymbol{10K\Omega}$$

Teniendo en cuenta la ecuación:

$$\boldsymbol{Rr + Pot \geq 29 * Re}$$

Y siendo Re=R y adoptando un valor de potenciómetro **Pot=100KΩ**, luego Rr resulta:

$$Rr \geq 29 * R - Pot = 290K\Omega - 100K\Omega = 190\ K\Omega$$

Se adopta un valor de **Rr=220KΩ.**

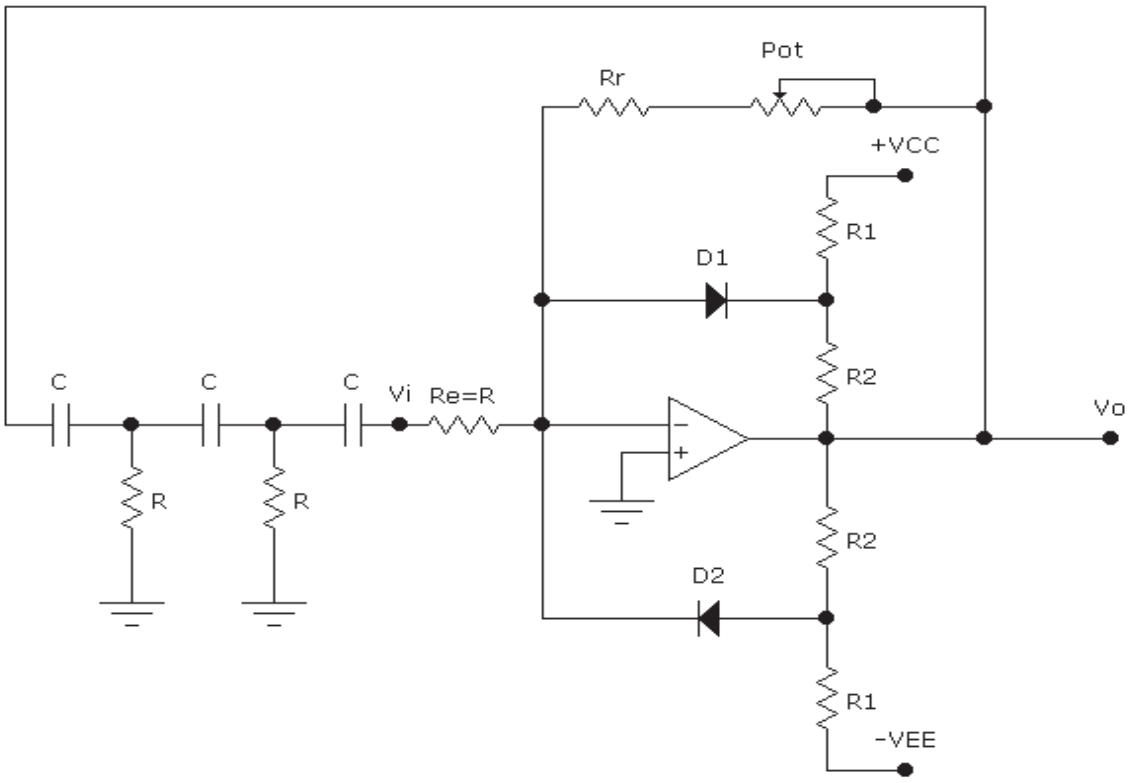
Problema 9

Dado el siguiente circuito oscilador por desplazamiento de fase:

a) Hallar la frecuencia de oscilación
b) Explicar la función de los diodos D1 y D2.

Datos:

VCC/VEE=±15V
C= 16 nF.
R= 10KΩ.
Rr=100 KΩ.
Pot=300 KΩ.
R2=1 KΩ.
R1=3 KΩ.



Solución:

a)

El circuito oscilador de desplazamiento de fase, otorga una señal senoidal cuya frecuencia es:

$$f = \frac{1}{2\pi RC\sqrt{6}} = \frac{1}{2 * \pi * 10K\Omega * 16\,nF * \sqrt{6}} \cong 4KHz.$$

b)

En todo oscilador práctico, la ganancia de lazo (Aß) debe ser ligeramente mayor que la unidad para evitar que los parámetros de tolerancia de los componentes, envejecimiento, efectos de la temperatura, entre otros, haga que Aß<1 y el circuito deje de oscilar.

Por otra parte, si Aß >1 las amplitudes de oscilación crecerán en amplitud y se originarán señales sinusoidales de salida con fuerte distorsión armónica. Por ello, es necesario un mecanismo que ajuste el valor de Aß=1 basado en un circuito de control de ganancia no lineal del amplificador.

El circuito amplificador de ganancia no lineal, es también conocido como circuito limitador. Utiliza dos diodos D1 y D2 que en función de su estado o no de conducción, varía la ganancia del amplificador.

Para tensiones de salida bajas, ambos diodos están en corte y la ganancia del amplificador vale –(Rr+Pot) /R.

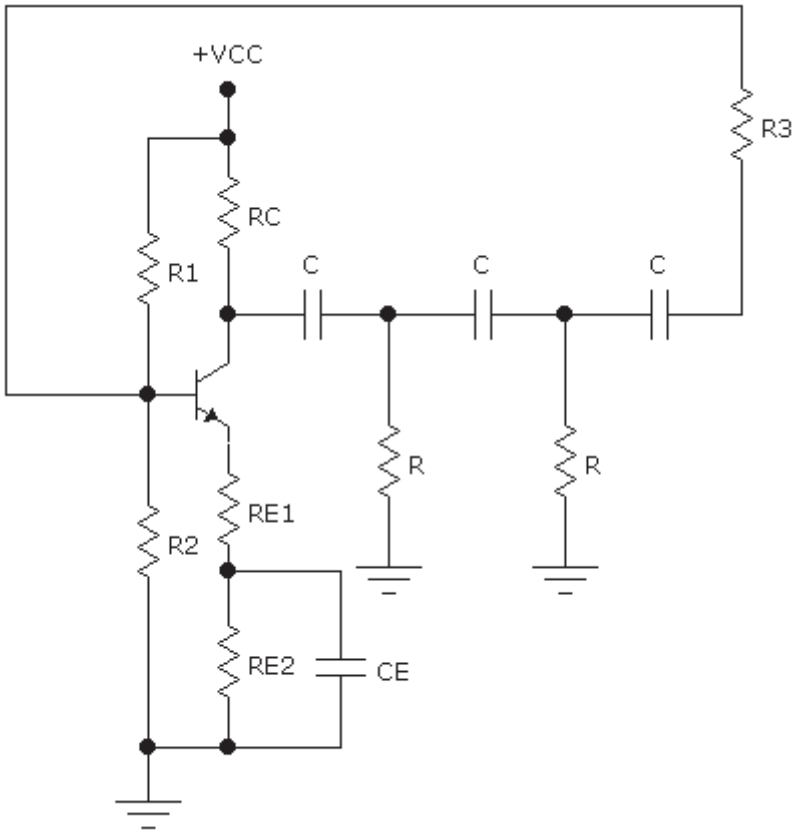
Cuando el diodo D1 ó D2 está en conducción, la ganancia del amplificador disminuye a –[(Rr+Pot)//R2]/R.

Problema 10

Proyectar un oscilador en base al circuito de la figura, para una fo ≈ 1 KHz, contando con los siguientes datos:

VCC = 15 V.

Transistor: BC547C
VBE_{ON}=0.6V
hoe = 60µS
hFE = hfe = 600

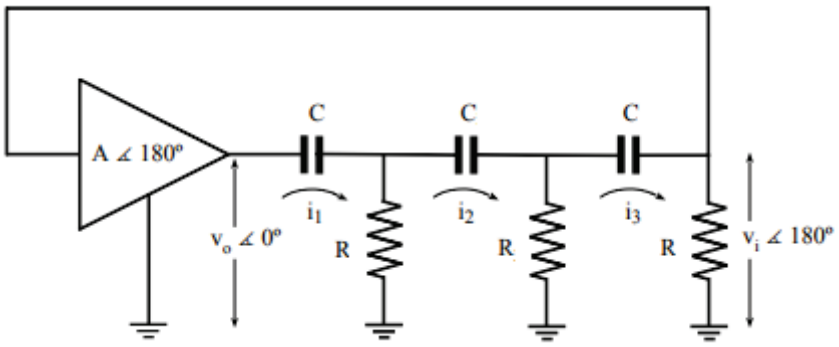


Solución:

a)

Antes de iniciar el diseño, debe considerarse algunas cuestiones.
El amplificador que conforma el circuito oscilador, tiene como elemento activo a un transistor bipolar trabajando en configuración emisor común, para introducir el desfasaje de 180°.

Tal como se dibuja en el siguiente esquema, se debe considerar la impedancia ZL presentada por la red de realimentación al amplificador.



$$ZL = \frac{Vo}{i1} = \frac{-29R^3}{-3R^2 - j4R^2\sqrt{6}} = 2.83R \; con \; desfasaje \; de - 73°$$

Por ser ZL capacitiva, el amplificador no trabajaría en el rango de frecuencias medias. Para solucionar este problema, se calcula la resistencia de polarización del dispositivo de modo que su efecto en paralelo predomine sobre ZL.

La salida de la red de realimentación quedaría en paralelo con la impedancia de entrada relativamente baja del transistor, obligando a usar valores muy bajos para R y RC.

La corriente i3 es realimentada hacia la base del transistor a través del resistor R, quedando el resistor R de la tercera célula compuesto por:

$$R = R3 + (Rin \parallel RB) \; \boldsymbol{Ec.1}$$

Siendo:

$$Rin = hie \; + \; (hfe + 1)RE2 \; \boldsymbol{Ec.2} \quad y \quad RB = R1 \parallel R2$$

Sustituyendo en la ecuación de R, resulta:

$$R \; = \; R3 \; + \{R1 \; \parallel \; R2 \; \parallel [hie + (hfe + 1)RE2 \,]\}$$

El divisor de tensión que forman R3 y (Rin//RB) aumenta la atenuación β del lazo de realimentación, por lo que se requiere una mayor ganancia de tensión Av.

$$\beta \; = \frac{Vi}{Vo} = -\frac{1}{29} * \frac{(\,Rin \parallel RB)}{R} \; \Rightarrow \; Av \; = \frac{Vo}{Vi} = \; \frac{-\,29 \cdot R}{(\,Rin \parallel RB)} \; \boldsymbol{Ec.3}$$

Se inicia el diseño del circuito de polarización, asumiendo:

$$VCEQ = \frac{VCC}{2} = \frac{15V}{2} = 7.5\,V \;\; e \; ICQ = 1.5\,mA$$

Luego:

$$(RC + RE1 + RE2) = \frac{VCC - VCEQ}{ICQ} = \frac{15V - 7.5\,V}{1.5\,mA} = 5\,K\Omega$$

Se adopta **RC=4.7 KΩ** y **(RE1+RE2) =300Ω.**

De acuerdo a lo expuesto sobre ZL, debe cumplirse:

$$R \gg \frac{RC}{2.83} = \frac{4.7\,K\Omega}{2.83} = 1{,}66K\Omega\,.\ Se\ adopta\ \boldsymbol{R = 18K\Omega}$$

Con el dato de la frecuencia de oscilación, se obtiene C:

$$\boldsymbol{C} = \frac{1}{2\pi \cdot 1KHz \cdot 18K\Omega\sqrt{6}} \approx \boldsymbol{3{,}3\ nF}$$

Se calcula ahora el divisor de tensión de circuito de polarización:

$$VB = VBE + IC * (RE1 + RE2) = 0.6\,V + 1.5\,mA * 300\Omega = 1.05\,V$$

$$IBQ = \frac{ICQ}{hFE} = 2{,}5\,\mu A$$

Debiendo cumplirse que Rin < R = 18KΩ, se adopta **R2 = 10KΩ**.

$$IR2 = \frac{VB}{R2} = \frac{1{,}05V}{10K\Omega} = 105\mu\,A \gg IBQ$$

$$Luego\ \boldsymbol{R1} = \frac{VCC - VB}{IR2 + IBQ} = \frac{15V - 1{,}05V}{107{,}5\mu\,A} \approx \boldsymbol{120K\Omega}$$

$$\boldsymbol{RB} = R1 \parallel R2 = \boldsymbol{9.2\ K\Omega}$$

Teniendo en cuenta la Ai el amplificador, dada por la siguiente ecuación:

$$Ai = \frac{hfe}{1 + hoe[(RC \parallel RL) + RE\,1 + RE2]}$$

Y para estimar aproximadamente Ai, se desprecia RL >> RC y (RE1+RE2) << RC, quedando;

$$Ai = -\frac{hfe}{1 + hoe * RC} = \frac{600}{1 + 60\mu S * 4.7K\Omega} = -469$$

Luego la Av, será:

$$|Av| = \frac{|Ai| * (RC \parallel RL)}{Rin} \cong \frac{|Ai| * RC}{Rin}$$

La ganancia de tensión debe cumplir con la condición de oscilación dada en la Ec. 3, por ello igualando ambas ecuaciones resulta el valor de Rin:

$$Av = \frac{-29 \cdot R}{(Rin \parallel RB)} = \frac{|Ai| * RC}{Rin} \Rightarrow Rin = Rin^2 - 29{,}6 * Rin = 0 \Rightarrow \boldsymbol{Rin = 29{,}6K\Omega}$$

De la ecuación de Rin, dada en la Ec.2, se obtiene RE2:

$$Siendo\ hie = \frac{25mV * hfe}{ICQ} = 10K\Omega$$

$$RE2 = \frac{Rin - hie}{(1 + hfe)} \cong \frac{29.6K\Omega - 10K\Omega}{600} = 32.6\ \Omega.\ Se\ adopta\ un\ valor\ de\ \boldsymbol{RE2 = 39\Omega}$$

Prácticamente esta resistencia es ajustable dada la tolerancia de los componentes.

Luego RE1, será:

$$RE1 + RE2 = 300\Omega \Rightarrow RE1 = 300\Omega - 39\Omega = 261\ \Omega.\ Se\ adopta\ un\ valor\ de\ \boldsymbol{RE1 = 270\Omega}$$

De la ecuación Ec.1, se obtiene le valor de R3:

$$R3 = R - (Rin \parallel RB) = 18\ K\Omega - (29.6\ K\Omega \parallel 9.2\ K\Omega) = 10.98\ K\Omega\ \ Se\ adopta\ \boldsymbol{R3 = 10K\Omega}$$

Resta ahora calcular el condensador CE de desacople de RE2, considerando que la frecuencia de corte esté lo suficientemente alejada de la frecuencia del oscilador, se aconseja considerarla una década por debajo; esto es:

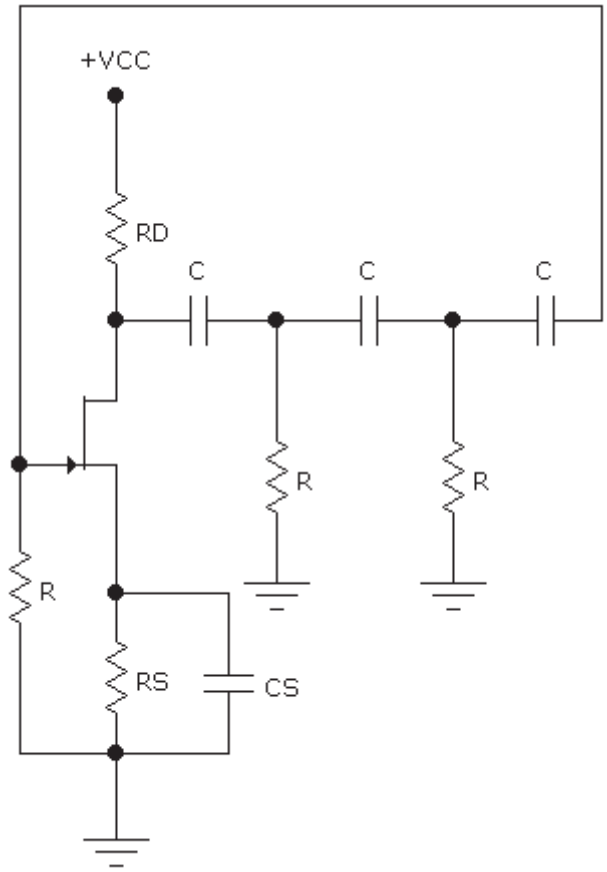
$$f_{CE} = \frac{fo}{10} = 100\ Hz$$

$$CE = \frac{1}{2\pi f_{CE}\left\{RE1 \parallel \left[RE2 + hib + \frac{(R3 \parallel RB)}{(1 + hfe)}\right]\right\}} = 30.92\ \mu F.\ \ Se\ adopta\ \boldsymbol{CE = 33\mu F}$$

Problema 11

En el circuito de la figura se utiliza un JFET con gm = 5 mS y rd = 40 kΩ, y una red de realimentación con R = 10 kΩ.

a) Seleccionar el valor de C para que la frecuencia de oscilación sea de 1 kHz
b) El valor de RD que verifique las condiciones de oscilación.



Solución:

a)

Trabajando a bajas frecuencias, se desprecia la capacidad de entrada del JFET. Al hallarse la compuerta referida a masa a través del resistor de la tercera celda RC, se puede considera que la Zin = ∞.

Con el dato de la frecuencia de oscilación y el valor de R, se obtiene C:

$$\boldsymbol{C} = \frac{1}{2\pi \cdot 1KHz \cdot 10K\Omega\sqrt{6}} \approx \boldsymbol{6.5\,nF}$$

b)

Para que el FET desfase 180º, se debe cumplir:

$$R = 10K\Omega \gg \frac{(RD \parallel rd)}{2.83} \Rightarrow (RD \parallel rd) \ll 28.3\,K\Omega, \qquad luego\ RD \ll 96.75\,K\Omega\,.$$

requiriéndose para la oscilación una ganancia:

$$|Av| = gm * (RD \parallel rd) \geq 29 \Rightarrow (RD \parallel rd) \geq \frac{29}{gm} = 5.8\,K\Omega \Rightarrow RD \geq 6.78\,K\Omega$$

Para cumplir las condiciones de oscilación, el valor e RD estará acotado en el siguiente rango:

$$6.78\,K\Omega \leq RD \ll 96.75\,K\Omega$$

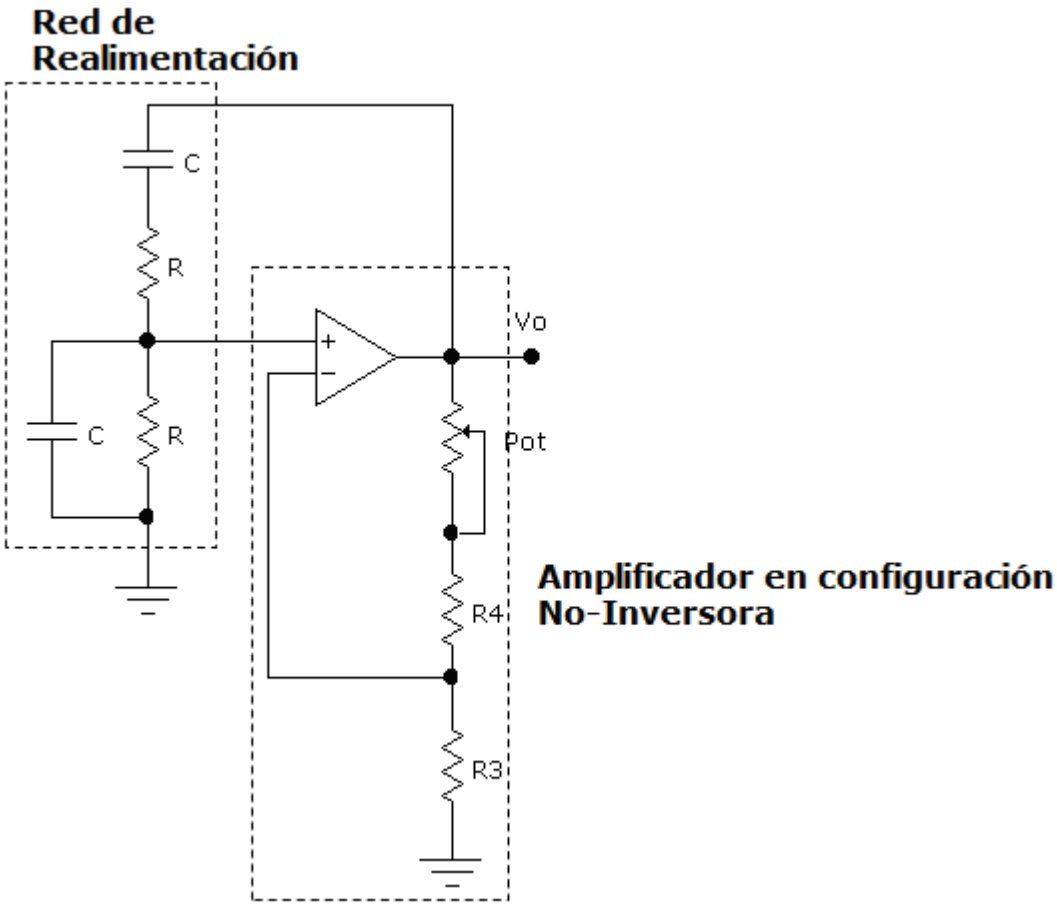
Se adopta **RD=10KΩ.**

Problema 12

Diseñar un oscilador en Puente de Wien, utilizando como elemento activo un AO para una f=160Hz.

Solución:

El circuito que corresponde a la configuración pedida, es el que se dibuja a continuación:



La red de realimentación es de retardo-adelanto y constituye un circuito resonante, cuya salida es:

$$Vp = \frac{R \parallel (-jXC)}{R - jXC + R \parallel (-jXC)} * Vo \Longrightarrow \beta = \frac{Vp}{Vo}$$

Resolviendo, resulta:

$$|\beta| = \frac{1}{\sqrt{9 + \left(\frac{XC}{R} - \frac{R}{XC}\right)^2}} \quad \boldsymbol{Ec.1}$$

$$Fase\ de\ \beta = arctang \frac{\frac{XC}{R} - \frac{R}{XC}}{3} \quad \boldsymbol{Ec.2}$$

El cumplimiento del criterio de oscilación de Barkhause, se verifica cuando XC=R. En esta condición, la Ec.1 tiene un valor máximo β=1/3 y la Ec.2 otorga la fase nula.

La frecuencia de resonancia del circuito, será:

$$R = XC \Rightarrow f = \frac{1}{2\pi RC}$$

Para cumplir la condición de módulo del criterio de Barkhausen, la ganancia del amplificador debe ser:

$$Av = \frac{1}{\beta} = 3 = 1 + \frac{R4}{R3} \Rightarrow \frac{R4}{R3} = 2 \quad \boldsymbol{Ec.3}$$

En la práctica la condición dada por la Ec. 3, será ligeramente superior para asegurar que en el momento del arranque comience a oscilar al conectar la alimentación.

El oscilador en Puente de Wien, no es adecuado cuando funciona en frecuencias altas (por encima de 1 MHz). El principal problema es el desplazamiento de fase a través del amplificador operacional. Este desplazamiento se suma al ocasionado por el circuito de retardo - adelanto y hace que la resonancia se produzca muy lejos de la frecuencia teórica.

Se inicia el diseño adoptando el valor del condensador **C=100nF**, y con el dato de la frecuencia de oscilación se obtiene R:

$$R = \frac{1}{2\pi fC} = \frac{1}{2\pi * 160Hz * 100nF} = 9952.2\ K\Omega$$

Se adopta **R=10KΩ.**

Para ajustar la frecuencia se debe usar en cada una de las resistencias R en serie con un potenciómetro tandem lineal.

De la Ec.3, se obtiene R4:

$$R4 = 2 * R3$$

Adoptando R3= 2.2 KΩ, resulta un valor normalizado cercano de **R4=4.7 KΩ.**

Para el ajuste de la ganancia se utiliza el potenciómetro con el valor de:
Pot= 5KΩ.

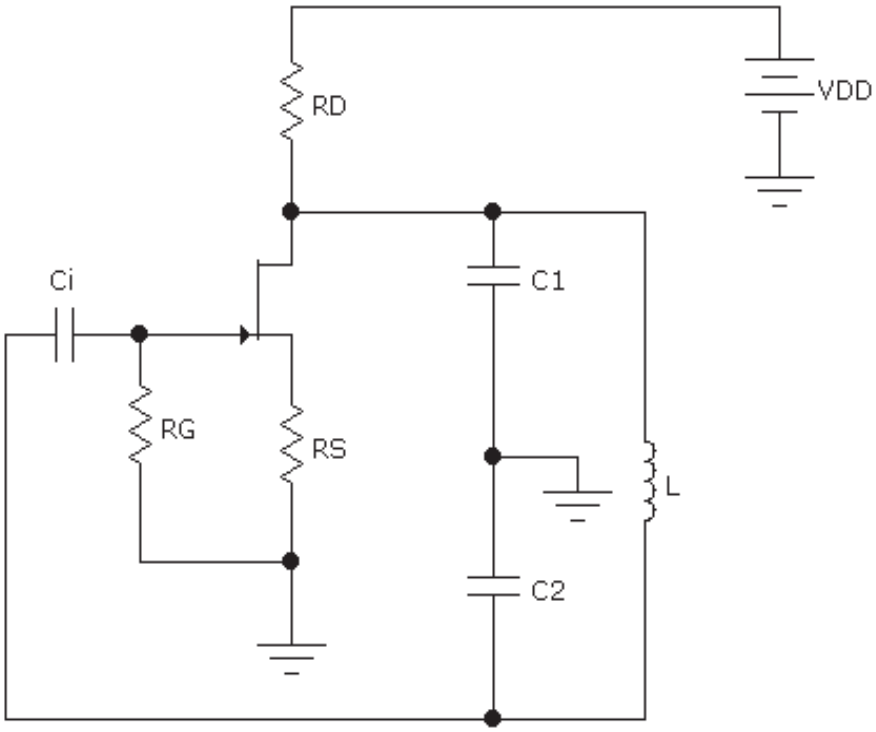
Problema 13

Diseñar un oscilador Colpitts utilizando un amplificador con ganancia negativa que contenga como elemento activo a un transistor JFET, para que oscile a una frecuencia f=1 MHz.

Datos:
VDD= 12 V
Transistor JFET de canal N: IDss= 8mA, gm=2 mS y Vpo=- 4V.

Solución:

Se propone el siguiente esquema circuital, utilizando el amplificador con transistor JFET en configuración surtidor común:



Con el dato de gm, se halla VGSQ:

$$gm = -\frac{2IDSS}{Vpo} * \left(1 - \frac{VGSQ}{Vpo}\right) = 2\ mS \Rightarrow VGSQ = Vpo * \left(1 + \frac{gmVpo}{2IDSS}\right) = -2V$$

$$IDQ = IDSS * \left(1 - \frac{VGSQ}{Vpo}\right)^2 = 2\,mA$$
$$VGSQ = -IDQ * RS = -2V \Rightarrow \boldsymbol{RS = 1K\Omega}$$

Se adopta VGSQ=VDD/2=6V.

$$VDD = VDSQ + IDQ(RS + RD) \Rightarrow \boldsymbol{RD} = \frac{VDD - VDSQ}{IDQ} - RS = \boldsymbol{2K\Omega}$$
$$Av = -\frac{gm * RD}{(1 + gmRS)} = -1.33$$

Adoptando L=20 μH, se obtiene la capacidad del lazo a partir de la ecuación de la frecuencia de oscilación:

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} = 1MHz \Rightarrow C = \frac{1}{L(2\pi f)^2} = 1.266\,nF$$

$$Siendo\ la\ capacidad\ del\ Lazo\ C = \frac{C1 * C2}{C1 + C2}$$

Siendo la función de transferencia de la red de realimentación, β:

$$\beta = \frac{Ve\ del\ amplificador}{Vs\ del\ amplificador} = \frac{i_{C2}XC2}{i_{C1}XC1} \quad con\ i_{C2} = i_{C1}\ \ , luego\ \beta = \frac{C1}{C2}$$

Siendo la condición de oscilación para ganancia negativa:

$$-Av * \beta > 1 \Rightarrow -Av > \frac{1}{\beta} = \frac{C2}{C1}$$

$$C2 < -Av * C1 = 1.33 * C1$$

Se adopta C2 = 1.2*C1 y de la ecuación de la capacidad del lazo reemplazando esta relación, se obtiene el valor de C1=2.78 nF y en consecuencia C2= 2.32 nF.

Se adopta **C2=2.2 nF** y **C1=2.7 nF**

La frecuencia de corte del condensador Ci debe ser mucho menor que la frecuencia de oscilación para no reducir la ganancia del amplificador, esto es:

$$f_{Ci} = \frac{1}{2\pi CiRG} \ll fosc$$

Adoptando **RG=500 KΩ**, resulta Ci:

$$Ci \gg \frac{1}{2\pi * 500\,K\Omega * 1MHz} = 0.32\,pF \quad Se\ adopta\ \boldsymbol{Ci = 1.2\,nF}$$

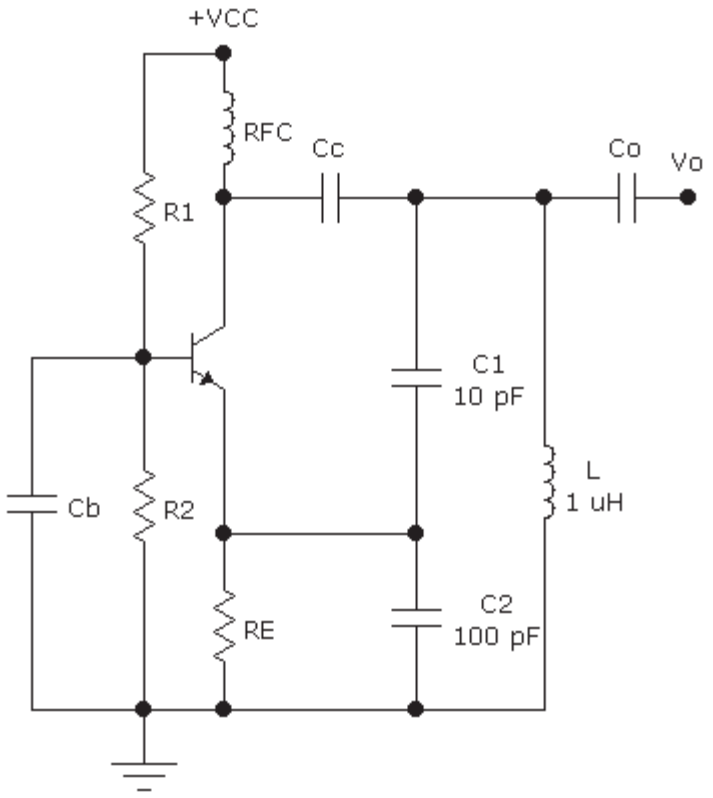
Problema 14

Dado el siguiente esquema de oscilador:

a) Indique el tipo de oscilador.

b) Calcule la frecuencia de oscilación.

c) Indique la ganancia del amplificador para mantener la oscilación.



Solución:

a)

El esquema circuital corresponde a un oscilador Colpitts, con un transistor bipolar como elemento activo del amplificador en configuración Base Común. La ganancia de este amplificador es positiva y mayor que la unidad.
La bobina de autoinducción o de reactancia protectora para radiofrecuencia RFC toma el lugar de la resistencia de colector, pero la RFC debido a su menor resistencia de corriente continua incrementa la tensión de salida y mejora la eficiencia del circuito.

b)

La frecuencia del oscilador Colpitts es independiente del tipo de configuración del amplificador, sea Emisor Común o Base común.

$$Siendo\ la\ capacidad\ del\ Lazo\ C = \frac{C1 * C2}{C1 + C2} = \frac{10\ pF * 100\ pF}{10\ pF + 100\ pF} = 9.09\ pF$$

La frecuencia de oscilación resulta:

$$\boldsymbol{f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{1\ \mu H * 9.09\ pF}} = 52.8\ MHz}$$

c)

La función de transferencia de la red de realimentación es:

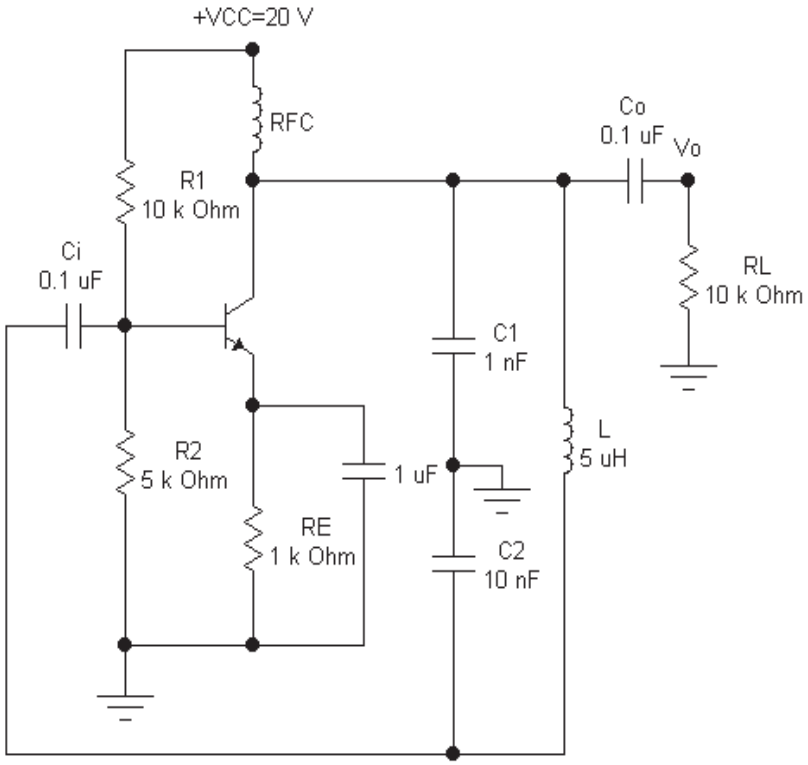
$$\beta = \frac{Ve\ del\ amplificador}{Vs\ del\ amplificador} = \frac{XC2}{XC1 + XC2} = \frac{C1}{C1 + C2}$$

A fin de que las oscilaciones se inicien, la ganancia del amplificador A debe ser mayor que 1/β, esto es:

$$Av * \beta > 1 \Rightarrow \boldsymbol{Av} > \frac{C1 + C2}{C1} = \frac{(10 + 100)pF}{10\ pF} = \mathbf{11}$$

Problema 15

Para el oscilador senoidal de la siguiente figura:



a) Indique el tipo de oscilador y la configuración del amplificador.
b) Determine los valores del punto de reposo del amplificador, ICQ y VCEQ.
c) Calcule la frecuencia de oscilación.
d) La fracción de realimentación β.
e) El mínimo valor de la ganancia del amplificador Av, para mantener la oscilación.

Solución:

a)

El circuito corresponde a un oscilador Colpitts.
El amplificador utiliza como elemento activo a un transistor bipolar NPN en configuración Emisor común con ganancia de tensión negativa.

b)

$$RB = R1 \parallel R2 = \frac{10K\Omega * 5K\Omega}{15K\Omega} = 3.33\ k\Omega$$

$$VBB = \frac{R2}{R1 + R2} * VCC = \frac{5K\Omega}{15\ K\Omega} * 20V = 6.66\ K\Omega$$

$$\boldsymbol{IEQ \cong \frac{VBB - 0.7V}{RE} \cong 6\ mA}$$

$$\boldsymbol{VCEQ \cong VCC - ICQ * RE = 14V}$$

c)

$$Siendo\ la\ capacidad\ del\ Lazo\ C = \frac{C1 * C2}{C1 + C2} = \frac{1\ nF * 10\ nF}{1nF + 10\ nF} = 0.909\ nF$$

La frecuencia de oscilación resulta:

$$\boldsymbol{f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{5\ \mu H * 0.909\ nF}} = 2.36\ MHz}$$

d)

La función de transferencia de la red de realimentación, β:

$$\beta = \frac{Ve\ del\ amplificador}{Vs\ del\ amplificador} = \frac{i_{C2}XC2}{i_{C1}XC1} \quad con\ i_{C2} = i_{C1}\ \ , luego\ \boldsymbol{\beta = \frac{C1}{C2} = \frac{1nF}{10\ nF} = 0.1}$$

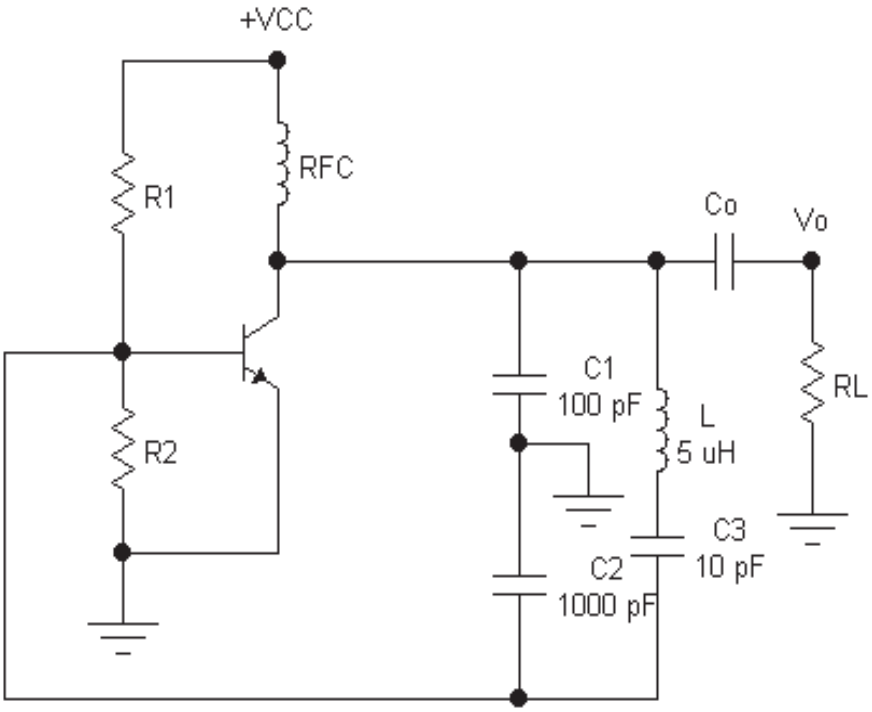
e)

Siendo la ganancia negativa, el valor mínimo será:

$$-Av\ mínimo * \beta = 1 \Rightarrow \boldsymbol{Av\ mínimo = -\frac{1}{\beta} = -\frac{C2}{C1} = -10}$$

Problema 16

Considerando el siguiente esquema de circuito oscilador:



a) Indique que tipo de oscilador es y la función del condensador C3.
b) Calcule la frecuencia de oscilación.

Solución:

a)

El circuito corresponde a un oscilador Clapp, siendo éste una variante del circuito Colpitts, diseñado para obtener una mayor estabilidad de la frecuencia. Esto se debe a que en el oscilador Colpitts los condensadores C1 y C2 se ven afectados por las capacidades parásitas del transistor (particularmente en alta frecuencia) y en el oscilador Clapp la frecuencia depende exclusivamente del condensador C3. Para ello se diseña de modo que la capacidad de C3 sea mucho menor que C1 y C2, preponderando la capacidad C3 en la capacidad efectiva total.

La capacitancia efectiva total de los tres capacitores en serie está dada por:

$$C = \frac{1}{\frac{1}{C1} + \frac{1}{C2} + \frac{1}{C3}} = \frac{1}{\frac{1}{100pF} + \frac{1}{1000pF} + \frac{1}{10\,pF}} = 9.01\,pF$$

En cuanto a la fracción de realimentación es la misma que en el oscilador Colpitts, siendo ésta:

$$\beta = \frac{C1}{C2}$$

Y la condición de oscilación para ganancia negativa, será:

$$-Av * \beta > 1 \Rightarrow -Av > \frac{1}{\beta} = \frac{C2}{C1}$$

b) La frecuencia de oscilación resulta:

$$\boldsymbol{f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{1\ \mu H * 9.01\ pF}} = 53\ MHz}$$

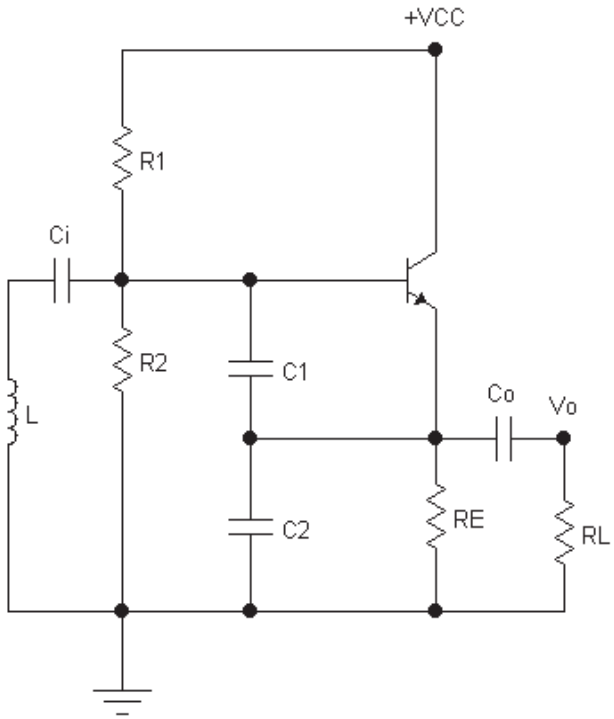
Problema 17

Diseñar un oscilador Colpitts, con el amplificador en configuración colector común para una frecuencia de oscilación entre 3.5 MHz y 4MHz capaz de suministrar una potencia de 1 mW a una carga RL = 2,2 KΩ.

Se cuenta como los siguientes datos:
VCC=12V.
L= 5 µH.
Transistor NPN BF 254:
VCE max = 20 V, IC max = 30 mA, hFE min = 65 y fT = 260 MHz.

Solución:

Se propone el siguiente circuito con la conexión del circuito tanque LC al amplificador, a fin de configurar el oscilador Colpitts requerido.



Considerando el dato de la potencia en la carga:

$$PRL = 1\ mW = \left(\frac{\widehat{iL}}{\sqrt{2}}\right)^2 * RL \Rightarrow \widehat{il} = \sqrt{\frac{2 * PRL}{RL}} = \sqrt{\frac{2 * 1mW}{2.2\ K\Omega}} = 953\ \mu A$$

Adoptando el valor de **RE=3.9 KΩ**, luego:

$$\widehat{il} = \frac{RE}{(RE + RL)} * \widehat{ic} \Rightarrow \widehat{ic} = \frac{(RE + RL)}{RE} * \widehat{il} = \frac{(3.9\ K\Omega + 2.2\ K\Omega)}{3.9\ K\Omega} * 953\ \mu A\ \cong 1.5\ mA$$

Para el diseño de la polarización, se adopta la ubicación del punto Q por debajo del punto medio; por lo cual:

$$\widehat{ic} = ICQ = 1.5\ mA \quad y \quad \widehat{ve} = \widehat{il} * RL = 953\mu A * 2.2\ K\Omega = 2.1\ V = ICQ * (RE \parallel RL)$$

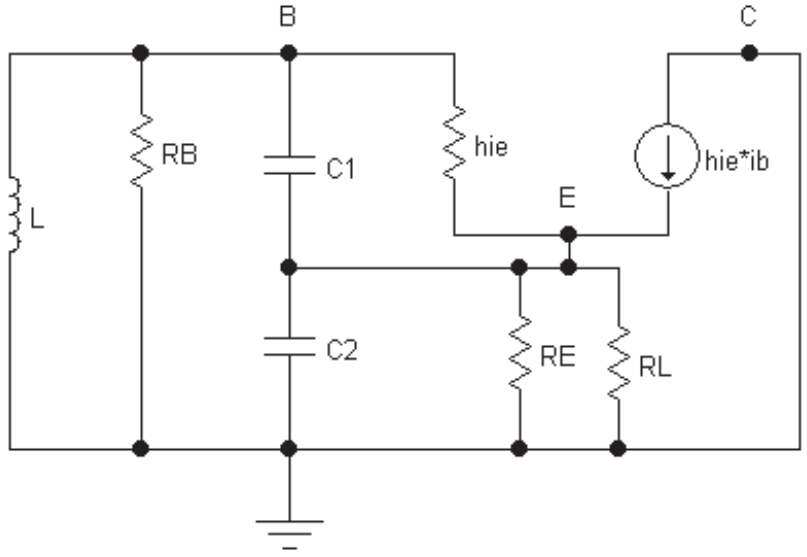
$$Se\ adopta\ RB = R1 \parallel R2 = \frac{\beta min * RE}{10} = \frac{65 * 3.9\ K\Omega}{10} = 25.35\ K\Omega$$

$$VBB = 0.7\ V + ICQ\left(\frac{RB}{\beta} + RE\right) = 7.135\ V$$

$$R1 = RB * \frac{VCC}{VBB} = 42.634\ K\Omega \qquad y\ R2 = \frac{RB}{1 - \frac{VBB}{VCC}} = 62.52\ K\Omega$$

Se adoptan los siguientes valores normalizados para R1 y R2:
R1=39 KΩ y **R2=68 KΩ.**

A continuación, se dibuja el equivalente del circuito en señal:



$$Av = \frac{ve}{vb} = \frac{ib(1 + hfe) * (RE \parallel RL)}{ib[hie + (1 + hfe)(RE \parallel RL)]} = \frac{(1 + hfe) * (RE \parallel RL)}{[hie + (1 + hfe)(RE \parallel RL)]}$$

$$= \frac{1}{\frac{hie}{(1 + hfe)(RE \parallel RL)} + 1}$$

Siendo:

$$hie = \frac{25\,mV * \beta}{ICQ} = 1126\,\Omega$$

La Av, resulta:

$$Av = 0.987$$

La función de transferencia de la red de realimentación, es:

$$\beta = \frac{vb}{ve} = \frac{C1 + C2}{C2} = \left(1 + \frac{C1}{C2}\right)$$

La condición de necesaria para la oscilación:

$$Av * \beta = Av * \left(1 + \frac{C1}{C2}\right) > 1 \Rightarrow \frac{C2}{C1} < \left(\frac{Av}{1 - Av}\right) = 75.9$$

Se adopta C2/C1=10.

Utilizando la ecuación de la frecuencia de oscilación para un valor intermedio de 3.75 MHz, se obtiene la capacidad del lazo:

$$C = \frac{1}{(2\pi * fo)^2 * L} = \frac{1}{(2\pi * 3.75\,MHz)^2 * 5\,\mu H} = 360.25\,pF$$

Siendo:

$$\frac{1}{C1} + \frac{1}{C2} = \frac{1}{C} \quad y \quad C2 = 10 * C1$$

$$\frac{1}{C1} + \frac{1}{10 * C1} = \frac{1}{C} \Rightarrow \frac{1}{C1}\left(1 + \frac{1}{10}\right) = \frac{1}{C} \Rightarrow C1 = 1.1 * C = 396.275\,pF$$

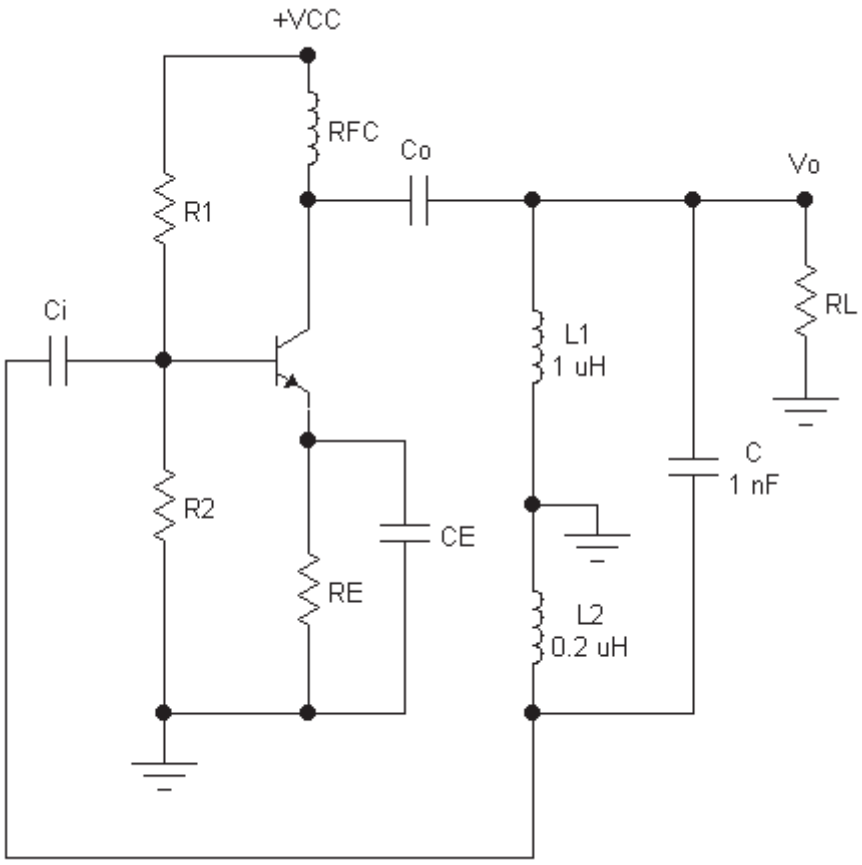
$$Luego\ C2 = 10 * C1 = 3.96\,nF$$

Se adopta **C2= 3.9 nF** y **C1=390 pF.**

Problema 18

Sea el siguiente circuito oscilador:

a) Indique el tipo de oscilador.
b) Calcular la frecuencia de oscilación.
c) Determinar la fracción de la tensión de salida que se realimenta hacia la entrada del amplificador.
d) Calcule la ganancia mínima del amplificador para que se arranque las oscilaciones.



Solución:

a)

El esquema circuital propuesto, corresponde a un oscilador Hartley.
En forma comparativa con el oscilador Colpitts, el oscilador Hartley se logra intercambiado las reactancias capacitivas por inductivas, y la inductiva por una capacitiva. Es decir, utiliza un divisor inductivo a diferencia del capacitivo del oscilador Colpitts. El circuito tanque lo conforman L1, L2 y C.
Los condensadores Co y Ci sirven para acoplar la señal alterna al tanque y a la base e impiden el paso de la corriente continua.
La configuración del amplificador es de Emisor Común. Con ganancia de tensión negativa.

b)

$$fo = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad Siendo\ L = L1 + L2$$

$$fo = \frac{1}{2\pi\sqrt{(1\mu H + 0.2\mu H)1nF}} = 4.59\ MHz$$

c)

$$\beta = \frac{Ve\ del\ amplificador}{Vs\ del\ amplificador} = \frac{i_{L2}XL2}{i_{L1}XL1} \quad siendo\ i_{L2} = i_{L1}, \qquad luego\ \beta = \frac{L2}{L1} = 0.2$$

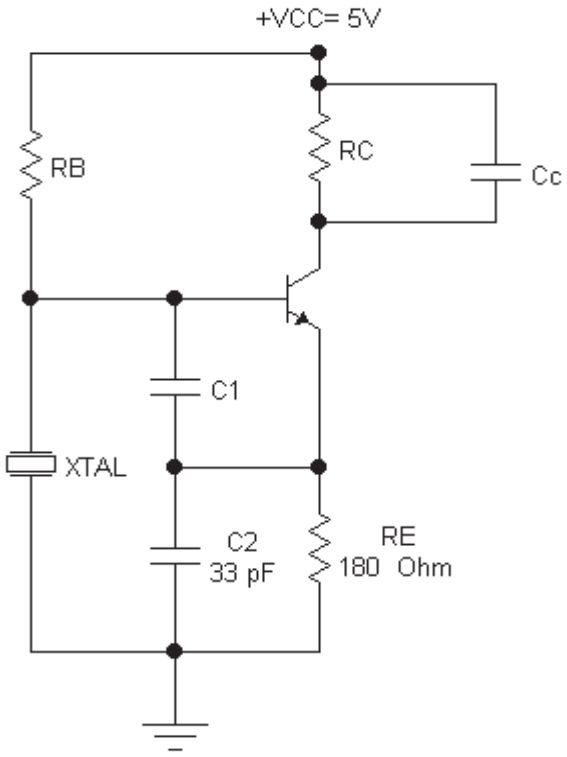
d)

Para arrancar la oscilación, debe cumplirse:

$$Av * \beta > 1, luego\ Av\ min = \frac{1}{\beta} = 5$$

Problema 19

A continuación, se propone el esquema de un oscilador que utiliza un cristal de cuarzo.



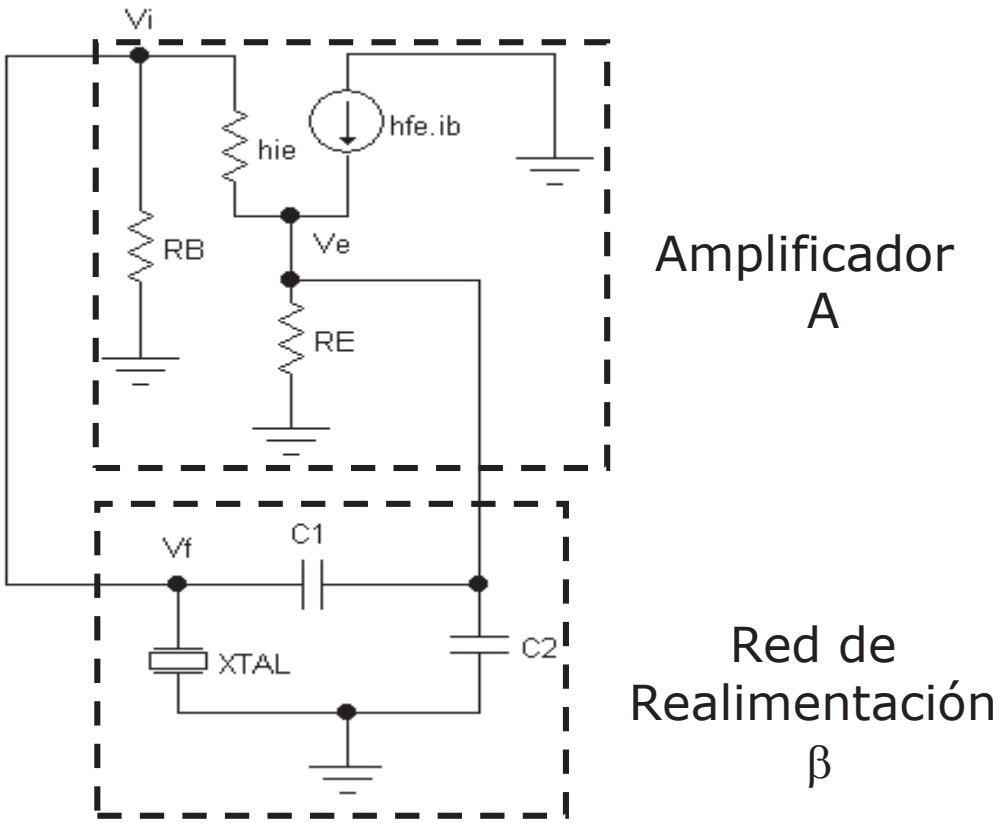
Datos del Transistor:
β=125, VBE = 0.7 V, VT = 25mV.
Datos del cristal:
Cs = 0.007 pF, Cp = 5 pF, Ls = 100.55 mH, Rs = 40 Ω.
fs = 5.999 MHz y fp = 6,003 MHz

a) **Dibujar el circuito en pequeña señal para el oscilador, indicando los elementos que constituyen el amplificador y la red de realimentación, β. Indicar además que puntos de entrada y salida del amplificador y de la red de realimentación.**
b) **Hallar el valor de RB y RC, para polarizar el Transistor con ICQ=0.75 mA y VCEQ=3.5V.**

c) Para el rango de frecuencias de oscilación justifique si el cristal está cargado con la impedancia de entrada del amplificador.
d) Obtenga la expresión de la ganancia de lazo A.β en función de las impedancias de los condensadores y del cristal.
e) Calcule el valor de la frecuencia de oscilación, fo.
NOTA: Se recomienda comprobar qué comportamiento (inductivo o capacitivo) deberá presentar el cristal y a que frecuencias se produce dicho comportamiento.
f) Calcular el valor de C1 para que se garantice el arranque del oscilador.
g) Considere la posibilidad de utilizar un amplificador operacional, para implementar este oscilador utilizándolo en vez del transistor bipolar. ¿Cuál debe ser su requerimiento?

Solución:

a)



El amplificador tiene como señal de entrada Vi, la tensión de la base, y como tensión de salida Vo, la tensión del emisor Ve. El amplificador corresponde a la configuración colector común.
La red de realimentación tiene como entrada la tensión del emisor Ve, y la señal de salida Vf, es la tensión de entrada del amplificador Vi.

El oscilador es un Colpitts, que utiliza al cristal en remplazo de la inductancia. Para ello la frecuencia de oscilación debe estar comprendida ente la frecuencia serie y paralelo del cristal, siendo estas muy próximas.

b)

$$RB = \frac{(VCC - 0.7\,V - ICQ * RE) * \beta}{ICQ} = 694\,K\Omega$$

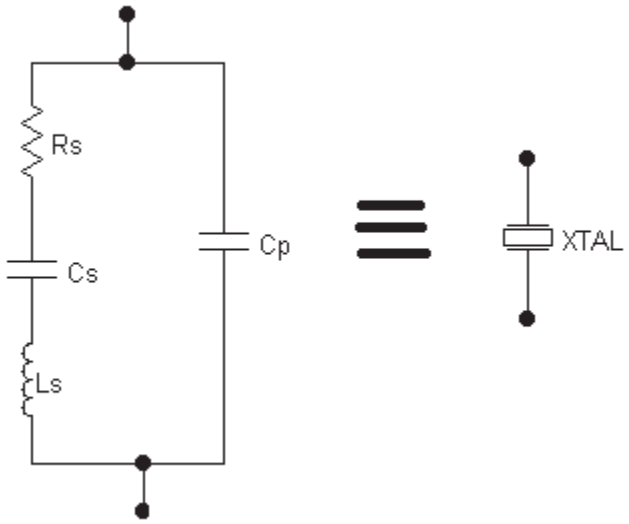
Se adopta **RB=680 KΩ**

$$RC = \frac{(VCC - VCEQ - ICQ * RE)}{ICQ} = 1.82\,K\Omega$$

Se adopta **RC=1.8 KΩ**

c)

Teniendo en cuenta la siguiente equivalencia:



Se determina la impedancia del cristal para la frecuencia de oscilación, comprendida entre la fs y fp.

$$XLs = 2\pi * fo * Ls = 2\pi * 6\,MHz * 100.55\,mHy = 3.791\,M\Omega$$
$$XCs = \frac{1}{2\pi * fo * Cs} = \frac{1}{2\pi * 6\,MHz * 0.007pF} = 3.789\,M\Omega$$

$$Zs\,TAL = Rs + j(XLs - XCs) = 40\Omega + j\,1242\Omega$$

Siendo Rs despreciable, la Zs TAL es imaginaria pura a la frecuencia de oscilación.

$$XCp = \frac{1}{2\pi * fo * Cp} = \frac{1}{2\pi * 6\,MHz * 5\,pF} = 5305\,\Omega$$

$$X\,Total\,TAL = Zs \parallel Zp = j(XLs - XCs) \parallel (-jXCp) = j1622\,\Omega$$

Por otro lado, Zi del amplificador resulta:

$$Zi = RB \parallel [hie + RE(hfe + 1)]$$

Siendo hie:

$$hie = \frac{25\ mV * HFE}{ICQ} \cong 4.2\ K\Omega$$

$$Zi = RB \parallel [hie + RE(hfe + 1)] = 680K\Omega \parallel [4.2\ K\Omega + 0.180K\Omega(125 + 1)] \cong 27\ K\Omega$$

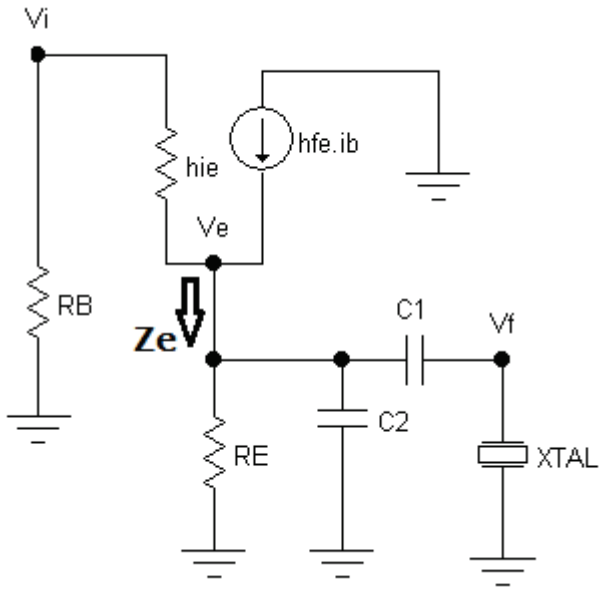
El cristal no carga al amplificador pues:

$$Zi \gg ZTAL$$

$$27\ K\Omega \gg 1622\ \Omega\ \Rightarrow \boldsymbol{El\ cristal\ opera\ en\ vacio}$$

d)

Considerando la impedancia vista desde el emisor Ze, se calcula la ganancia del lazo.



$$Vf = \frac{ZTAL}{ZC1 + ZTAL} * Ve \Rightarrow \frac{Vf}{Ve} = \frac{ZTAL}{ZC1 + ZTAL} \quad \boldsymbol{Ec.1}$$

$$Vi = ib * hie + Ve = \frac{ie}{(hfe + 1)} * hie + Ve = \frac{Ve * hie}{Ze * (hfe + 1)} + Ve \cong Ve(1 + \frac{hie}{Ze * hfe}) \Rightarrow \frac{Ve}{Vi}$$

$$\frac{Ve}{Vi} = \frac{1}{1 + \frac{hie}{Ze * hfe}} \quad \boldsymbol{Ec.2}$$

Siendo Ze:

$$Ze = RE \parallel ZC2 \parallel (ZC1 + ZXTAL)$$

$$\frac{1}{Ze}=\frac{1}{RE}+\frac{1}{ZC2}+\frac{1}{(ZC1+ZXTAL)}$$

Reemplazando en la Ec.1:

$$\frac{Ve}{Vi}=\frac{1}{1+\frac{hie}{Ze*hfe}}=\frac{1}{\left\{1+\frac{hie}{hfe}*\left[\frac{1}{RE}+\frac{1}{ZC2}+\frac{1}{(ZC1+ZXTAL)}\right]\right\}}$$

$$\frac{Ve}{Vi}=\frac{\frac{hfe}{hie}}{\left[\frac{hfe}{hie}+\frac{1}{RE}+\frac{1}{ZC2}+\frac{1}{(ZC1+ZXTAL)}\right]} \quad \boldsymbol{Ec.3}$$

La ganancia del lazo A.β, se obtiene reemplazando las ecuaciones Ec.1 y Ec.3:

$$A*\beta=\frac{Vf}{Vi}=\frac{Vf}{Ve}*\frac{Ve}{Vi}=\frac{ZTAL}{(ZC1+ZTAL)}*\frac{\frac{hfe}{hie}}{\left[\frac{hfe}{hie}+\frac{1}{RE}+\frac{1}{ZC2}+\frac{1}{(ZC1+ZXTAL)}\right]}$$

Operando, queda:

$$A*\beta=\frac{ZXTAL\left(\frac{hfe}{hie}\right)*RE*ZC2}{\left(1+\frac{hfe}{hie}*RE\right)*ZC2*(ZC1+ZXTAL)+RE(ZC2+ZC1+ZXTAL)} \quad \boldsymbol{Ec.4}$$

Siendo las impedancias ZC1, ZC2 y Z XTAL reactancias puras:

$$ZC1=-jXC1, \qquad ZC2=-jXC2, \qquad Z\,XTAL=jXTAL$$

Reemplazando en la ganancia del lazo EC. 4, se obtiene:

$$A*\beta=\frac{\left(\frac{hfe}{hie}\right)*RE*XC2*XTAL}{\left[1+\left(\frac{hfe}{hie}\right)*RE\right]*XC2*(XTAL-XC1)+j(-XC2-XC1+XTAL)} \quad \boldsymbol{Ec.5}$$

La condición de oscilación de Barkhausen en fase:

$$Fase\ de\ A*\beta=0°\ \Rightarrow j(-XC2-XC1+XTAL)=0 \quad \boldsymbol{Ec.6}$$

La ecuación Ec.5 queda:

$$A*\beta=\frac{\left(\frac{hfe}{hie}\right)*RE*XTAL}{\left[1+\left(\frac{hfe}{hie}\right)*RE\right]*(XTAL-XC1)}$$

De la Ec.6, se puede despejar XTAL:

$$XTAL=XC1+XC2$$

Reemplazando en la ecuación de la ganancia del Lazo, resulta:

$$A * \beta = \frac{\left(\frac{hfe}{hie}\right) * RE * (XC1 + XC2)}{\left[1 + \left(\frac{hfe}{hie}\right) * RE\right] * XC2}$$

$$\boldsymbol{A * \beta = \frac{\left(\frac{hfe}{hie}\right) * RE}{\left[1 + \left(\frac{hfe}{hie}\right) * RE\right]} * \left(1 + \frac{C2}{C1}\right)}$$

e)

$$|A * \beta| > 1$$

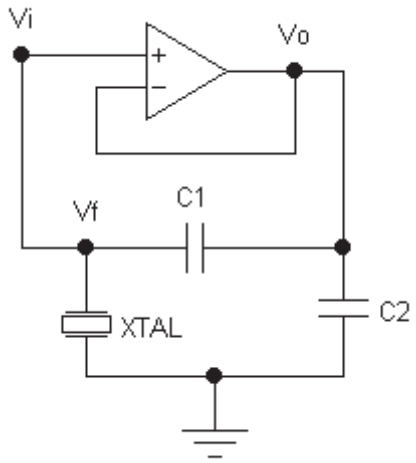
$$\frac{1}{\left(1 + \frac{1}{\left(\frac{hfe}{hie}\right) * RE}\right)} * \left(1 + \frac{C2}{C1}\right) > 1 \Rightarrow \left(1 + \frac{C2}{C1}\right) > \left(1 + \frac{1}{\left(\frac{hfe}{hie}\right) * RE}\right) \Rightarrow \boldsymbol{\frac{C1}{C2} < \left(\frac{hfe}{hie}\right) * RE}$$

Para que arranque el oscilador:

$$\boldsymbol{C1 < \frac{C2 * hfe * RE}{hie} = \frac{33\,pF * 125 * 0.180\,K\Omega}{4.2\,K\Omega} \cong 177\,pF}$$

f)

El amplificador constituido con amplificador operacional, debe trabajar en la configuración equivalente al utilizado con transistor. Por lo cual se utiliza la configuración no inversora, con ganancia unitaria (seguidor de tensión).



La condición de arranque será:

$$|A * \beta| > 1$$

$$\mathbf{1} * \left(\mathbf{1} + \frac{\boldsymbol{C2}}{\boldsymbol{C1}}\right) > \mathbf{1}$$

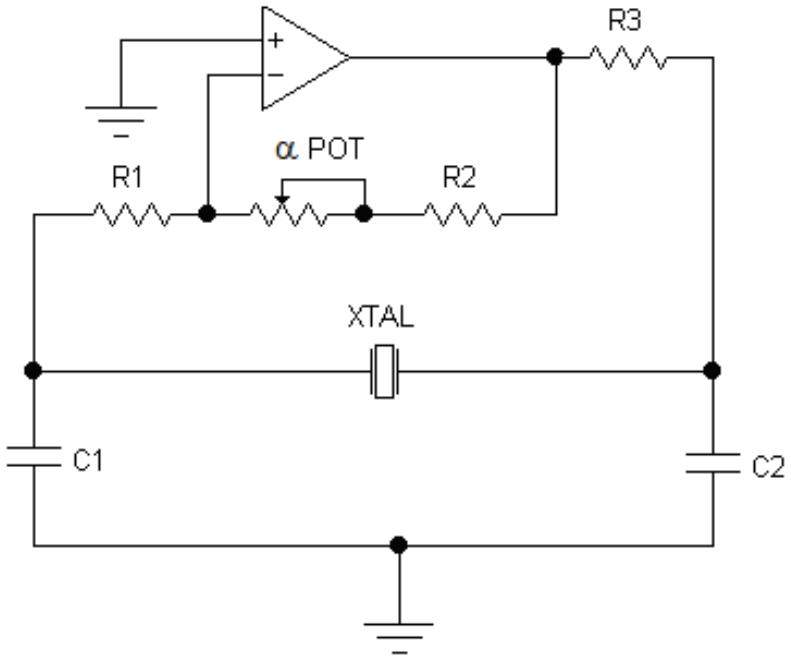
Teniendo en cuenta que:

$$Ala * fLa = ALc * fLc = fu$$

Esto indica que para la ganancia unitaria la frecuencia de lazo cerrado coincide con la frecuencia unidad. Si la frecuencia unidad está por debajo de la frecuencia de oscilación fo=6MHz, la ganancia el amplificador resulta atenuada, por lo cual deberá seleccionarse el A.O considerando su ancho de banda.

Problema 20

El circuito de la figura es un oscilador que utiliza un cristal de cuarzo de 5 MHz.



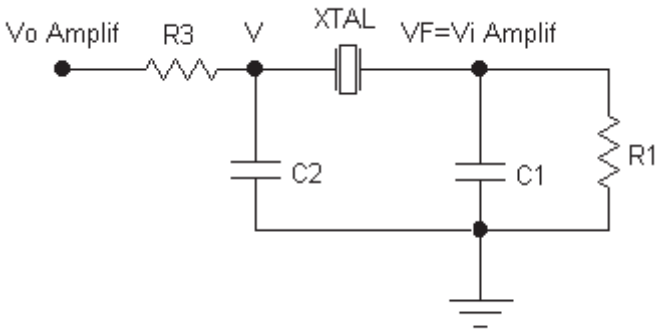
Datos:
R1 = 10kΩ, R2 = 20kΩ, POT= 100kΩ, R3 =100Ω, C1 = 100pF, C2 = 22pF

a) **Deduzca las expresiones de la frecuencia de oscilación y de las condiciones de arranque y mantenimiento del oscilador. Justifique todas las aproximaciones que realice en los cálculos.**
b) **¿Cuál será la frecuencia de oscilación?**
c) **Determine el rango de valores de la posición del cursor (α) del potenciómetro para los que el oscilador arrancaría.**

Solución:

a)

Analizando la red de realimentación e identificando las señales de entrada de salida, resulta:



$$\beta = \frac{VF}{Vo\ Amplif} = \frac{VF}{V} * \frac{V}{Vo\ Amplif} \quad Ec.1$$

El circuito oscilará a la frecuencia de resonancia del cristal de cuarzo (5MHz), por lo que:

$$XC1 = \frac{1}{2\pi * 5MHz * 100pF} = 318.3\ \Omega$$

Siendo R1=10 KΩ >>XC1=318.3 Ω, por lo cual:

$$\frac{VF}{V} = \frac{ZC1}{ZS + ZC1}, Siendo\ ZS\ la\ impedancia\ del\ cristal$$

La impedancia de entrada de la red de realimentación es:

$$Zi\ \beta = ZC2 \parallel (ZC1 + ZS) = \frac{ZC2 * (ZC1 + ZS)}{ZC2 + ZC1 + ZS}$$

$$\frac{V}{Vo\ Amplif} = \frac{Zi\beta}{R3 + Zi\beta} = \frac{1}{1 + \frac{R3}{Zi\beta}} = \frac{1}{1 + \frac{R3 * (ZC2 + ZC1 + ZS)}{ZC2 * (ZC1 + ZS)}} =$$
$$= \frac{ZC2 * (ZC1 + ZS)}{ZC2 * (ZC1 + ZS) + R3 * (ZC2 + ZC1 + ZS)}$$

Reemplazando en la ecuación Ec.1, las funciones de transferencias parciales; se obtiene:

$$\beta = \frac{ZC1}{(ZS + ZC1)} * \frac{ZC2 * (ZC1 + ZS)}{[ZC2 * (ZC1 + ZS) + R3 * (ZC2 + ZC1 + ZS)]}$$

Sustituyendo las impedancias por las reactancias, resulta:

$$\beta = \frac{-XC1 * XC2}{-XC2(XC1 + ZS) + jR3(XC1 + XC2 + XS)} \quad \boldsymbol{Ec.2}$$

El amplificador corresponde a la configuración inversora, cuya ganancia es:

$$\boldsymbol{Av = -\frac{R2 + \alpha POT}{R1}}$$

En cumplimiento con el criterio de Barkhausen para la oscilación, la fase del lazo debe ser de 0° y en consecuencia la parte imaginaria de β debe ser nula:

$$XC1 + XC2 + XS = 0$$

Teniendo en cuenta que la capacidad serie del cristal (Cs) es Cs << C1 y C2, la frecuencia del oscilador será la frecuencia del cristal.

$$fo = \frac{1}{2\pi\sqrt{Lc\ Cs}} = 5\ MHz$$

Volviendo sobre la ecuación Ec.2, y haciendo nula la parte imaginaria, queda:

$$\boldsymbol{\beta = -\frac{XC1}{XC2} = -\frac{C2}{C1}}$$

La condición de arranque, resulta:

$$\boldsymbol{|Av * \beta| > 1 \Rightarrow |Av| > \frac{C1}{C2}}$$

La condición de mantenimiento, es:

$$\boldsymbol{|Av * \beta| = 1 \Rightarrow |Av| = \frac{C1}{C2}}$$

b)

El circuito oscilará a la frecuencia de resonancia serie del cristal ⇒ **fosc = 5 MHz.**

c)

Siendo:

$$|Av| > \frac{C1}{C2} = \frac{100\ pF}{22\ pF} = 4.54$$

$$\frac{R2 + \alpha POT}{R1} > 4.54 \ \Rightarrow \boldsymbol{0.25 < \alpha \leq 1} \ \textbf{Condición para arrancar la oscilación.}$$