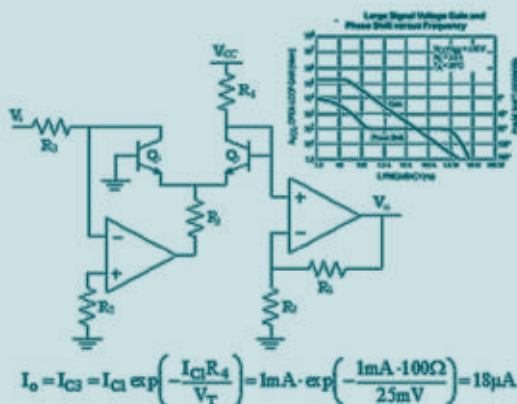


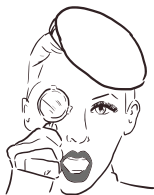
ELECTRÓNICA BÁSICA PARA INGENIEROS: PROBLEMAS RESUELTOS

Gustavo A. Ruiz Robredo

Jesús García Fernández



ELECTRÓNICA BÁSICA
PARA INGENIEROS:
PROBLEMAS RESUELTOS



CONSEJO EDITORIAL

Dña. Sonia Castanedo Bárcena
*Presidenta. Secretaria General,
Universidad de Cantabria*

D. Vitor Abrantes
*Facultad de Ingeniería,
Universidad de Oporto*

D. Ramón Agüero Calvo
*ETS de Ingenieros Industriales y
de Telecomunicación,
Universidad de Cantabria*

D. Miguel Ángel Bringas Gutiérrez
*Facultad de Ciencias Económicas y
Empresariales,
Universidad de Cantabria*

D. Diego Ferreño Blanco
*ETS de Ingenieros de Caminos,
Canales y Puertos,
Universidad de Cantabria*

Dña. Aurora Garrido Martín
*Facultad de Filosofía y Letras,
Universidad de Cantabria*

D. José Manuel Goñi Pérez
*Modern Languages Department,
Aberystwyth University*

D. Carlos Marichal Salinas
*Centro de Estudios Históricos,
El Colegio de México*

D. Salvador Moncada
*Faculty of Biology, Medicine and
Health, The University of Manchester*

D. Agustín Oterino Durán
*Neurología (HUMV), investigador del
IDIVAL*

D. Luis Quindós Poncela
*Radiología y Medicina Física,
Universidad de Cantabria*

D. Marcelo Norberto Rougier
*Historia Económica y Social
Argentina, UBA y CONICET (IIIEP)*

Dña. Claudia Sagastizábal
*IMPA (Instituto Nacional de
Matemática Pura e Aplicada)*

Dña. Belmar Gándara Sancho
*Directora Editorial,
Universidad de Cantabria*

ELECTRÓNICA BÁSICA

PARA INGENIEROS:

PROBLEMAS RESUELTOS

Gustavo A. Ruiz Robredo
Jesús García Fernández



TEXTOS UNIVERSITARIOS, nº 14
INGENIERÍAS



Editorial
Universidad
Cantabria

Ruiz Robredo, Gustavo Adolfo, autor

Electrónica básica para ingenieros : problemas resueltos / Gustavo A. Ruiz Robredo, Jesús García Fernández. – Santander : Editorial de la Universidad de Cantabria, 2020

XIX, 325 páginas : ilustraciones – (Manuales ; 45. Textos universitarios ; 14)

ISBN 978-84-8102-932-1 (PDF)

1. Electrónica – Problemas, ejercicios, etc. 2. Circuitos electrónicos – Problemas, ejercicios, etc. I. García Fernández, Jesús, autor

621.38(076.2)

THEMA: YPMT, TJF, 4Z-ES-AF

Esta edición es propiedad de la EDITORIAL DE LA UNIVERSIDAD DE CANTABRIA, cualquier forma de reproducción, distribución, traducción, comunicación pública o transformación sólo puede ser realizada con la autorización de sus titulares, salvo excepción prevista por la ley. Dirijase a CEDRO (Centro Español de Derechos Reprográficos, www.cedro.org) si necesita fotocopiar o escanear algún fragmento de esta obra.

Digitlización: emeaov

© Gustavo A. Ruiz Robredo, Jesús García Fernández [Universidad de Cantabria]

© Editorial de la Universidad de Cantabria
Avda. de los Castros, 52 - 39005 Santander. Cantabria (España)
www.editorial.unican.es

ISBN: 978-84-8102-932-1 (PDF)

ISBN: 978-84-8102-551-4 (RÚSTICA)

DOI: <https://doi.org/10.22429/Euc2020.010>

Hecho en España-*Made in Spain*

Santander, 2020

PRÓLOGO

El libro **Electrónica Básica para Ingenieros: Problemas resueltos** ha sido concebido como un complemento al libro de teoría **Electrónica Básica para Ingenieros**. Aquí podrá encontrar un conjunto muy completo de problemas resueltos que han sido cuidadosamente preparados y desarrollados para complementar los aspectos teóricos abordados en el libro de teoría. En la resolución de los problemas se han evitado incluir aspectos teóricos que compliquen su análisis haciendo referencia a la sección del libro de teoría en la que se basan. Con ello se logra mayor fluidez en el análisis de los problemas y más eficiencia a la hora de adquirir conocimiento.

En el planteamiento de los problemas se han perseguido varios objetivos. En primer lugar, afianzar los conocimientos teóricos durante la resolución de los problemas. Con ello no sólo se asimila mejor el concepto, sino que también se percibe la utilidad de los análisis teóricos que ayudan a la comprensión de los resultados experimentales. Por otra parte, se adquieren las habilidades de análisis de circuitos electrónicos, lo cual se consigue con la práctica. Se recomienda resolver los problemas sin mirar la solución y que ésta sólo sirva para la comprobación y para aprender de los errores.

Los problemas propuestos pudieran verse abrumadores en un principio. No desespere, el aprendizaje del diseño de circuitos electrónicos es un proceso gradual. Es fácil descubrir que con cierta perseverancia es capaz de lograr progresos incluso en los problemas de diseño más complejos.

Ambos libros forman un complemento ideal para la formación del estudiante en el campo de la electrónica que le van a permitir acceder al estudio en nivel superior de los circuitos electrónicos. El caudal de conocimientos adquiridos permitirá a los estudiantes estar suficientemente preparados para actuar competentemente en la industria o iniciar cursos más avanzados.

Antes de nada, disfrute del material y de la electrónica. Es un desafío apasionante que en ocasiones debe esforzarse hasta los límites de sus habilidades mentales si desea tener éxito, pero la recompensa del esfuerzo será magnífica.

La preparación de este libro ha exigido muchas horas de trabajo esforzado. No obstante ha resultado ser una experiencia muy agradable con la esperanza de que contribuya de una manera importante al progreso de la formación de técnicos en electrónica.

Si tiene comentarios o sugerencias con relación al texto no dude de comunicarlo a cualquiera de los autores. En beneficio de la educación en ingeniería, todos los comentarios y sugerencias serán bienvenidos.

Jesús García Fernández
Gustavo A. Ruiz Robredo
gustavo.ruiz@unican.es

Notación, pág. IX

Problemas de referencia, pág. XI

Listado de problemas, pág. XIII

1. Polarización de transistores, pág. 1

Prob. 1 a Prob. 9

2. Amplificadores con transistores, pág. 23

Prob. 10 a Prob. 21

3. Respuesta en frecuencia de amplificadores, pág. 65

Prob. 22 a Prob. 25

4. Amplificadores realimentados, pág. 81

Prob. 26 a Prob. 31

5. Fuentes de corriente y cargas activas, pág. 99

Prob. 32 a Prob. 42

6. Amplificador diferencial, pág. 129

Prob. 43 a Prob. 51

7. Amplificadores de potencia y consideraciones térmico-ambientales, pág. 159

Prob. 52 a Prob. 57

8. Amplificador operacional, pág. 179

Prob. 58 a Prob. 83

9. Comparadores de tensión, pág. 237

Prob. 84 a Prob. 87

10. Generadores de señal, pág. 247

Prob. 88 a Prob. 94

11. Reguladores de tensión, pág. 273

Prob. 95 a Prob. 103

12. Tiristores, pág. 297

Prob. 104 a Prob. 110

Los símbolos de corriente y tensión en los terminales de los componentes activos tienen subíndices que indican el terminal correspondiente en caso de corriente o el par de terminales correspondientes en caso de tensión. Además se utilizan símbolos y subíndices en mayúsculas y minúsculas para distinguir entre los valores de continua y de pequeña señal. Ejemplos:

I_{BQ}, I_{CQ}, V_{CEQ}	Valor en reposo en un transistor bipolar.
V_{GSQ}, I_{DQ}, V_{DSQ}	Valor en reposo en un transistor FET.
I_B, I_D, V_{CE}	Valor de la componente en continua.
i_c, i_{ds}, v_{ce}	Valor de la componente de pequeña señal.
I_b, I_c, V_{ce}	Valor con componente continua y pequeña señal.
$\hat{I}_b, \hat{I}_c, \hat{V}_{ce}$	Valor de amplitud de una componente sinusoidal.
$V_{CC}, V_{EE}, V_{DD}, V_{GG}$	Tensiones de alimentación.
I_{CC}, I_{EE}	Fuentes de corriente DC o valor de la corriente DC que circula por las tensiones de alimentación.

Símbolos más comunes

BC	Configuración del transistor bipolar en base común.
BJT	(<i>Bipolar Junction Transistor</i>). Transistor bipolar tipo NPN o PNP.
BW	(<i>Band Width</i>). Ancho de banda de un amplificador.
CC	Configuración del transistor bipolar en colector común o seguidor de emisor.
$CMRR$	(<i>Common-Mode Rejection Ratio</i>). Relación de rechazo en modo común.

DC	(<i>Direct Current</i>) o tensión o corriente en continua.
EC	Configuración del transistor bipolar en emisor común.
FET	(<i>Field Effect Transistor</i>). Transistor de efecto de campo.
f_H	Frecuencia de corte superior.
f_L	Frecuencia de corte inferior.
KCL	(<i>Kirchhoff Current Law</i>). Ley de corrientes de Kirchhoff.
KVL	(<i>Kirchhoff Voltage Law</i>). Ley de tensiones de Kirchhoff.
$JFET$	(<i>Junction Field Effect Transistor</i>). Transistor de efecto de campo de unión que puede ser NJFET (canal N) o PJFET (canal P).
MOS	(<i>Metal Oxide Semiconductor</i>). Transistor semiconductor metal óxido que puede ser NMOS (canal N) o PMOS (canal P). A este dispositivo es también conocido como MOSFET.
OA	(<i>Operational Amplifier: Amplificador operacional</i>). Mientras no se indique lo contrario, se utiliza el modelo ideal del OA.
VTC	(<i>Voltage Transfer Characteristic</i>). Característica de transferencia en tensión.
V_{OH}	(<i>Output High Voltage</i>). Tensión de salida alta.
V_{OL}	(<i>Output Low Voltage</i>). Tensión de salida baja.
V_{TH}	(<i>Threshold High Voltage</i>). Tensión de entrada umbral alta.
V_{TL}	(<i>Threshold Low Voltage</i>). Tensión de entrada umbral baja.
V_P	Tensión de estrangulamiento (<i>pinch-off</i>) definida en JFET.
V_T	Tensión umbral (<i>threshold</i>) en un transistor MOS. También se utiliza este símbolo para identificar el potencial térmico cuyo valor típico es de 25mV a 25°C.
V_n, V_p	Tensión en el terminal de entrada positiva (no-inversora) y negativa (inversora), respectivamente, de un OA.

A continuación se proponen una lista de problemas especialmente seleccionados para una mayor comprensión de los contenidos temáticos. Estos problemas pueden ser utilizados como una referencia a la hora de abordar los principales conceptos asociados a cada tema. En el análisis y desarrollo de la solución a los problemas se ha procurado detallar aquellos aspectos teóricos necesarios para facilitar su seguimiento y comprensión, especialmente en aquellos alumnos menos experimentados en la materia. Con ello se pretende que estos problemas sean considerados como un apoyo complementario al estudio de los conceptos teóricos y refuerzan su aprendizaje con problemas prácticos. A continuación se indican los problemas de referencia clasificados por temas y por bloques funcionales asociados a cada tema.

1. Polarización de transistores.

- *Regiones de operación*: Prob. 2 (pág. 6)
- *Polarización*: Prob. 10 (pág. 25), Prob. 11 (pág. 31)
- *Estabilidad de polarización*: Prob. 9 (pág. 19)

2. Amplificadores con transistores.

- *Amplificador básico*: Prob. 10 (pág. 25), Prob. 11 (pág. 31)
- *Configuración BC y CC*: Prob. 17 (pág. 52)

3. Respuesta en frecuencia de amplificadores.

Prob. 23 (pág. 69), Prob. 24 (pág. 73)

4. Amplificadores realimentados.

Prob. 28 (pág. 86), Prob. 29 (pág. 88), Prob. 30 (pág. 91)

5. Fuentes de corriente y cargas activas.

- *Fuentes de corriente*: Prob. 32 (pág. 101), Prob. 33 (pág. 103)
- *Amplificadores con carga activa*: Prob. 38 (pág. 114), Prob. 39 (pág. 116)

6. Amplificador diferencial.

Prob. 43 (pág. 130), Prob. 44 (pág. 134), Prob. 50 (pág. 153)

7. Amplificadores de potencia y consideraciones térmico-ambientales.

- *Amplificadores de potencia*: Prob. 52 (pág. 161), Prob. 54 (pág. 165)
- *Consideraciones térmico-ambientales*: Prob. 53 (pág. 163)

8. Amplificador operacional.

- *Amplificador básico*: Prob. 58 (pág. 182)
- *Respuesta en frecuencia*: Prob. 61 (pág. 189)
- *Integrador*: Prob. 73 (pág. 210)
- *Diferenciador*: Prob. 74 (pág. 213)
- *Amplificador logarítmico*: Prob. 76 (pág. 217)
- *Amplificador lineal a tramos*: Prob. 79 (pág. 224)

9. Comparadores de tensión.

- *Comparador*: Prob. 85 (pág. 240)
- *Disparador Schmitt*: Prob. 87 (pág. 244)

10. Generadores de tensión.

- *Generador de onda sinusoidal*: Prob. 88 (pág. 249)
- *Multivibrador astable*: Prob. 90 (pág. 255)
- *Generador de diente de sierra*: Prob. 92 (pág. 262)
- *Temporizador 555 como monoestable*: Prob. 93 (pág. 266)
- *Temporizador 555 como astable*: Prob. 94 (pág. 269)

11. Reguladores de tensión.

- *Regulador de tensión en serie*: Prob. 99 (pág. 285)
- *Regulador de tensión monolítico*: Prob. 100 (pág. 287)

12. Tiristores.

- *Oscilador basado en un SBS*: Prob. 104 (pág. 299)
- *Oscilador basado en un PUT*: Prob. 105 (pág. 303)
- *Control de potencia con un SCR*: Prob. 107 (pág. 310)
- *Oscilador basado en un UJT*: Prob. 108 (pág. 314)



A continuación se presentan en forma de tabla los distintos problemas propuestos y desarrollados en este libro con una información útil que permite de una manera rápida y sencilla acceder a algunos de sus contenidos característicos. De esa manera, el lector puede identificar y localizar aquellos problemas con unas características temáticas y de complejidad que está buscando. Con ello se pretende que la búsqueda de problemas, que por sí solo resulta una labor compleja, se pueda realizar rápidamente y que sea cómoda a la hora de localizar algunos aspectos temáticos o campos específicos.

Los problemas solucionados en este libro están íntimamente relacionados con los aspectos teóricos del libro *Electrónica Básica para Ingenieros*. Por ello, es altamente recomendable tener los conocimientos teóricos claros antes de abordar la solución de los problemas propuestos.

La información desplegada en cada columna corresponde a los siguientes campos:

1.- Etiquetado del problema.

PROBLEMA: Número de problema.

PÁGINA: Localización de la página del problema.

DIFICULTAD: Grado de dificultad del problema basado en una etiqueta de tres niveles: F (fácil), M (medio) y D (difícil).

2.- Principales dispositivos del circuito.

DIODO

BIPOLAR

JFET

MOSFET

3.- Tipo de análisis.

POLARIZACIÓN: Análisis DC o de polarización del circuito.

ESTABILIDAD: Polarización del circuito incluyendo técnicas de estabilidad de la polarización.

F. CORRIENTE: Utilización de fuentes de corriente en su estructura.

VTC: Representación gráfica de la característica de transferencia de tensión o VTC.

AMPLIFICACIÓN: Análisis de pequeña señal.

REALIMENTACIÓN: Análisis de amplificadores realimentados.

R. FRECUENCIA: Análisis de la respuesta en frecuencia del amplificador.

AMP. DIFERENCIAL: Amplificador diferencial.

POTENCIA: Análisis de etapas de potencia.

CONS. TÉRMICAS: Análisis de las consideraciones térmico-ambientales.

4.- Componentes integrados y tiristores.

OA: Aplicaciones del OA.

COMPARADOR: Circuitos con comparadores.

GEN. DE SEÑAL: Circuitos generadores de señal.

REG. TENSIÓN : Reguladores de tensión.

TIRISTOR: Circuitos con tiristores.

5.- Referencia al libro de Electrónica Básica para Ingenieros.

TEMA REF. LIBRO: Informa sobre las secciones del libro *Electrónica Básica para Ingenieros* que han sido utilizadas para el análisis del problema. Es recomendable revisar los aspectos teóricos asociados al problema antes de considerar su resolución.

PROBLEMA	PÁGINA	DIFICULTAD	DIODO	BIPOLAR	JFET	MOSFET	POLARIZACIÓN	ESTABILIDAD	F. CORRIENTE	VTC	AMPLIFICACIÓN	REALIMENTACIÓN	R. FRECUENCIA	AMP. DIFERENCIAL	POTENCIA	CONS. TÉRMICAS	OA	COMPARADOR	GEN. DE SEÑAL	REG. TENSIÓN	TIRISTOR	TEMA REF. LIBRO
1	3	F	✓				✓															
2	6	F		✓			✓															1.3
3	8	F		✓	✓		✓															1.5, 1.8
4	10	F				✓	✓															1.9
5	12	F			✓		✓															1.9
6	13	M		✓			✓															1.5
7	15	F		✓				✓														1.5, 1.8
8	17	M		✓				✓														1.5, 1.8
9	19	M		✓				✓														1.5, 1.8
10	25	M		✓			✓				✓		✓									1.5, 2.5, 3.4
11	31	F			✓		✓				✓											1.7, 2.2, 2.8
12	35	M		✓		✓	✓				✓											Tema 1, 2
13	38	M		✓			✓				✓		✓									1.6, 2.5, 3.4, 8.5, 8.5
14	43	F		✓							✓		✓									1.5, 2.5, 3.4
15	45	F		✓			✓						✓		✓							1.4, 1.5, 3.4
16	48	M		✓			✓				✓											Tema 1 y 2
17	52	M		✓			✓				✓											1.5, 2.5, 2.9
18	56	M			✓		✓				✓											1.9, 2.8
19	59	F		✓							✓											2.5
20	61	F		✓							✓											2.5
21	63	F		✓							✓											2.3
22	67	F									✓											3.5
23	69	M		✓							✓		✓									1.5, 3.4, 3.5, 3.6
24	73	M			✓		✓				✓		✓									1.8, 3.4, 3.6
25	76	D		✓			✓						✓									2.5, 3.4, 3.6

PROBLEMA	PÁGINA	DIFICULTAD	DIODO	BIPOLAR	JFET	MOSFET	POLARIZACIÓN	ESTABILIDAD	F. CORRIENTE	VTC	AMPLIFICACIÓN	REALIMENTACIÓN	R. FRECUENCIA	AMP. DIFERENCIAL	POTENCIA	CONS. TÉRMICAS	OA	COMPARADOR	GEN. DE SEÑAL	REG. TENSIÓN	TIRISTOR	TEMA REF. LIBRO
26	82	F									✓											4.3
27	84	M		✓								✓										4.3, 4.8
28	86	M										✓					✓					4.5, 8.5
29	88	M		✓								✓										4.6
30	91	M		✓	✓							✓										4.5
31	95	M		✓								✓										4.7
32	101	F		✓				✓														5.2
33	103	F		✓		✓			✓													5.4
34	107	F														✓						5.5
35	108	M				✓			✓													5.3
36	110	M		✓	✓			✓														5.2, 5.3, 5.4
37	113	M		✓					✓													5.4
38	114	F		✓					✓		✓											5.2, 5.6
39	116	D				✓	✓		✓		✓		✓		✓							1.9, 2.8, 3.4, 5.3
40	120	M		✓	✓				✓		✓											2.4, 2.8, 5.2
41	123	M		✓		✓	✓		✓		✓											2.5, 2.8, 5.2, 5.4
42	126	M		✓					✓										✓			5.2, 10.8
43	130	F		✓			✓		✓					✓								6.3
44	134	M		✓			✓							✓								6.2, 6.3
45	137	M		✓					✓					✓								6.3, 5.2, 5.4
46	140	D		✓		✓			✓					✓								6.2, 5.2, 5.3, 5.4
47	144	M		✓		✓								✓								5.4, 6.3, 6.4
48	147	F		✓	✓		✓						✓	✓								3.5, 6.3
49	150	M		✓			✓		✓					✓								6.3
50	153	D		✓			✓		✓					✓								6.3

PROBLEMA	PÁGINA	DIFICULTAD	DIODO	BIPOLAR	JFET	MOSFET	POLARIZACIÓN	ESTABILIDAD	F. CORRIENTE	VTC	AMPLIFICACIÓN	REALIMENTACIÓN	R. FRECUENCIA	AMP. DIFERENCIAL	POTENCIA	CONS. TÉRMICAS	OA	COMPARADOR	GEN. DE SEÑAL	REG. TENSIÓN	TIRISTOR	TEMA REF. LIBRO
51	157	F									✓						✓					2.5, 8.5
52	161	F		✓											✓							7.2, 7.3
53	163	F		✓												✓						7.9
54	165	D		✓											✓	✓						7.2, 7.5, 7.9
55	169	D		✓											✓							7.5
56	173	D		✓											✓	✓	✓					7.5, 7.9
57	177	F													✓							7.7
58	182	F									✓						✓					8.3, 8.5
59	185	M					✓										✓					8.3
60	187	F															✓					8.5
61	189	F											✓				✓					8.3, 8.5
62	192	F										✓					✓					8.4
63	193	F									✓						✓					8.3
64	194	F															✓					8.3
65	195	M		✓			✓		✓								✓					5.2, 8.3
66	197	F															✓					8.3
67	199	D																				8.3
68	200	D									✓						✓					8.3, 8.4
69	202	M									✓						✓					8.3, 8.4
70	204	F															✓					8.3
71	206	F															✓					8.3
72	208	M															✓					8.3
73	210	M															✓					8.3, 8.4
74	213	M															✓					8.4
75	215	F															✓					8.4

PROBLEMA	PÁGINA	DIFICULTAD	DIODO	BIPOLAR	JFET	MOSFET	POLARIZACIÓN	ESTABILIDAD	F. CORRIENTE	VTC	AMPLIFICACIÓN	REALIMENTACIÓN	R. FRECUENCIA	AMP. DIFERENCIAL	POTENCIA	CONS. TÉRMICAS	OA	COMPARADOR	GEN. DE SEÑAL	REG. TENSIÓN	TIRISTOR	TEMA REF. LIBRO
76	217	M															✓					8.4
77	219	M															✓					8.4
78	221	F				✓											✓					8.3
79	224	F	✓							✓							✓					8.3
80	227	M	✓														✓					8.3
81	229	M	✓							✓							✓					8.3
82	231	M	✓							✓							✓					8.3
83	234	F	✓							✓							✓					8.3
84	238	M	✓							✓							✓					8.3, 9.1
85	240	F								✓							✓	✓				9.1
86	242	F																✓				9.2, 9.3
87	244	M								✓								✓				9.2, 9.4
88	249	D	✓							✓							✓		✓			10.2, 10.3
89	253	F			✓						✓								✓			10.3
90	255	M															✓	✓	✓			9.4, 10.7
91	259	D															✓	✓	✓			9.4, 10.7
92	262	D															✓	✓	✓			9.4, 10.8
93	266	M		✓					✓										✓			5.4, 10.9
94	269	M																	✓			10.9
95	275	M							✓								✓			✓		5.4, 11.2
96	277	F																		✓		8.3, 11.2
97	278	D		✓												✓				✓		7.9, 11.2
98	282	M		✓		✓	✓				✓									✓		2.8, 11.2
99	285	M																		✓		11.2, 11.3
100	287	M														✓				✓		7.9, 11.3

PROBLEMA	PÁGINA	DIFICULTAD	DIODO	BIPOLAR	JFET	MOSFET	POLARIZACIÓN	ESTABILIDAD	F. CORRIENTE	VTC	AMPLIFICACIÓN	REALIMENTACIÓN	R. FRECUENCIA	AMP. DIFERENCIAL	POTENCIA	CONS. TÉRMICAS	OA	COMPARADOR	GEN. DE SEÑAL	REG. TENSIÓN	TIRISTOR	TEMA REF. LIBRO
101	290	M																		✓		11.3
102	292	F																		✓		11.3
103	294	D															✓				✓	8.3, 11.3
104	299	M							✓									✓			✓	5.4, 12.2
105	303	M																✓			✓	12.6
106	307	M																			✓	12.6
107	310	D																✓			✓	12.5, 12.6
108	314	F																✓			✓	12.7
109	317	D																	✓		✓	12.5, 12.7
110	321	D																			✓	12.5, 12.7

Para que los transistores se puedan utilizar en amplificación de señales de tensión o corriente, en conmutación o en cualquier otra aplicación, es necesario polarizar primeramente el dispositivo. El objetivo de la polarización es ponerlo en conducción, y en particular, hacerle funcionar en la región donde opera con características lineales y donde su ganancia es constante. En este capítulo se van a analizar diversos circuitos de polarización básicos realizados con elementos discretos: BJTs, JFETs, MOSFETs y resistencias. También, se analizan circuitos de polarización con elementos discretos que utilizan técnicas de compensación basadas en el uso de dispositivos sensibles a la temperatura tales como diodos y transistores.

Dentro de la polarización del transistor, se analiza la estabilidad del mismo con respecto a las variaciones de temperatura, o también se determina que relación debe haber entre los componentes del circuito para hacer que alguna determinada tensión o corriente del punto de trabajo sea insensible a las variaciones de la tensión de alimentación.

Los circuitos de polarización con componentes discretos no son aptos para la polarización en circuitos integrados porque no se pueden fabricar resistencias de alto valor y con baja tolerancia. La filosofía del diseño de circuitos de polarización para circuitos integrados se basa en (1) que los componentes activos son más baratos que los pasivos, (2) que al estar fabricados todos los componentes sobre un área muy pequeña se pueden conseguir componentes casi idénticos, y (3) que todos los componentes del circuito van a estar sometidos a la misma temperatura. Los circuitos de polarización para circuitos integrados están basados en cargas activas y en fuentes de corriente que se verán con más detalle en el capítulo 5. Algunos de los circuitos de polarización que se tratan en este capítulo son propios de los circuitos integrados.

LISTADO DE PROBLEMAS

- Problema 1, pág. 3: *Polarización directa de un diodo y sus modelos equivalentes.*
- Problema 2, pág. 6: *Determinación de la región de operación y punto de trabajo de un bipolar tipo PNP.*
- Problema 3, pág. 8: *Circuito de polarización mixto formado por un bipolar tipo NPN y un NJFET.*

- Problema 4, pág. 10: *Circuito de polarización con un par de transistores NMOS.*
- Problema 5, pág. 12: *Circuito de polarización con fuente de corriente basado en transistores NJFET.*
- Problema 6, pág. 13: *Polarización por divisor de tensión de un par de transistores bipolares o BJT tipo NPN.*
- Problema 7, pág. 15: *Estabilidad de un circuito de polarización de un bipolar con realimentación de tensión de colector frente a las variaciones de la tensión de alimentación de base.*
- Problema 8, pág. 17: *Estabilidad de un circuito de polarización de un bipolar con diodos frente a las variaciones de V_{BE} .*
- Problema 9, pág. 19: *Estabilidad de un circuito de polarización de un bipolar por divisor de tensión frente a las variaciones de I_{CBO} , h_{FE} y V_{BE} con la temperatura.*



PROBLEMA 1

En la figura 1.1.a se muestran las características eléctricas del diodo BA220. Para este diodo, se pide:

- Obtener el modelo ideal, modelo de fuente de tensión y modelo de fuente de tensión con resistencia directa.
- Para el circuito de la figura 1.1.b, determinar el punto de trabajo del diodo BA220 utilizando métodos gráficos.
- La potencia máxima de disipación del diodo es 150mW. Representar gráficamente la zona segura de polarización del diodo.

Datos: $R=10\Omega$, $V_{CC}=2V$.

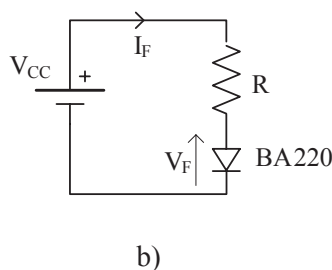
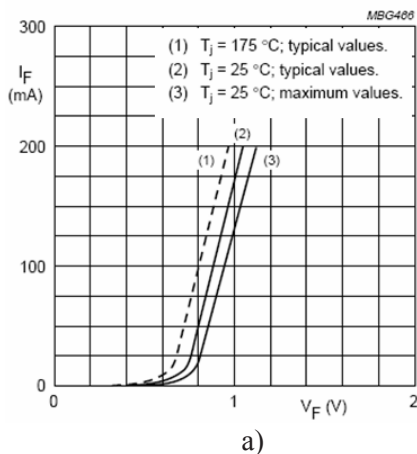


Fig. 1.1. a) Características eléctricas del BA220, b) Circuito de polarización.

① En el modelo de ideal de un diodo, éste se comporta como un dispositivo unidireccional, es decir, solamente permite el paso de la corriente en un sentido, del ánodo al cátodo. En la figura 1.2 se muestra la relación entre la V_F y la I_F de un diodo ideal. En la figura 1.3, el diodo es modelado como una fuente de tensión de valor $V_{on} \cong 0.7 V$, tensión necesaria para que la unión PN entre en conducción. Un modelo más preciso permite modelar el efecto resistivo del diodo en conducción tal como se describe en la figura 1.4. El valor de la resistencia se obtiene buscando la pendiente de la recta cuando el diodo está ON. En la figura 1.1.a se escogen dos puntos para $T=25^\circ C$, resultando:

$$R_F = \frac{V_{F1} - V_{F2}}{I_{F1} - I_{F2}} = \frac{1V - 0.8V}{175mA - 50mA} \cong 1.3\Omega$$



Fig. 1.2. Modelo ideal de un diodo.



Fig. 1.3. Modelo de fuente de tensión ($V_{on} \cong 0.7 V$).

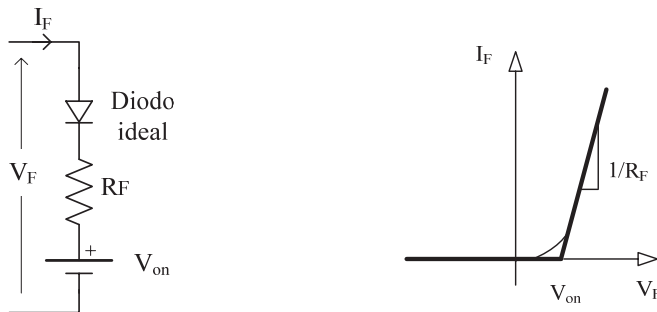


Fig. 1.4. Modelo de fuente de tensión con resistencia ($V_{on} \cong 0.7V$ y $R_F \cong 1.3 \Omega$).

— ○ ○

② La ecuación

$$V_{CC} = V_F + I_F R$$

es una línea recta en el plano (V_F , I_F) de la figura 1.1.a). Para representarla fácilmente, se escogen los puntos de intersección de la ecuación de línea de carga con los ejes de coordenadas: a) Eje X, $I_F=0 \Rightarrow V_F=V_{CC}=2V$, b) Eje Y, $V_F=0 \Rightarrow$

$I_F = V_{CC}/R = 2V/10\Omega = 200mA$. El punto de intersección de la línea de carga con la curva característica del diodo fija el punto de trabajo (punto Q en la figura 1.5): $V_{FQ} \cong 0.9V$, $I_{FQ} \cong 110mA$.

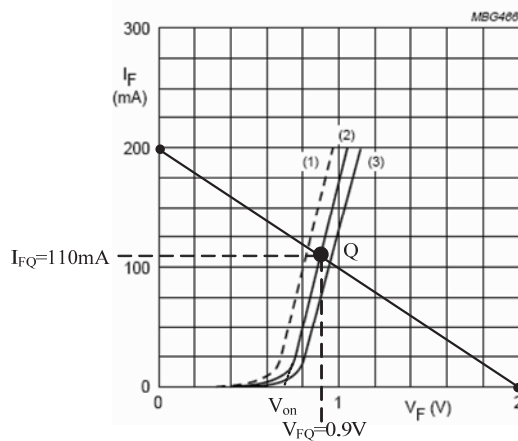


Fig. 1.5. Línea de carga y punto de trabajo Q.

— ○ ○

© La ecuación de potencia máxima del diodo es

$$I_F V_F = 150mW$$

La figura 1.6 representa esta hipérbola que especifica la zona segura de posición del punto de trabajo de este diodo para evitar su deterioro por efecto Joule.

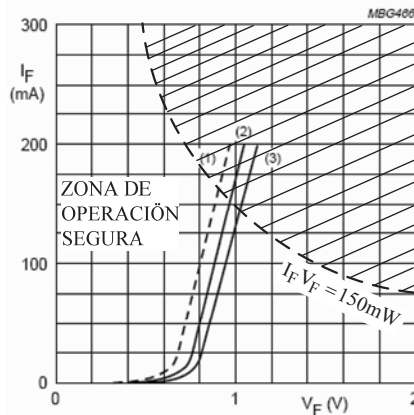


Fig. 1.6. Hipérbola de potencia máxima.

— ○ ○ —

PROBLEMA 2

Determinar la región de operación y punto de trabajo del transistor bipolar de la figura 2.1.

Datos: $h_{FE}=100$, $V_{EC(sat)}=0.2V$, $V_{EB(sat)}=0.8V$, $V_{EB(lin)}=0.7V$, $V_{CC}=12V$, $R_C=12k\Omega$, $R_B=20k\Omega$.

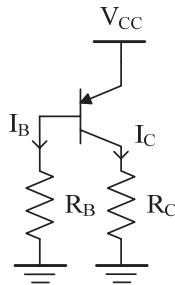


Fig. 2.1

El transistor bipolar claramente está en conducción puesto que es compatible con el sentido real de las corrientes en sus terminales. En un PNP, la I_C e I_B son salientes y la I_E es entrante. Con un $V_{CC}=12V$, existe compatibilidad con el estado de conducción del transistor. A continuación se determina a partir del circuito de polarización en que región está operando: Región lineal o de saturación.

En primer lugar, se considera como hipótesis de partida que el transistor está operando en la región lineal. Entonces, la corriente de base vale

$$I_B = \frac{V_{CC} - V_{EB}}{R_B} = \frac{12V - 0.7V}{20k\Omega} = 0.565mA$$

La corriente de colector es $I_C = h_{FE}I_B = 100 \cdot 0.565mA = 56.5mA$. La V_{EC} se obtiene analizando la malla de salida de forma que

$$V_{CC} = V_{EC} + I_C R_C$$

Despejando la V_{EC} resulta

$$V_{EC} = V_{CC} - I_C R_C = 12V - 56.5mA \cdot 12k\Omega = -666V$$

El resultado obtenido para V_{EC} es totalmente absurdo. El rango de valores de esta tensión es $0 \leq V_{CE} \leq V_{CC} = 12V$. Luego, la hipótesis de partida es falsa y, por lo tanto, el punto de trabajo debe estar localizado en la región de saturación. En esta región, el punto de trabajo está definido por

$$I_{BQ}(\text{sat}) = \frac{V_{CC} - V_{EB}(\text{sat})}{R_B} = \frac{12V - 0.8V}{20k\Omega} = 0.56\text{mA}$$

$$V_{ECQ}(\text{sat}) = 0.2V$$

$$I_{CQ}(\text{sat}) = \frac{V_{CC} - V_{EC}(\text{sat})}{R_C} = \frac{12V - 0.2V}{12k\Omega} = 0.983\text{mA}$$

El transistor está operando con una h_{FE} definida por

$$h_{FE}(\text{sat}) = \frac{I_{CQ}(\text{sat})}{I_{BQ}(\text{sat})} = \frac{0.983\text{mA}}{0.56\text{mA}} = 1.75$$

La h_{FE} en la región de saturación no es una constante a diferencia de lo que sucede en la región lineal. La única condición que debe cumplir es

$$h_{FE}(\text{sat}) < h_{FE}(\text{lin})$$

———— ◦ ○ ◦ ————

PROBLEMA 3

Calcular el punto de trabajo de los transistores Q_1 y Q_2 de la figura 3.1.

Datos: $V_{CC}=15V$, $R_1=10k\Omega$, $R_2=50k\Omega$, $R_3=400k\Omega$, $R_4=1k\Omega$, $R_5=3k3\Omega$, $V_{BE}=0.7V$, $h_{FE}=100$, $I_{DSS}=6mA$, $V_P=-5V$.

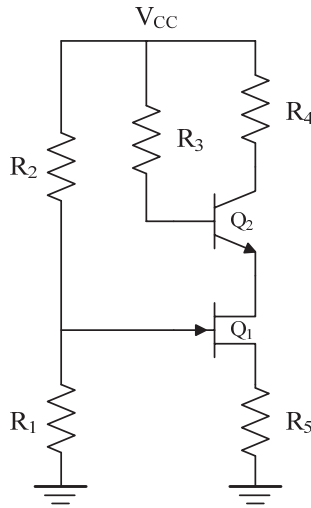


Fig. 3.1

La V_{GS} del transistor JFET se calcula a través de la siguiente ecuación

$$\begin{aligned} V_{GS} = V_G - V_S &= \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{CC} - I_D R_5 = \\ &= \frac{10k\Omega}{10k\Omega + 50k\Omega} 15V - I_D 3k3\Omega = 2.5V - I_D 3k3\Omega \end{aligned} \quad (1)$$

Sustituyendo esta ecuación en la expresión de la ecuación característica de un JFET, se obtiene

$$I_D = I_{DSS} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P} \right)^2 = 6mA \left(1 - \frac{2.5V - I_D 3k3\Omega}{-5} \right)^2$$

La solución válida a esta ecuación de segundo grado es $I_D=1.5mA$. Sustituyendo este valor en la ecuación (1) da como resultado $V_{GS}=-2.5V$.

Por otra parte, como $I_D = I_C$, la tensión de emisor V_E del transistor bipolar vale

$$V_E = V_{CC} - \frac{I_C}{h_{FE}} R_3 - V_{BE} = 15V - \frac{1.5mA}{100} 400k\Omega - 0.7V = 8.3V$$

Entonces la V_{DS} resulta

$$V_{DS} = V_E - V_S = V_E - I_D R_5 = 8.3V - 1.5mA \cdot 3k3\Omega = 3.3V$$

Y para el transistor bipolar

$$V_{CE} = V_{CC} - V_E - I_C R_4 = 15V - 8.3V - 1.5mA \cdot 1k\Omega = 5.2V$$

Resumiendo, los datos pedidos son

$$\begin{cases} V_{DSQ} = 3.3V \\ V_{GSQ} = -2.5V \\ I_{DQ} = 1.5mA \end{cases} \quad \begin{cases} V_{CEQ} = 5.2V \\ I_{CQ} = 1.5mA \\ I_{BQ} = 15\mu A \end{cases}$$

————— ◦ ○ ◦ —————

PROBLEMA 4

El circuito la figura 4.1 está basado en dos transistores MOS de canal N o NMOS. Calcular:

- El valor de R_L para que $V_o = V_{CC}/2$.
- La potencia de disipación del circuito.

Datos: $V_{CC} = 12V$, $R_1 = 20k\Omega$, $R_2 = 10k\Omega$, $k = 8\mu A/V^2$, $V_T = 1V$.

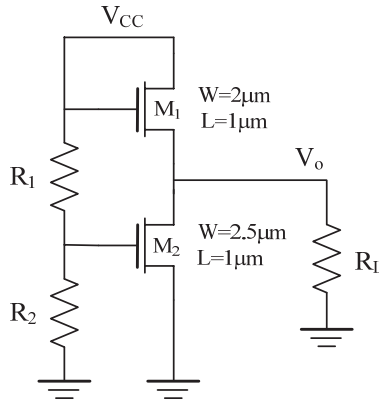


Fig. 4.1

- Ⓐ En primer lugar se calcula la tensión V_{GS2} a partir del divisor de tensión formado por R_1 y R_2 como

$$V_{GS2} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{CC} = \frac{10k\Omega}{20k\Omega + 10k\Omega} 12V = 4V$$

Entonces la corriente de drenador de M_2 vale

$$I_{D2} = \frac{k}{2} \left(\frac{W}{L} \right)_2 (V_{GS2} - V_T)^2 = \frac{8\mu A/V^2}{2} \frac{2.5}{1} (4 - 1)^2 = 90\mu A \quad (1)$$

Por otra parte, se busca la condición pedida de $V_o = V_{CC}/2$, entonces

$$V_{GS1} = V_{CC} - V_o = V_{CC} - V_{CC}/2 = V_{CC}/2 = 6V$$

La corriente de drenador de M_2 es

$$I_{D1} = \frac{k}{2} \left(\frac{W}{L} \right)_1 (V_{GS1} - V_T)^2 = \frac{8\mu\text{A/V}^2}{2} \frac{2}{1} (6-1)^2 = 200\mu\text{A}$$

El valor de R_L pedido vale

$$R_L = \frac{V_o}{I_{D1} - I_{D2}} = \frac{6\text{V}}{200\mu\text{A} - 90\mu\text{A}} = 54.54\text{k}\Omega$$

———— ◦ ○

⑥ Analizando las corrientes de la fuente de alimentación, la potencia de disipación del circuito es

$$P = \left(\frac{V_{CC}}{R_1 + R_2} + I_{D1} \right) V_{CC} = \left(\frac{12\text{V}}{20\text{k}\Omega + 10\text{k}\Omega} + 200\mu\text{A} \right) 12\text{V} = 7.2\text{mW}$$

———— ◦ ○ ◦ ————

PROBLEMA 5

El circuito de la figura 5.1 está basado en el JFET 2N5457 con $V_{GS(off)} = -3.5\text{ V}$. Calcular las corrientes de drenador de los transistores y el valor de las tensiones V_1 y V_2 .

Datos: $V_{DD} = 15\text{ V}$, $R_1 = 2\text{ k}\Omega$, $R_2 = 1.2\text{ k}\Omega$.

Nota: Suponer que todos los transistores están operando en la región de saturación.

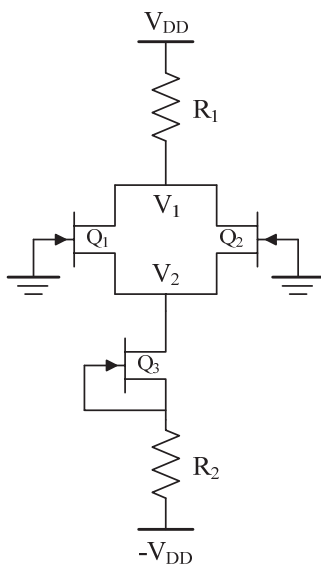


Fig. 5.1

En el esquema de la figura 5.1, Q_3 está operando como fuente de corriente al ser $V_{GS} = 0$, de forma que $I_{D3} = I_{DSS} = 5\text{ mA}$. Por simetría, $I_{D1} = I_{D2} = I_{D3}/2 = 2.5\text{ mA}$. Las tensiones V_1 y V_2 se calculan a partir de las siguientes ecuaciones

$$V_1 = V_{DD} - I_{D3}R_1 = 15\text{ V} - 5\text{ mA} \cdot 2\text{ k}\Omega = 5\text{ V}$$

$$V_2 = -V_{GS2} = V_P \left(1 - \sqrt{\frac{I_D}{I_{DSS}}} \right) = -3.5\text{ V} \left(1 - \sqrt{\frac{2.5\text{ mA}}{5\text{ mA}}} \right) = +1.025\text{ V}$$

PROBLEMA 6

Calcular el punto de trabajo de los transistores del circuito de la figura 6.1.

Datos: $V_{CC} = -15V$, $R_1 = 5k\Omega$, $R_2 = 10k\Omega$, $R_3 = 1k\Omega$, $R_4 = 5k\Omega$, $R_5 = 5k\Omega$, $R_6 = 2k\Omega$, $h_{FE} = 5$, $V_{BE} = 0.5V$, $V_Z = 7V$.

Nota: Todos los transistores trabajan en la región lineal. No despreciar las corrientes de base al ser h_{FE} muy baja.

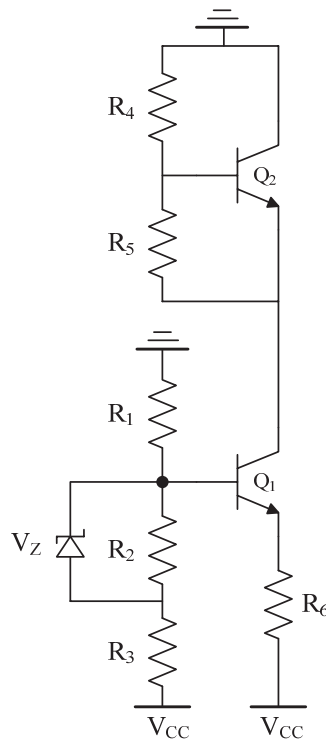


Fig. 6.1

En primer lugar se calcula la I_{C1} . Para ello, se obtiene el equivalente Thevenin de base como

$$R_{TH} = R_1 \parallel R_3 = 5k\Omega \parallel 1k\Omega = 830\Omega$$

$$V_{TH} = \frac{R_1}{R_1 + R_3} (V_{CC} + V_Z) = \frac{5k\Omega}{1k\Omega + 5k\Omega} (-15V + 7V) = -6.67V$$

Con el anterior circuito equivalente, fácilmente se demuestra la siguiente ecuación

$$V_{TH} = I_{B1}R_{TH} + V_{BE1} + I_{E1}R_6 + V_{CC}$$

Despejando I_{B1}

$$I_{B1} = \frac{V_{TH} - V_{BE} - V_{CC}}{R_{TH} + (1 + h_{FE})R_6} = \frac{-6.67V - 0.7V - (-15V)}{830\Omega + (1 + 5)2k\Omega} = 0.61mA$$

Entonces $I_{C1} = h_{FE}I_{B1} = 5 \cdot 0.61mA = 3.05mA$. Por otra parte, aplicando KCL al emisor de Q_2 resulta

$$I_{C1} = I_{E2} + \frac{V_{BE2}}{R_5} \Rightarrow I_{E2} = I_{C1} - \frac{V_{BE2}}{R_5} = 3.05mA - \frac{0.7V}{5k\Omega} = 2.95mA$$

$$I_{C2} = \frac{h_{FE}}{1 + h_{FE}} I_{E2} = \frac{5}{1 + 5} 2.95mA = 2.46mA \Rightarrow I_{B2} = \frac{I_{C2}}{h_{FE}} = \frac{2.46mA}{5} = 0.49mA$$

De forma que la tensión en el emisor de Q_2 vale

$$V_{E2} = -\left(\frac{V_{BE2}}{R_5} + I_{B2}\right)R_4 - V_{BE2} = -\left(\frac{0.7V}{5k\Omega} + 0.49mA\right)5k\Omega - 0.7V = -3.45V$$

Por consiguiente,

$$V_{CE2} = -V_{E2} = 3.45V$$

$$\begin{aligned} V_{CE1} &= V_{E2} - I_{E1}R_6 - V_{CC} = V_{E2} - (I_{C1} + I_{B1})R_6 - V_{CC} = \\ &= -3.45V - (3.05mA + 0.61mA)2k\Omega - (-15V) = 4.23V \end{aligned}$$

La solución pedida es

$$\begin{cases} I_{CQ1} = 3.05mA \\ I_{BQ1} = 0.61mA \\ V_{CEQ1} = 4.23V \end{cases} \quad \begin{cases} I_{CQ2} = 2.46mA \\ I_{BQ2} = 0.49mA \\ V_{CEQ2} = 3.45V \end{cases}$$

————— ◦ ○ ◦ —————

PROBLEMA 7

El circuito de la figura 7.1 utiliza dos fuentes de alimentación, V_{CC} y V_{EE} , en su polarización. Se pide

- Calcular el punto de trabajo.
- Determinar la relación que debe existir entre las resistencias para que la tensión V_{CE} del transistor sea insensible a las variaciones de la tensión de V_{EE} .

Datos: $V_{CC}=5V$, $V_{EE}=3.5V$, $R_{B1}=1M\Omega$, $R_{B2}=R_C=1k\Omega$, $V_{BE}=0.6V$, $h_{FE}=200$.

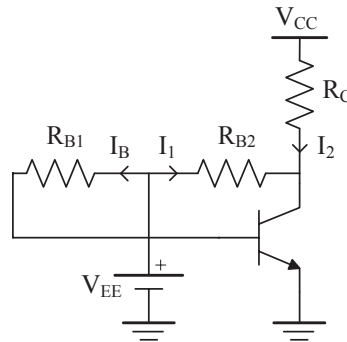


Fig. 7.1

Ⓐ Para determinar el punto de trabajo, se calcula en primer lugar la corriente de base como

$$I_B = \frac{V_{EE} - V_{BE}}{R_{B1}} = \frac{3.5V - 0.6V}{1M\Omega} = 2.9\mu A \quad (1)$$

La corriente de colector $I_C = h_{FE} I_B = 200 \cdot 2.9\mu A = 0.58mA$. Para calcular la V_{CE} se resuelve el siguiente sistema de ecuaciones

$$V_{EE} = I_1 R_{B2} + V_{CE}$$

$$V_{CC} = I_2 R_C + V_{CE}$$

Sumando miembro a miembro ambas ecuaciones

$$V_{EE} + V_{CC} = I_1 R_{B2} + I_2 R_C + 2V_{CE}$$

Puesto que $I_1 + I_2 = I_C$ y $R_{B2} = R_C$ esta ecuación se reduce a

$$V_{EE} + V_{CC} = I_C R_C + 2V_{CE} \quad (2)$$

Luego, despejando V_{CE} resulta

$$V_{CE} = \frac{V_{EE} + V_{CC} - I_C R_C}{2} = \frac{3.5V + 5V - 0.58mA \cdot 1k\Omega}{2} = 3.96V$$

————— ◦ ○

⑥ A partir de la ecuación (1) tenemos

$$I_C = h_{FE} \frac{V_{EE} - V_{BE}}{R_{B1}}$$

Reemplazando esta ecuación en (2) resulta que

$$V_{EE} + V_{CC} = h_{FE} \frac{V_{EE} - V_{BE}}{R_{B1}} R_C + 2V_{CE} \quad (3)$$

Una vez obtenido la relación entre V_{CE} y V_{EE} , la condición de insensibilidad de V_{CE} frente V_{EE} exige que

$$\frac{dV_{CE}}{dV_{EE}} = 0 \quad (4)$$

Luego, derivando V_{CE} frente a V_{EE} en la ecuación (3) se obtiene

$$\frac{dV_{EE}}{dV_{CE}} = \frac{h_{FE}}{R_{B1}} R_C \frac{dV_{EE}}{dV_{CE}} + 2$$

Aplicando la condición de la ecuación (4) resulta

$$\frac{dV_{CE}}{dV_{EE}} = 0 = \frac{\left(1 - \frac{h_{FE}}{R_{B1}} R_C\right)}{2}$$

Operando sobre esta ecuación, se calcula la relación pedida

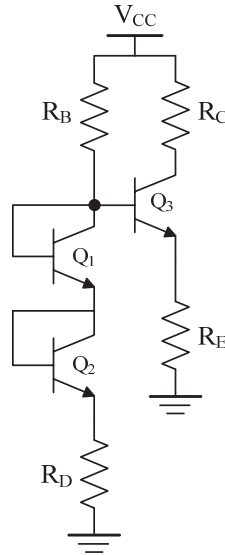
$$R_{B1} = h_{FE} R_C$$

————— ◦ ○ ◦ —————

PROBLEMA 8

Para el amplificador de la figura 8.1, si la tensión V_{BE} es el único parámetro que varía con la temperatura, encontrar la relación entre las resistencias del circuito para que la I_{C3} sea independiente de la temperatura.

Nota: Despreciar I_{CBO} y utilizar la aproximación $I_B \ll I_C$ en todos los transistores. Considerar todos los transistores idénticos.

**Fig. 8.1**

Analizando el circuito de polarización de la base de Q_3 , su equivalente Thevenin es

$$R_{TH} = R_B \parallel R_D \quad (1)$$

$$V_{TH} = \frac{R_D}{R_B + R_D} V_{CC} + \frac{R_B}{R_B + R_D} (V_{BE1} + V_{BE2}) \quad (2)$$

Reemplazando el circuito de polarización de base por su equivalente Thevenin se obtiene el circuito equivalente de la figura 8.2. Para este circuito, se obtiene

$$V_{TH} = I_B R_{TH} + V_{BE3} + I_C R_E = I_B (R_{TH} + h_{FE} R_E) + V_{BE3}$$

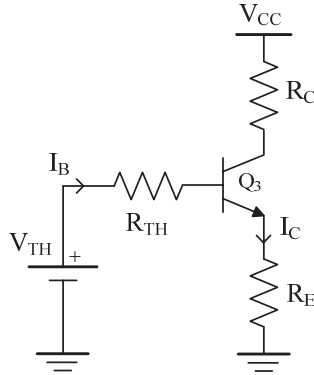


Fig. 8.2. Circuito equivalente Thevenin en la polarización de la base de Q_3 .

Despejando I_{C3} , se obtiene la siguiente expresión

$$I_{C3} = h_{FE} \frac{V_{TH} - V_{BE3}}{R_{TH} + h_{FE} R_E}$$

Reemplazando en esta ecuación las expresiones de las ecuaciones (1) y (2) resulta

$$I_{C3} = h_{FE} \frac{V_{TH} - V_{BE3}}{R_{TH} + h_{FE} R_E} = h_{FE} \frac{\frac{R_D}{R_B + R_D} V_{CC} + \frac{R_B}{R_B + R_D} (V_{BE1} + V_{BE2}) - V_{BE3}}{R_{TH} + h_{FE} R_E}$$

La condición para hacer I_{C3} insensible con la temperatura es

$$\frac{dI_{C3}}{dT} = 0 = h_{FE} \frac{\frac{R_B}{R_B + R_D} \left(\frac{dV_{BE1}}{dT} + \frac{dV_{BE2}}{dT} \right) - \frac{dV_{BE3}}{dT}}{R_{TH} + h_{FE} R_E}$$

Dado que $\frac{dV_{BE1}}{dT} = \frac{dV_{BE2}}{dT} = \frac{dV_{BE3}}{dT}$, entonces esta ecuación se reduce a

$$0 = \frac{dV_{BE}}{dT} \left[1 - 2 \frac{R_B}{R_B + R_D} \right]$$

Con lo cual la relación pedida es

$$R_B = R_D$$

PROBLEMA 9

Para el circuito de polarización de la figura 9.1, se pide:

- Calcular la variación de la corriente de colector cuando la temperatura cambia de 25° a 175°. Las variaciones de los parámetros del transistor con la temperatura se muestran en la figura 9.2. Utilizar la técnica basada en los factores de sensibilidad y comprobar la validez de la técnica empleada.
- Determinar la relación entre los componentes del circuito para que la tensión de colector, V_C , sea insensible a las variaciones de V_{CC} .

Datos: $V_{CC}=10V$, $R_{B1}=R_{B2}=8k\Omega$, $R_C=R_E=200\Omega$

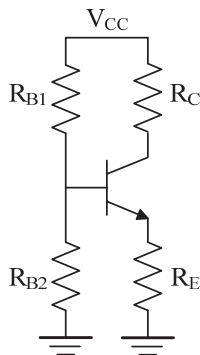


Fig. 9.1

T	25°C	175°C
I_{CBO}	1nA	33000nA
h_{FE}	55	100
V_{BE}	0.6V	0.225V

Fig. 9.2

Dada la cierta complejidad de este problema, se recomienda consultar previamente la sección 1.8.3 del libro *Electrónica Básica para Ingenieros*.

- En primer lugar se calcula la corriente de colector a 25°C. A esta temperatura la I_{CBO} se puede considerar despreciable, de forma que la tensión y resistencia Thevenin de la polarización de base del transistor valen

$$V_{TH} = \frac{R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}} V_{CC} = \frac{8k\Omega}{8k\Omega + 8k\Omega} 10V = 5V$$

$$R_B = \frac{R_{B1} \parallel R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}} = 8k\Omega \parallel 8k\Omega = 4k\Omega$$

Luego, la corriente de colector es

$$I_C(25^\circ\text{C}) = h_{FE} \frac{V_{TH} - V_{BE}(25^\circ\text{C})}{R_B + h_{FE}(25^\circ\text{C})R_E} = 55 \frac{5V - 0.6V}{4k\Omega + 55 \cdot 200\Omega} = 16.13\text{mA}$$

Para calcular la I_C a 175°C utilizando la técnica de factores de sensibilidad, se calcula inicialmente la variación de los parámetros del transistor con la temperatura

$$\Delta V_{BE} = V_{BE}(175^\circ\text{C}) - V_{BE}(25^\circ\text{C}) = 0.225V - 0.6V = -0.375V$$

$$\Delta I_{CBO} = I_{CBO}(175^\circ\text{C}) - I_{CBO}(25^\circ\text{C}) = 33000\text{nA} - 1\text{nA} \approx 33\mu\text{A}$$

$$\Delta h_{FE} = h_{FE}(175^\circ\text{C}) - h_{FE}(25^\circ\text{C}) = 100 - 55 = 45$$

La variación de la corriente de colector debida a las variaciones de estos parámetros aplicando la técnica de factores de sensibilidad viene dada por

$$\begin{aligned} \Delta I_C &= \frac{\partial I_C}{\partial I_{CBO}} \Delta I_{CBO} + \frac{\partial I_C}{\partial V_{BE}} \Delta V_{BE} + \frac{\partial I_C}{\partial h_{FE}} \Delta h_{FE} = \\ &= S_{I_{CBO}} \Delta I_{CBO} + S_{V_{BE}} \Delta V_{BE} + S_{h_{FE}} \Delta h_{FE} = \\ &= \frac{h_{FE}(R_B + R_E)}{R_B + h_{FE}R_E} \Delta I_{CBO} - \frac{h_{FE}}{R_B + h_{FE}R_E} \Delta V_{BE} + \frac{R_B}{R_B + h_{FE}R_E} \frac{I_C}{h_{FE}} \Delta h_{FE} = \\ &= \frac{55(4k\Omega + 200\Omega)}{4k\Omega + 55 \cdot 200\Omega} 33\mu\text{A} - \frac{55}{4k\Omega + 55 \cdot 200\Omega} (-0.375V) + \\ &\quad + \frac{4k\Omega}{4k\Omega + 55 \cdot 200\Omega} \frac{15.56\text{mA}}{55} 45 = 0.5\text{mA} + 1.375\text{mA} + 3.52\text{mA} = 5.395\text{mA} \end{aligned}$$

Esta técnica tiene la ventaja de poder analizar la aportación de cada una de las variaciones de los parámetros en la variación total de la corriente de colector. En este caso, la aportación de I_{CBO} es baja, mientras que la variación de h_{FE} es el parámetro que más modifica el valor de I_C . Esta técnica permite establecer relaciones entre componentes y parámetros del circuito para minimizar el efecto de una variación de un parámetro sobre otro, incluso llegar a hacerlo insensible.

El valor de I_C a 175°C puede ser calculado a partir de la variación estimada de la corriente de colector de forma que

$$I_C(175^\circ\text{C}) = I_C(25^\circ\text{C}) + \Delta I_C = 15.56\text{mA} + 5.265\text{mA} = 21.53\text{mA}$$

Para comprobar la validez de la técnica utilizada, a continuación se calcula directamente el valor de esta corriente a 175°C incluyendo todos los parámetros de forma que

$$\begin{aligned} I_C(175^\circ\text{C}) &\cong h_{FE}(175^\circ\text{C}) \frac{(V_{TH} - V_{BE}(175^\circ\text{C})) + (R_B + R_E)I_{CBO}(175^\circ\text{C})}{R_B + h_{FE}(175^\circ\text{C})R_E} = \\ &= 100 \frac{(5\text{V} - 0.225\text{V}) + (4\text{k}\Omega + 200\Omega)33\mu\text{A}}{4\text{k}\Omega + 100 \cdot 200\Omega} = 20.47\text{mA} \end{aligned}$$

Una comparación de ambos resultados demuestra que la técnica basada en los factores de sensibilidad obtiene resultados próximos a los obtenidos por métodos directos.

— ◦ ○

⑥ La ecuación que relaciona la V_C con V_{CC} se obtiene analizando la malla de salida del circuito y es

$$V_C = V_{CC} - I_C R_C$$

Reemplazando I_C por su expresión, esta ecuación se convierte en

$$V_C = V_{CC} - h_{FE} \frac{\frac{R_{B2}}{R_{B2} + R_{B1}} V_{CC} - V_{BE}}{R_B + h_{FE} R_E} R_C \quad (1)$$

La condición para que V_C sea independiente de V_{CC} es

$$\frac{dV_C}{dV_{CC}} = 0$$

Luego, derivando la ecuación (1) e igualando a 0 resulta

$$\frac{dV_C}{dV_{CC}} = 0 = 1 - h_{FE} \frac{\frac{R_{B2}}{R_{B2} + R_{B1}}}{R_B + h_{FE} R_E} R_C$$

Operando con esta ecuación y simplificando, la relación pedida entre los componentes del circuito es

$$1 = \frac{h_{FE} R_C}{R_B + h_{FE} R_E} \frac{R_B}{R_{B1}}$$

————— ◦ ○ ◦ —————

En este capítulo se van a analizar en el margen de frecuencias medias los circuitos amplificadores de pequeña señal de una sola etapa utilizando tanto transistores bipolares como de efecto de campo en sus diversas configuraciones de amplificación. El análisis se realizará utilizando el modelo de pequeña señal para bipolares (modelo en parámetros $\{H\}$) y el modelo de pequeña señal para FETs.

Por otra parte, en algunos problemas se utilizarán las características reales de determinados transistores, con el fin de que el estudiante sea capaz de obtener los parámetros tanto de continua como de pequeña señal para un determinado punto de trabajo y deducir a partir de ellos el modelo equivalente de tensión y corriente del amplificador. Con ello, lo que se pretende es que el estudiante haga un estudio completo del amplificador en el que se incluya: Ganancia de tensión (A_V), Ganancia de corriente (A_I), Impedancia de entrada (Z_i) e Impedancia de salida (Z_o). Posteriormente, se analizarán diversos amplificadores multietapa con diferentes formas de acoplamiento.

LISTADO DE PROBLEMAS

- Problema 10, pág. 25: *Amplificador en EC con condensador desacoplo de emisor.*
- Problema 11, pág. 31: *Amplificador en surtidor común (SC) con condensador de desacoplo surtidor.*
- Problema 12, pág. 35: *Amplificador en EC con carga activa NMOS de deplexión.*
- Problema 13, pág. 38: *Amplificador directamente acoplado de dos etapas en EC.*
- Problema 14, pág. 43: *Amplificador en BC.*
- Problema 15, pág. 45: *Amplificador cascode con bipolares.*
- Problema 16, pág. 48: *Amplificador de dos etapas EC-BC con polarización por fuente de corriente con Zener.*
- Problema 17, pág. 52: *Amplificador con dos bipolares acoplados por emisor.*
- Problema 18, pág. 56: *Amplificador en SC con carga activa, basado en NJFETs.*

- Problema 19, pág. 59: *Amplificador en EC con realimentación de tensión en paralelo y con polarización por fuente de corriente.*
- Problema 20, pág. 61: *Amplificador basado en un par NPN-PNP con realimentación de tensión en serie.*
- Problema 21, pág. 63: *Cálculo de la impedancia de entrada de un par Darlington.*

———— ◦ ○ ◦ ————

PROBLEMA 10

En la figura 10.1 se muestra el esquema de un amplificador basado en un transistor bipolar junto con las curvas de sus características eléctricas en continua. Para este circuito, se pide:

- Calcular el punto de trabajo y la recta de carga estática. Dibujar ambos en la gráfica de sus curvas características.
- ¿Cuál sería el valor de R_{B1} para que el punto de trabajo del transistor se sitúe en la mitad de la recta de carga estática manteniendo el valor del resto de los elementos del circuito?
- Potencia de disipación del circuito y del transistor. En el caso de que la potencia máxima de disipación del transistor sea de 120mW, representar gráficamente la curva de disipación máxima.
- Obtener el modelo equivalente en tensión del amplificador básico (sin incluir la fuente de excitación de entrada). Suponer que los parámetros de pequeña señal son similares a los del transistor 2N3904 (suponer $h_{re}=0$).
- Calcular la relación v_o/i_s .
- Determinar la frecuencia de corte inferior del amplificador (suponer $C_B=\infty$).

Datos: $V_{CC}=30V$, $V_{EE}=-10V$, $V_{BE}=0.7V$, $R_S=500k\Omega$, $R_E=2k\Omega$, $R_C=8k\Omega$, $R_{B1}=R_{B2}=500k\Omega$, $C_S=47nF$, $C_E=3\mu F$, $C_B=\infty$. Hacer la aproximación $h_{FE} \gg 1$.

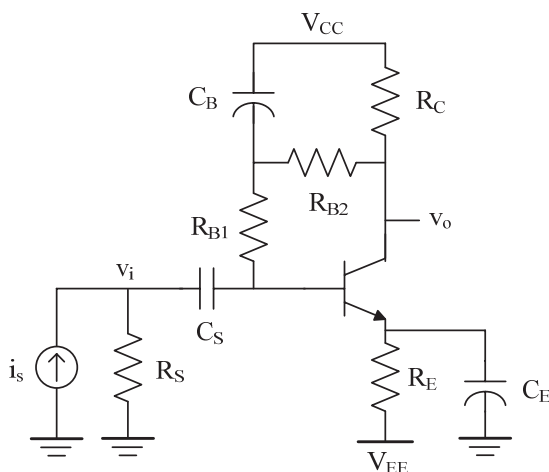


Fig. 10.1

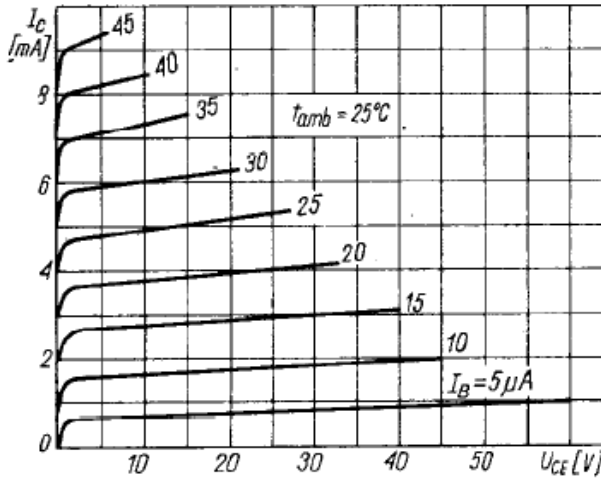


Fig. 10.2

① Si se desprecia la corriente de base frente a la corriente de colector ($h_{FE} \gg 1$) la ecuación de polarización del circuito es

$$\begin{aligned} V_{CC} &\cong I_C R_C + I_B (R_{B1} + R_{B2}) + V_{BE} + I_C R_E + V_{EE} = \\ &= I_C (R_E + R_C) + I_B (R_{B1} + R_{B2}) + V_{BE} + V_{EE} \end{aligned}$$

Despejando la I_C resulta

$$I_C = \frac{V_{CC} - V_{BE} - V_{EE}}{R_C + R_E + \frac{R_{B1} + R_{B2}}{h_{FE}}} \quad (1)$$

El valor aproximado de la h_{FE} se puede obtener a partir de la gráfica de características del transistor de la figura 10.2. Para ello, se escoge un punto Q típico: $I_C = 4\text{mA}$, $I_B = 20\mu\text{A}$ y $V_{CE} = 20\text{V}$. Entonces $h_{FE} = I_C / I_B = 200$. Sustituyendo los valores numéricos en la ecuación (1) resulta

$$I_C = \frac{30\text{V} - 0.7\text{V} - (-10\text{V})}{8\text{k}\Omega + 2\text{k}\Omega + \frac{500\text{k}\Omega + 500\text{k}\Omega}{200}} = 2.62\text{mA}$$

El valor de $I_B = I_C / h_{FE} = 2.62\text{mA} / 200 = 13.1\mu\text{A}$.

La ecuación de recta de carga estática relaciona la I_C con la V_{CE} . Aplicando KVL a la malla de salida del transistor se obtiene

$$V_{CC} = I_C(R_E + R_C) + V_{CE} + V_{EE} \quad (2)$$

Despejando V_{CE} y sustituyendo los valores numéricos, se obtiene

$$V_{CE} = V_{CC} - I_C(R_E + R_C) - V_{EE} = 30V - 2.62mA(8k\Omega + 2k\Omega) - (-10V) = 13.8V$$

Resumiendo, el punto Q de trabajo del transistor es: $I_{CQ}=2.62mA$, $I_{BQ}=13.1\mu A$, $V_{CEQ}=13.8V$.

En la figura 10.3 se representa gráficamente la recta de carga estática descrita en la ecuación (2). Esta recta corta a los ejes por dos puntos, $\{V_{CE}=40V, I_C=0\}$ y $\{I_C=4mA, V_{CE}=0V\}$.

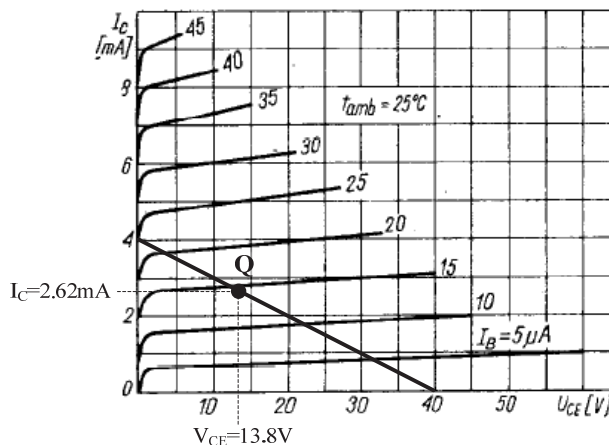


Fig. 10.3. Recta de carga estática y punto de trabajo.

— ○ ○

⑥ A partir de la recta de carga estática, la condición de situar el punto de trabajo en la mitad de la recta exige que $V_{CE}=(V_{CC}+V_{EE})/2=20V$. Luego,

$$I_C = \frac{(V_{CC} - V_{EE}) / 2}{R_C + R_E} = \frac{20V}{8k\Omega + 2k\Omega} = 2mA$$

Una vez conocida I_C , a partir de la ecuación general de polarización

$$V_{CC} = I_C(R_E + R_C) + I_B(R_{B1} + R_{B2}) + V_{BE} + V_{EE}$$

Se despeja R_{B1} , obteniendo

$$R_{B1} = h_{FE} \left(\frac{V_{CC} - V_{EE} - V_{BE}}{I_C} - (R_C + R_E) \right) - R_{B2} =$$

$$= 200 \left(\frac{30V - 0.7V - (-10V)}{2.62mA} - (2k\Omega + 8k\Omega) \right) - 500k\Omega = 1.43M\Omega$$

— • ○

© La potencia disipada por el transistor en la región lineal es

$$P_Q \cong I_C V_{CE} = 2.62mA \cdot 13.8V = 36.16mW$$

La potencia disipada por el circuito se calcula a través de la potencia que proporcionan las fuentes de alimentación, que despreciando las corrientes de base frente a las de colector, es definida como

$$P_{CC} \cong I_C (V_{CC} - V_{EE}) = 2.62mA (30V - (-10V)) = 104.8mW$$

La hipérbola de potencia máxima de disipación del transistor, $P_{m\acute{a}x} = I_C V_{CE} = 120mW$, define la frontera entre dos regiones de operación, una segura y otra que dañaría al transistor por efecto Joule. En la figura 10.4 se representa en las curvas de características eléctricas del transistor ambas regiones.

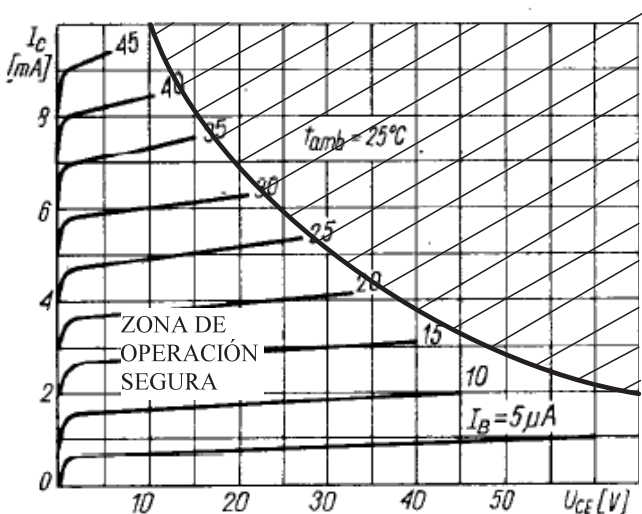


Fig. 10.4. Hipérbola de disipación máxima del transistor.

— • ○

④ En primer lugar se extrae los parámetros de pequeña señal a partir de las gráficas proporcionadas por el fabricante. En este caso, se utilizará las correspondientes al transistor 2N3904. Dado que la $I_C=2.62\text{mA}$, el valor de los parámetros $\{H\}$ tal como se indica en las gráficas de la figura 10.5 son: $h_{fe}=145$, $h_{oe}=15.5\mu\Omega^{-1}$ y $h_{ie}=1.5\text{k}\Omega$ ($h_{re}=0$).

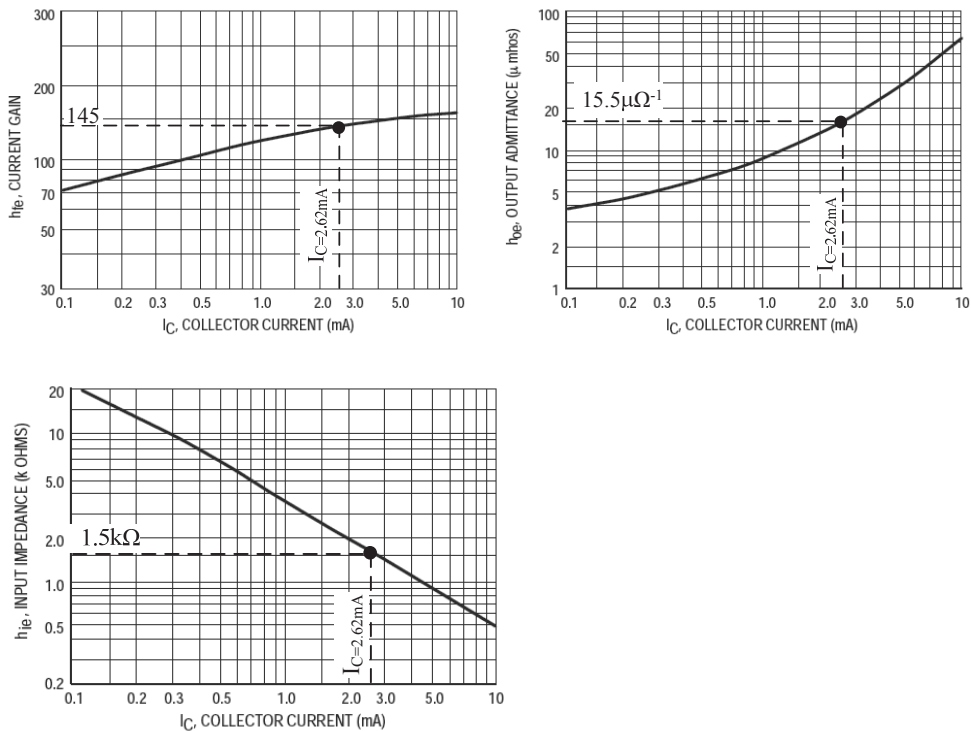


Fig. 10.5. Calculo de los parámetros $\{H\}$ del transistor ($h_{re}=0$).

El circuito de la figura 10.1 se convierte en el circuito equivalente en alterna de la figura 10.6 si suponemos que el amplificador está operando a frecuencias medias. Se trata de un amplificador en configuración emisor común cuyo modelo equivalente en tensión viene dado por los siguientes parámetros

$$A_V = -h_{fe} \frac{R_C \parallel R_{B2} \parallel h_{oe}^{-1}}{h_{ie}} \approx -678$$

$$Z_i = h_{ie} \parallel R_{B1} \cong h_{ie} = 1.5\text{k}\Omega$$

$$Z_o = R_C \parallel R_{B2} \parallel h_{oe}^{-1} \approx 7.02\text{k}\Omega$$

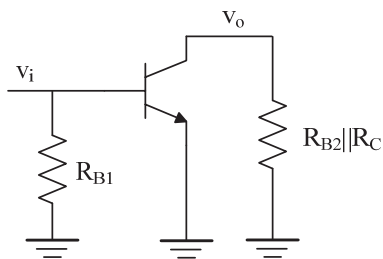


Fig. 10.6. Circuito equivalente en alterna.

— ◦ ○

③ Dado que $v_i = i_s(R_S \parallel Z_i)$, entonces

$$\frac{v_o}{i_s} = \frac{v_o}{v_i} \cdot \frac{v_i}{i_s} = A_V (R_S \parallel Z_i) = -1.16 \cdot 10^6 \Omega$$

— ◦ ○

④ La frecuencia de corte inferior f_{CI} está fijada por los dos condensadores C_S y C_E , puesto que C_B se considera infinito. Al aplicar el método de las constantes de tiempo resulta

$$f_{CI} = \frac{1}{2\pi C_S (Z_i + R_S)} + \frac{1}{2\pi C_E \left(R_E \parallel \frac{h_{ie} + R_S \parallel R_{B1}}{1 + h_{fe}} \right)} \approx 64 \text{ Hz}$$

— ◦ ○ —

PROBLEMA 11

En la figura 11.1 se presenta el esquema de un amplificador típico basado en el NJFET 2N5457 con $V_{GS(off)} = -3.5V$. Se pide

- Calcular el punto de trabajo del transistor por dos métodos: método analítico y método gráfico. Representar en las gráficas de las características eléctricas en continua de este dispositivo, el punto de trabajo y la recta de carga estática.
- Calcular la potencia disipada por el transistor y por el circuito completo.
- Obtener el modelo equivalente en tensión y en corriente del amplificador.

Datos: $R_S = 1k\Omega$, $R_D = 5k\Omega$, $R_G = 1M\Omega$, $V_{DD} = 20V$, $V_{GG} = -1V$.

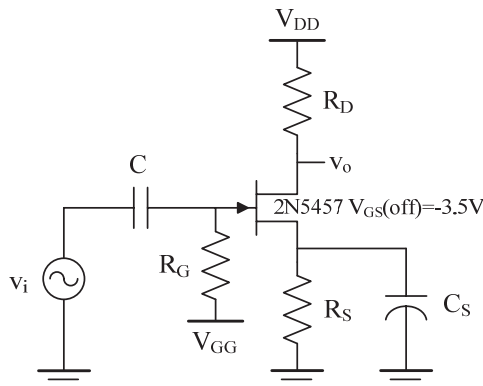


Fig. 11.1

① Para calcular el punto de trabajo del transistor utilizando las ecuaciones características del 2N5457, se determinan en primer lugar sus parámetros característicos a partir de los datos proporcionados por el fabricante en su *datasheet*. Para el 2N5457 con $V_{GS(off)} = V_P = -3.5V$ resulta que $I_{DSS} = 5mA$ tal como se indica en la figura 11.2. Por otra parte, analizando la V_{GS} de polarización de este transistor se tiene

$$V_{GS} = V_G - V_S = V_{GG} - I_D R_S = -1 - I_D 1k\Omega \quad (1)$$

Esta ecuación junto a la ecuación característica del dispositivo

$$I_D = I_{DSS} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P} \right)^2 \quad (2)$$

permite obtener el punto de trabajo pedido. Reemplazando la V_{GS} de la ecuación (1) en la ecuación (2) y sustituyendo valores

$$I_D = 5\text{mA} \left(1 - \frac{-1 - I_D 1\text{k}\Omega}{-3.5\text{V}} \right)^2$$

Hay que resolver esta ecuación de segundo grado cuya solución válida es $I_D \approx 1\text{mA}$. Utilizando la ecuación (1) se obtiene $V_{GS} \approx -2\text{V}$. Para calcular la tensión V_{DS} se analiza la malla de salida

$$V_{DD} = I_D R_D + V_{DS} + I_D R_S = I_D (R_S + R_D) + V_{DS} \quad (3)$$

Despejando V_{DS} y operando se obtiene

$$V_{DS} = V_{DD} - I_D (R_D + R_S) = 20\text{V} - 1\text{mA} \cdot (5\text{k}\Omega + 1\text{k}\Omega) = 14\text{V}$$

El punto de trabajo también se puede calcular mediante la representación gráfica de las ecuaciones (1) y (3) en las curvas características del NJFET. En las figuras 11.2 y 11.3 se muestra la determinación de ese punto de trabajo Q resuelto mediante métodos gráficos.

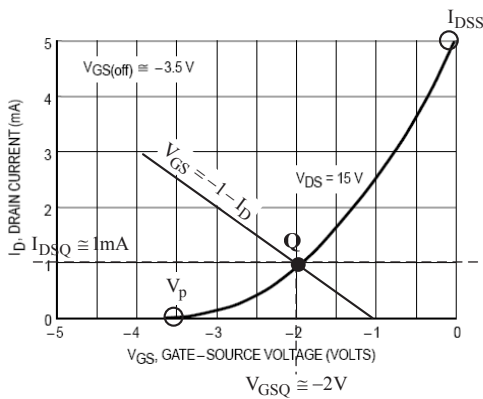


Fig. 11.2. Cálculo de V_{GSQ} .

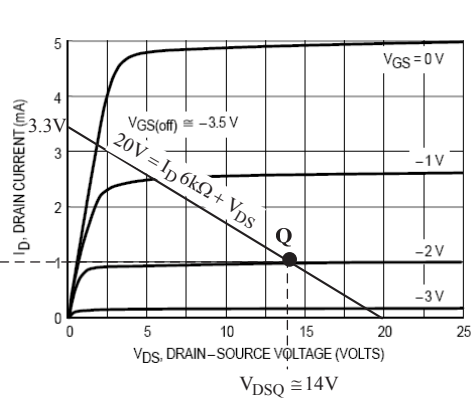


Fig. 11.3. Cálculo de V_{DSQ} .

En la figura 11.2 se representa la ecuación (1) en la gráfica (V_{GS} , I_D) obteniéndose $I_{DQ} \approx 1\text{mA}$ y $V_{GSQ} \approx -2\text{V}$. En la figura 11.3 se representa la ecuación (3) en la gráfica (V_{DS} , I_D) obteniéndose $V_{DSQ} \approx 14\text{V}$. A la ecuación (3) que relaciona la

I_D con la V_{DS} se llama recta de carga estática de forma que el punto de trabajo está localizado sobre esta recta.

— ○ ○

- (b) La potencia disipada por el transistor es

$$P_{TR} = I_D V_{DS} = 1\text{mA} \cdot 14\text{V} = 14\text{mW}$$

La potencia disipada por el circuito se calcula a partir de la potencia entregada por las fuentes de alimentación. En este caso, como la corriente de puerta del JFET es despreciable, la fuente de alimentación V_{GG} no entrega ninguna potencia. Luego, la potencia del circuito se reduce a

$$P_C = V_{DD} I_D = 20\text{V} \cdot 1\text{mA} = 20\text{mW}$$

— ○ ○

- (c) En primer lugar se determinan los parámetros de pequeña señal del transistor a partir de las gráficas proporcionadas por el fabricante. En la figura 11.4 se indica explícitamente el parámetro de conductancia (g_{os}) definido para $I_D=1\text{mA}$ cuyo valor es $g_{os}=10\mu\Omega^{-1}$. Luego $r_d=g_{os}^{-1}=100\text{k}\Omega$. El parámetro de transconductancia se extrae en la gráfica de la figura 11.5 de forma que $g_m=g_{fs}=2.5\text{m}\Omega^{-1}$.

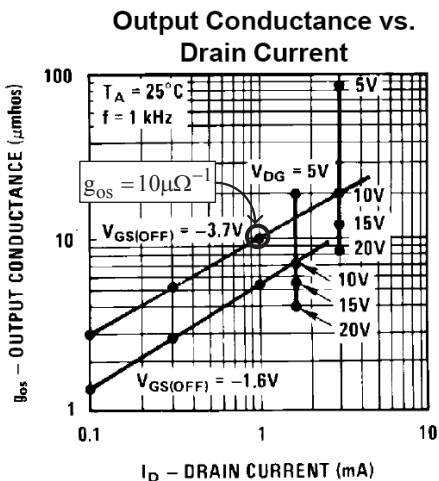


Fig. 11.4. Determinación de g_{os} .

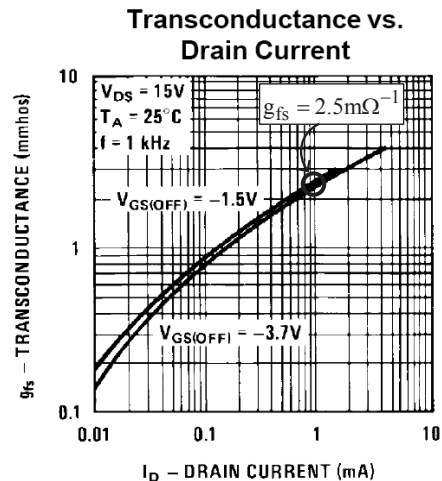


Fig. 11.5. Determinación de g_{fs} .

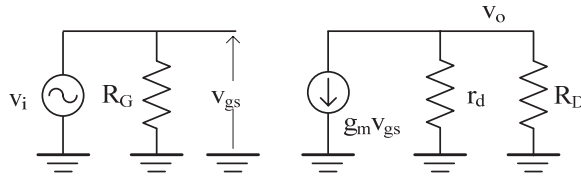


Fig. 11.6. Circuito equivalente de pequeña señal.

Para calcular los parámetros del modelo equivalente en tensión, se utiliza el circuito de pequeña señal del amplificador mostrado en la figura 11.6. El modelo equivalente en tensión es

$$Z_i = R_G = 1\text{M}\Omega$$

$$Z_o = R_D \parallel r_d = 4.76\text{k}\Omega$$

$$A_V = -g_m (R_D \parallel r_d) = -11.9$$

Para determinar el modelo equivalente en corriente solo es preciso calcular la A_I , que se obtiene directamente a partir de los parámetros del modelo equivalente en tensión como

$$A_I = A_V \frac{Z_i}{R_D} = -11.9 \frac{1\text{M}\Omega}{5\text{k}\Omega} = -2380$$

En las figuras 11.7 y 11.8 se muestran los modelos equivalentes de tensión y corriente respectivamente, caracterizados por una impedancia de entrada (Z_i), una impedancia de salida (Z_o) y la ganancia de tensión (A_V) y de corriente (A_I).

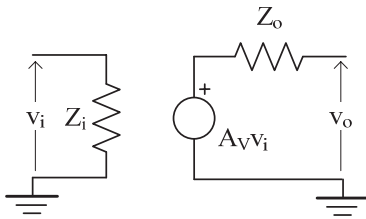


Fig. 11.7. Modelo equivalente de tensión.

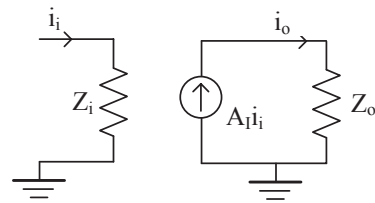


Fig. 11.8. Modelo equivalente de corriente.

PROBLEMA 12

El amplificador de la figura 12.1 está constituido por un transistor bipolar (2N3905) y un MOSFET de canal N (2N3797) cuyas características eléctricas básicas se proporcionan en las figuras 12.2, 12.3 y 12.4. Para este circuito, se pide:

- a) Determinar las corrientes de colector y de drenador de ambos transistores.

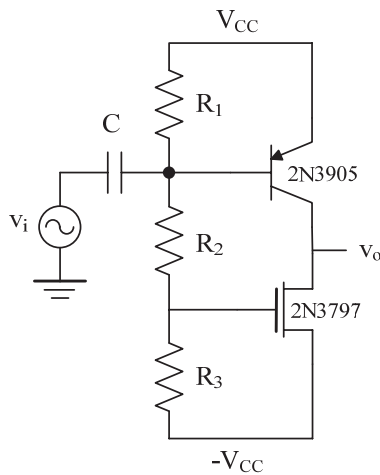


Fig. 12.1

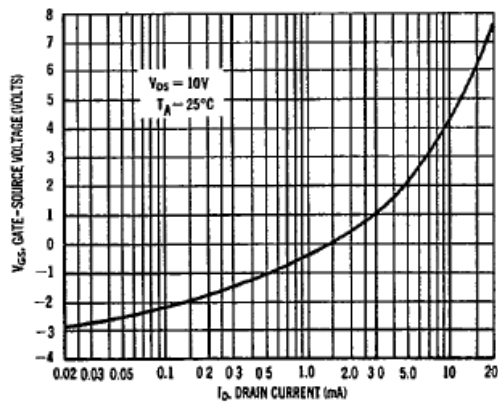


Fig. 12.2

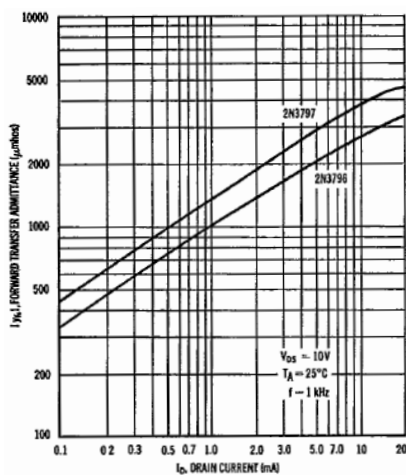


Fig. 12.3

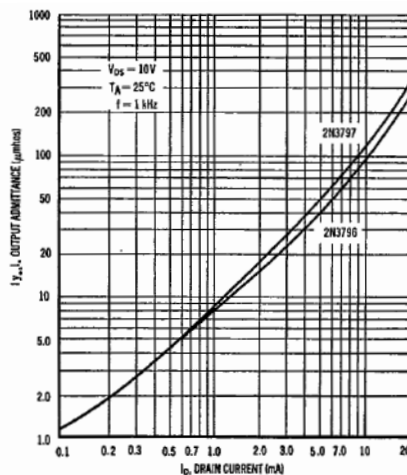


Fig. 12.4

b) Obtener las expresiones de la impedancia de entrada, salida y ganancia en tensión del amplificador.

c) Obtener los valores numéricos de las expresiones del apartado b).

Datos: $V_{CC}=5V$, $V_{EB}=0.6V$, $R_1=3k\Omega$, $R_2=37k\Omega$, $R_3=10k\Omega$, $C=100nF$.

Nota: Hacer la aproximación $h_{FE} \gg 1$. Despreciar el parámetro h_{re} ($h_{re}=0$). Suponer que el amplificador ha sido diseñado para que en continua $V_o=0$.

————— ◦ ○ ◦ —————

Ⓐ En primer lugar se calcula la corriente de drenador del MOSFET. La tensión de base del transistor bipolar vale

$$V_B = V_{CC} - V_{EB} = 5V - 0.6V = 4.4V$$

Luego la V_{GS} se obtiene aplicando superposición como

$$\begin{aligned} V_{GS} &= V_G - V_S = \frac{R_2}{R_3 + R_2}(-V_{CC}) + \frac{R_3}{R_3 + R_2}V_B = \\ &= \frac{37k\Omega}{10k\Omega + 37k\Omega}(-5V) + \frac{10k\Omega}{10k\Omega + 37k\Omega}4.4V = 2V \end{aligned}$$

En la gráfica de la figura 12.2, se observa que para $V_{GS}=2V$ corresponde una $I_D=4.5mA$. Además, puesto que dan como dato que $V_o=0 \Rightarrow V_{DS}=-(V_{CC})=5V$. La corriente de colector y drenador de ambos transistores son iguales, $I_D=I_C$, si se desprecia la corriente de base.

————— ◦ ○ —————

Ⓑ El modelo equivalente de pequeña señal del circuito se indica en la figura 12.5. Por inspección de este circuito fácilmente se observa que las expresiones de las impedancias de entrada y salida son

$$Z_i = R_1 \parallel h_{ie} \parallel (R_2 + R_3)$$

$$Z_o = h_{oe}^{-1} \parallel r_d$$

Para calcular la expresión de la ganancia en tensión hay que resolver las siguientes ecuaciones:

$$v_{gs} = \frac{R_3}{R_3 + R_2} v_i$$

$$i_b = \frac{v_i}{h_{ie}}$$

$$v_o = -[h_{fe}i_b + g_m v_{gs}](h_{oe}^{-1} \parallel r_d)$$

Resolviendo se obtiene

$$A_V = -\left[\frac{h_{fe}}{h_{ie}} + g_m \frac{R_3}{R_3 + R_2}\right](h_{oe}^{-1} \parallel r_d)$$

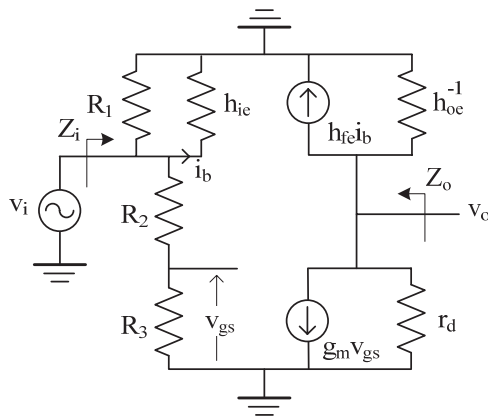


Fig. 12.5. Modelo equivalente de pequeña señal.

© En las gráficas de las características eléctricas de los transistores se obtiene que para el transistor bipolar con $I_C=4.5\text{mA}$: $h_{fe}=150$, $h_{oe}=25\mu\Omega^{-1} \Rightarrow 1/h_{oe}=40\text{k}\Omega$, $h_{ie}=1\text{k}\Omega$, $h_{re}=0$, y para el MOSFET (2N3797) con $I_D=4.5\text{mA}$: $y_{fs}=g_m=2800\mu\Omega^{-1}$ e $y_{os}=1/r_d=45\mu\Omega^{-1} \Rightarrow r_d=22.2\text{k}\Omega$.

Sustituyendo en las anteriores ecuaciones se obtiene: $Z_i=736\Omega$, $Z_o=14.3\text{k}\Omega$ y $A_V=-2146$.

PROBLEMA 13

Para el amplificador de la figura 13.1, se pide:

- Calcular el punto de trabajo de ambos transistores.
- Sin utilizar modelos de pequeña señal, realizar una aproximación de la ganancia total prevista del amplificador completo. Indicar y justificar las aproximaciones utilizadas.
- Utilizando el modelo de pequeña señal de los transistores, calcular el modelo equivalente del amplificador completo ($A_V=v_o/v_s$, Z_i , Z_o) a partir del análisis individual de cada una de las etapas básicas que lo forman.
- Calcular el valor de C para que la frecuencia de corte inferior sea de 100Hz.
- Diseñar un amplificador basado en el amplificador operacional ideal que tenga la misma ganancia en tensión y la misma impedancia de entrada a frecuencias medias.
- Si el OA utilizado en el anterior apartado es el uA741 ¿Cuál sería el ancho de banda de este amplificador?

Datos: $R_B=330k\Omega$, $R_{E1}=R_{C1}=R_{E2}=1k\Omega$, $R_{C2}=3k3\Omega$, $V_{CC}=12V$, $V_{BE}=0.7V$.

Nota: Hacer la siguiente aproximación $h_{FE} \gg 1$. Considerar $h_{re}=h_{oe}=0$.

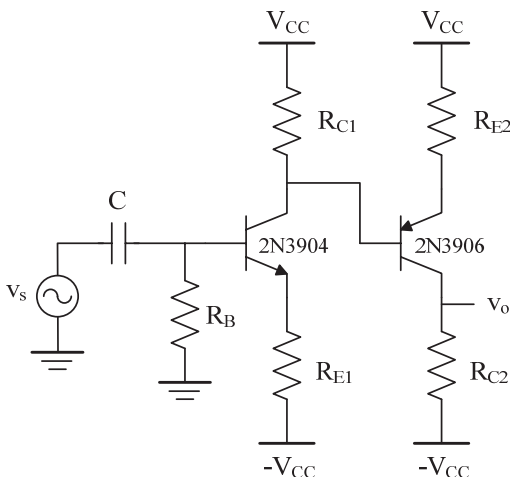


Fig. 13.1

— ○ ○ —

Ⓐ La aproximación $h_{FE} \gg 1$ permite despreciar las corrientes de base frente a las corrientes de colector. Por ello, para el primer transistor se obtiene

$$0 = I_{B1}R_B + V_{BE1} + (1 + h_{FE})I_{B1}R_{E1} - V_{CC}$$

Despejando y suponiendo $h_{FE} \gg 1$, la intensidad de colector vale:

$$I_{C1} \cong h_{FE1} \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B + h_{FE}R_{E1}}$$

A partir de las hojas de características se puede determinar que para el 2N3904, la $h_{FE} \approx 140$ (ver problema 25, pág. 76). Luego, sustituyendo valores se obtiene

$$I_{C1} \cong 140 \frac{12V - 0.7V}{330k\Omega + 140 \cdot 1k\Omega} = 3.36mA$$

Por consiguiente, $I_{B1} = I_{C1}/h_{FE} = 3.36mA/140 = 24\mu A$. Además, despreciando las corrientes de base frente a las corrientes de colector, tenemos

$$V_{C1} = V_{CC} - I_{C1}R_{C1} = 12V - 3.36mA \cdot 1k\Omega = 8.64V$$

$$V_{E1} = 0 - V_{BE1} - I_{B1}R_B = -0.7V - 24\mu A \cdot 330k\Omega = -8.62V$$

Resumiendo, el punto de trabajo del primer transistor vale:

$$I_{C1Q} = 3.36mA$$

$$I_{B1Q} = 24\mu A$$

$$V_{CE1Q} = V_{C1} - V_{E1} = 8.64V - (-8.62V) = 17.26V$$

De la misma manera, para el segundo transistor se tiene

$$I_{C2} = \frac{V_{CC} - V_{C1} - V_{EB2}}{R_{E2}} = \frac{12V - 8.64V - 0.7V}{1k\Omega} = 2.66mA$$

$$I_{B2} = \frac{I_{C2}}{h_{FE2}} = \frac{2.66mA}{160} = 16.7\mu A$$

$$V_{EC2} = 2V_{CC} - I_{C2}(R_{C2} + R_{E2}) = 2 \cdot 12V - 2.66mA \cdot (3k3\Omega + 1k\Omega) = 12.56V$$

— ○ ○

Ⓑ La expresión general de la ganancia de tensión de un amplificador básico en la configuración EC con resistencia de emisor para $h_{re} = h_{oe} = 0$ es

$$A_V = -\frac{h_{fe}R_L}{h_{ie} + (1 + h_{fe})R_E} \quad (1)$$

donde R_L es la resistencia de carga y R_E la resistencia de emisor. En el caso de que R_E sea suficientemente alta para realizar la siguiente aproximación

$$h_{ie} \ll (1 + h_{fe})R_E$$

entonces la ecuación (1) se simplifica como

$$A_V = -\frac{h_{fe}R_L}{h_{ie} + (1 + h_{fe})R_E} \cong -\frac{h_{fe}R_L}{(1 + h_{fe})R_E} \cong -\frac{R_L}{R_E} \quad (2)$$

Esta expresión indica que bajo la aproximación anterior, la ganancia de tensión solo depende de la relación de resistencias de polarización y es independiente de los parámetros de pequeña señal del transistor, es decir, es independiente de las características del transistor. Sin embargo la aproximación de la ecuación (2) sólo es válida para valores bajos, típicamente inferiores a 20.

En este problema, se puede utilizar la aproximación indicada en la ecuación (2) puesto que se trata de un amplificador multi-etapa formado por dos etapas básicas conectadas en cascada en donde ambos transistores están trabajando en la configuración EC con resistencia de emisor. Por ello, la ganancia aproximada de cada amplificador viene dada por la relación de sus resistencias de colector y emisor, resultando que la ganancia total aproximada del amplificador es

$$A_V \approx A_{V1}A_{V2} \approx \left(-\frac{R_{C1}}{R_{E1}}\right)\left(-\frac{R_{C2}}{R_{E2}}\right) = \left(-\frac{1k\Omega}{1k\Omega}\right)\left(-\frac{3k3\Omega}{1k\Omega}\right) = 3.3$$

— ◦ ◦

© Los parámetros $\{H\}$ extraídos a partir de las hojas de características para cada uno de los transistores son: $h_{fe1}=145$ y $h_{ie1}=1.3k\Omega$ para el 2N3904 con $I_{C1}=3.36mA$, y $h_{fe2}=155$ y $h_{ie2}=1.7k\Omega$ para el 2N3906 con $I_{C2}=2.66mA$. El análisis de cada una de las etapas básicas resulta:

- Etapa básica 1:

$$Z_{i1} = R_B \parallel (h_{ie1} + (1 + h_{fe1})R_{E1}) \approx 100k\Omega$$

$$Z_{o1} = R_{C1} = 1k\Omega$$

$$A_{V1} = -\frac{h_{fe1}R_{C1}}{h_{ie1} + (1 + h_{fe1})R_{E1}} \approx -1$$

- Etapa básica 2:

$$Z_{i2} = h_{ie2} + (1 + h_{fe2})R_{E2} \approx 156k\Omega$$

$$Z_{o2} = R_{C2} = 3k3\Omega$$

$$A_{V2} = -\frac{h_{fe2}R_{C2}}{h_{ie2} + (1 + h_{fe2})R_{E2}} \approx -3.3$$

Luego la ganancia del amplificador completo es

$$A_V = \frac{Z_{i2}}{Z_{i2} + Z_{o1}} A_{V1} A_{V2} \cong 3.3$$

La impedancia de entrada $Z_i = Z_{i1} = 100k\Omega$ y la de salida $Z_o = Z_{o2} = 3.3k\Omega$.

— ◦ ◦

④ La frecuencia de corte inferior f_L está fijada por el condensador C. Luego, utilizando el método de las constantes de tiempo, la frecuencia de corte inferior viene dada por la siguiente ecuación:

$$f_L = \frac{1}{2\pi C Z_{i1}} = 100\text{Hz} \Rightarrow C = \frac{1}{2\pi Z_{i1} f_L} = \frac{1}{2\pi \cdot 100k\Omega \cdot 100\text{Hz}} = 16\text{nF}$$

— ◦ ◦

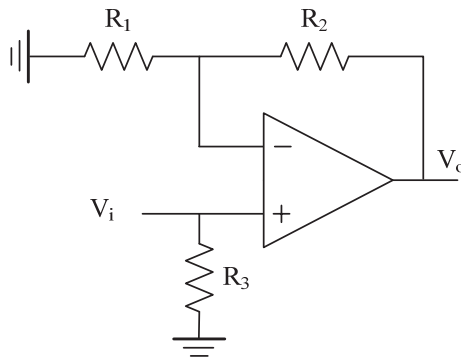


Fig. 13.2. Circuito equivalente basado en un OA.

⑤ Es necesario utilizar la configuración no inversora del OA. La solución pedida se muestra en la figura 13.2.

Cumplir los requerimientos pedidos implica que $R_3=Z_i=100\text{k}\Omega$ y al ser la ganancia de este amplificador

$$A = \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) = \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) = 3.3$$

Esto significa que $R_2=2.3 R_1$. Una posible solución es $R_1=10\text{k}\Omega$ y $R_2=23\text{k}\Omega$.

————— ◦ ○

⑥ Es bien conocido que el ancho de banda de ganancia unidad del $\mu\text{A}741$ es $f_1=1\text{MHz}$. Luego, la relación de la ganancia de este amplificador con su ancho de banda es fijado a través de su frecuencia de corte superior f_H (frecuencia de corte inferior no tiene) y viene dada por

$$f_H = \frac{f_1}{1 + \frac{R_2}{R_1}} = \frac{1\text{MHz}}{3.3} \cong 303\text{kHz}$$

————— ◦ ○ ◦ —————

PROBLEMA 14

Obtener el modelo equivalente en tensión del amplificador de la figura 14.1 a frecuencias medias. Calcular su frecuencia de corte inferior.

Datos: $V_{CC}=15V$, $R_{B1}=90k\Omega$, $R_{B2}=150k\Omega$, $R_E=R_C=1k\Omega$, $C_E=10\mu F$, $C_B=100nF$, $h_{ie}=2k8\Omega$, $h_{fe}=220$, $h_{oe}=18\mu\Omega^{-1}$, $h_{re}=0$.

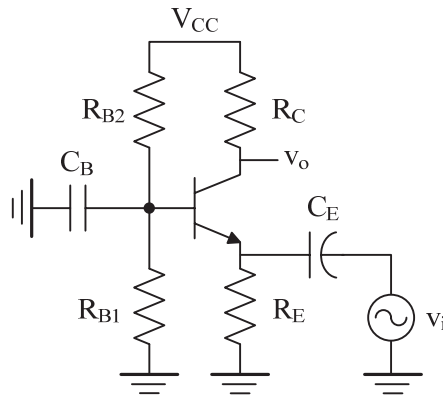


Fig. 14.1

Se trata de amplificador mono-etapa con el transistor operando en BC. Primero se realiza un cambio a parámetros $\{H\}$ de EC a BC (ver tabla 2.1 del libro *Electrónica Básica para Ingenieros*).

$$\left\{ \begin{array}{l} h_{ib} = \frac{h_{ie}}{1 + h_{fe}} = 12.67 \\ h_{fb} = -\frac{h_{fe}}{1 + h_{fe}} = -0.995 \\ h_{ob} = \frac{h_{oe}}{1 + h_{fe}} = 81.4n\Omega^{-1} \Rightarrow h_{ob}^{-1} = 12.3M\Omega \\ h_{rb} = \frac{h_{ie}h_{oe}}{1 + h_{fe}} - h_{re} \cong 0 \end{array} \right.$$

Utilizando tablas, los parámetros del modelo equivalente de tensión del amplificador se obtienen a partir de las siguientes ecuaciones:

$$A_V = -\frac{h_{fb}R_C}{(1+h_{ob}R_C)h_{ib}} = -78.9$$

$$Z_i = R_E \parallel h_{ib} \cong 12\Omega$$

$$Z_o = h_{ob}^{-1} \parallel R_C \cong 1k\Omega$$

Para calcular la frecuencia de corte inferior f_L se aplica el método de las constantes de tiempo asociados a los dos únicos condensadores externos del circuito C_B y C_E , de forma que haciendo la aproximación $h_{ob} \cong 0$ se obtiene

$$f_L = \frac{1}{2\pi C_B (R_{B1} \parallel R_{B2} \parallel h_{ie})} + \frac{1}{2\pi C_E \left[R_E \parallel \left(\frac{h_{ie}}{1+h_{fe}} \right) \right]} =$$

$$= 596\text{Hz} + 1326\text{Hz} = 1922\text{Hz}$$

————— ◦ ○ ◦ —————

PROBLEMA 15

En la figura 15.1 se muestra el esquema de un amplificador multietapa cascode constituido por dos transistores NPN. Para este circuito se pide:

- Calcular la I_C y la V_{CE} de cada uno de los transistores. Despreciar las corrientes de base de los transistores frente al resto de corrientes del circuito.
- Calcular la potencia promedio de disipación del circuito para $V_S=0$.
- Si la tensión de salida tiene una componente en alterna de $0.1V$ de amplitud, calcular la potencia promedio que entrega la fuente de alimentación V_{CC} al circuito.
- Calcular el valor de C_E para que la frecuencia de corte inferior sea de $4kHz$.

Datos: $R=40k\Omega$, $V_{CC}=12V$, $V_{BE}=0.7V$, $h_{ie}=R/2$, $h_{fe}=200$, $h_{re}=h_{oe}=0$, $C_S=5nF$, $C_B=\infty$.

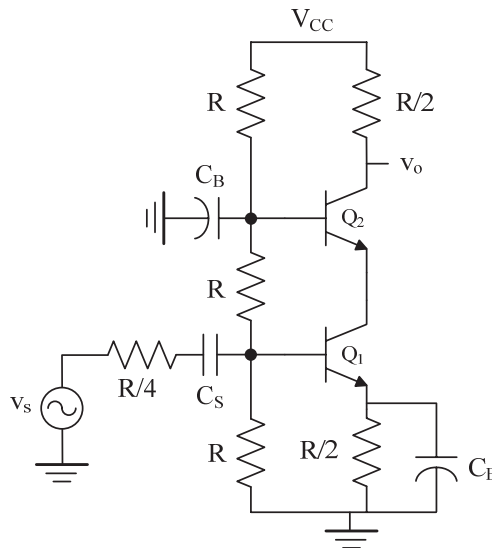


Fig. 15.1

Ⓐ Claramente se observa que $I_{C1}=I_{C2}$. Si se desprecian las corrientes de base, la tensión de base de Q_1 vale

$$V_{B1} = \frac{R}{R + R + R} V_{CC} = 1/3 V_{CC} = 4V$$

Además, al despreciar las corrientes de base se obtiene directamente que

$$I_{C2} = I_{C1} = \frac{V_{B1} - V_{BE}}{R/2} = \frac{4V - 0.7V}{20k\Omega} = 165\mu A$$

Las tensiones V_{CE} de ambos transistores se determinan a partir de las siguientes expresiones:

$$\begin{aligned} V_{CE2} = V_{C2} - V_{E2} &= (V_{CC} - I_{C2}R/2) - (2/3 V_{CC} - V_{BE2}) = \\ &= (12V - 165\mu A \cdot 20k\Omega) - (8V - 0.7V) = 1.4V \end{aligned}$$

$$V_{CE1} = V_{CC} - V_{CE2} - I_{C1}(R/2 + R/2) = 12V - 1.4V - 165\mu A \cdot 40k\Omega = 4V$$

——— ◦ ○

⑥ Una manera directa de calcular la potencia que proporciona la fuente de alimentación (P_{CC}) es a través de su corriente (I_{CC}) resultando

$$P_{CC} = V_{CC}I_{CC} = V_{CC} \left(\frac{V_{CC}}{3R} + I_{C2} \right) = 12V \left(\frac{12V}{120k\Omega} + 165\mu A \right) = 3.18mW$$

——— ◦ ○

⑦ Una fuente de alimentación mantiene la tensión constante (V_{CC}) mientras la intensidad varía con el tiempo. Suponiendo corrientes sinusoidales (ver sección 7.2 del libro *Electrónica Básica para Ingenieros*), la potencia promedio suministrada por una fuente de alimentación viene dada por

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T V_{CC} I(t) dt = \frac{1}{T} \int_0^T V_{CC} (I_{CC} + i(t)) dt = V_{CC} I_{CC}$$

es decir, solamente depende de sus componentes DC y es independiente de las corrientes en alterna. Luego, la P_{CC} es idéntica a la obtenida en el apartado b).

——— ◦ ○

⑧ Aplicando el método de las constantes de tiempo solo a los condensadores C_E y C_S (C_B se supone ∞), la expresión de la frecuencia de corte inferior (f_L) es

$$f_L = \frac{1}{2\pi R_{S0} C_S} + \frac{1}{2\pi R_{E0} C_E} \quad (1)$$

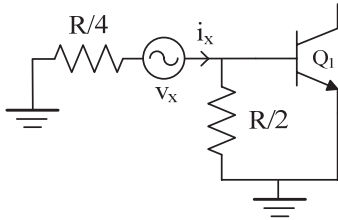


Fig. 15.2. Cálculo de R_{S0} .

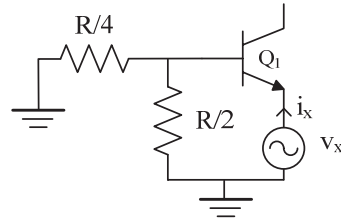


Fig. 15.3. Cálculo de R_{E0} .

Para obtener las resistencias asociadas a los condensadores se utilizan los esquemas de la figura 15.2 para el cálculo de R_{S0} y el de la figura 15.3 para el de R_{E0} . Fácilmente se demuestra que R_{S0} viene dada por la siguiente expresión

$$R_{S0} = \frac{v_x}{i_x} = \frac{R}{4} + \frac{R}{2} \parallel h_{ie}$$

R_{E0} se obtiene a partir de la expresión de la impedancia de salida de un amplificador en CC o seguidor de emisor. En este caso, R_{E0} vale

$$R_{E0} = \frac{R}{2} \parallel \frac{v_x}{i_x} = \frac{R}{2} \parallel \left(\frac{\frac{R}{4} \parallel \frac{R}{2} + h_{ie}}{1 + h_{fe}} \right)$$

Reemplazando las expresiones de R_{S0} y R_{E0} en la ecuación (1) resulta

$$f_L = \frac{1}{2\pi \left(\frac{R}{4} + \frac{R}{2} \parallel h_{ie} \right) C_S} + \frac{1}{2\pi \left(\frac{\frac{R}{4} \parallel \frac{R}{2} + h_{ie}}{h_{fe}} \parallel \frac{R}{2} \right) C_E} = 4\text{kHz}$$

Despejando C_E de esta ecuación se obtiene $C_E = 0.5\mu\text{F}$.

— ◦ ◦ —

PROBLEMA 16

En la figura 16.1 se muestra un amplificador cuya entrada es V_i y las salidas son V_1 y V_2 . Para este circuito, se pide:

- Determinar el punto de trabajo de Q_1 , Q_2 y Q_3 .
- Calcular la ganancia $A_{V1}=v_1/v_i$.
- Obtener el modelo equivalente en tensión respecto de la salida v_2 .

Datos: $V_{CC}=12V$, $V_{EE}=-3V$, $V_Z=4.2V$, $R_1=R_2=R_3=5k\Omega$, $R_4=400\Omega$, $R_5=10\Omega$. Para todos los transistores: $|V_{BE}|=0.7V$, $h_{FE}=600$, $h_{ie}=5k\Omega$, $h_{fe}=600$, $h_{oe}=h_{re}=0$.

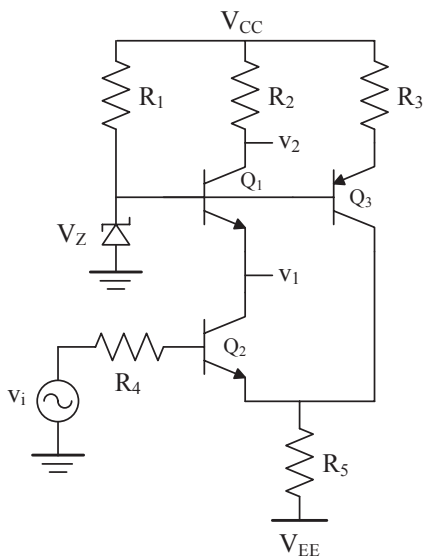


Fig. 16.1

Ⓐ El diodo Zener fija la tensión de base de los transistores Q_1 y Q_3 a 4.2V. La corriente de colector de Q_3 , suponiendo que $h_{FE}=600 \gg 1$, y su valor se calcula a partir de la siguiente ecuación

$$I_{C3} = \frac{V_{CC} - V_Z - V_{EB3}}{R_3} = \frac{12V - 4.2V - 0.7V}{5k\Omega} = 1.42mA$$

Por otra parte, en la malla de entrada de Q_2 se verifica que

$$0 = I_{B2}R_4 + V_{BE2} + (I_{C2} + I_{C3})R_5 + V_{EE}$$

Despejando I_{C2} tenemos

$$I_{C2} = -\frac{V_{BE2} + V_{EE} + I_{C3}R_5}{R_5 + \frac{R_4}{h_{FE}}} = -\frac{0.7V - 3V + 1.42mA \cdot 10k\Omega}{10k\Omega + \frac{400\Omega}{600}} = 0.88mA$$

Por consiguiente, $I_{C1}=I_{C2}=0.88mA$. Con todos estos datos, fácilmente se determina que el punto de trabajo de Q_1 es:

$$I_{CQ1}=0.88mA$$

$$I_{BQ1}=I_{CQ1}/h_{FE}=0.88mA/600=1.47\mu A$$

$$\begin{aligned} V_{CEQ1} &= V_{C1} - V_{E1} = (V_{CC} - I_{C1}R_2) - (V_Z - V_{BE1}) = \\ &= (12V - 0.88mA \cdot 5k\Omega) - (4.2V - 0.7V) = 4.1V \end{aligned}$$

El punto de trabajo de Q_2 es:

$$I_{CQ2}=0.88mA$$

$$I_{BQ2}=I_{CQ2}/h_{FE}=0.88mA/600=1.47\mu A$$

$$\begin{aligned} V_{CEQ2} &= V_{C2} - V_{E2} = (V_Z - V_{BE1}) - (-I_{B1}R_4 - V_{BE2}) = \\ &= (4.2V - 0.7V) + (1.47\mu A \cdot 400\Omega + 0.7V) = 4.2V \end{aligned}$$

El punto de trabajo de Q_3 es:

$$I_{CQ3}=1.42mA$$

$$I_{BQ3}=I_{C3}/h_{FE}=1.42mA/600=2.4\mu A$$

$$\begin{aligned} V_{ECQ3} &= V_{E3} - V_{C3} = (V_{CC} - I_{C3}R_3) - (I_{B1}R_4 + V_{BE2}) = \\ &= (12V - 1.42mA \cdot 5k\Omega) - (1.47\mu A \cdot 400\Omega + 0.7V) = 5.6V \end{aligned}$$

— • ○

⑥ Para el cálculo de la A_{V1} , se utiliza el circuito equivalente en alterna de la figura 16.2. Este circuito se ha obtenido anulando el diodo Zener al ser reemplazado por una fuente DC de valor 4.2V, que en alterna hace que las bases de los transisto-

res Q_1 y Q_3 estén acopladas a masa. Por otra parte, al despreciar la $h_{oe}=h_{oe}=0$, la impedancia equivalente desde el colector de Q_3 es ∞ , y a efectos prácticos, este transistor no interviene en las características amplificadoras del circuito. Desde el punto de vista de amplificación, Q_2 está operando en la configuración de EC con resistencia de emisor y Q_1 en BC. Por ello, hay que transformar los parámetros $\{H\}$ de EC a BC (ver tabla 2.1 del libro *Electrónica Básica para Ingenieros*) de la forma

$$h_{ib} = \frac{h_{ie}}{1 + h_{fe}} = 83\Omega$$

$$h_{fb} = -\frac{h_{fe}}{1 + h_{fe}} = -0.998$$

$$h_{rb} = \frac{h_{ie}h_{oe}}{1 + h_{fe}} - h_{re} = 0$$

$$h_{ob} = \frac{h_{oe}}{1 + h_{fe}} = 0$$

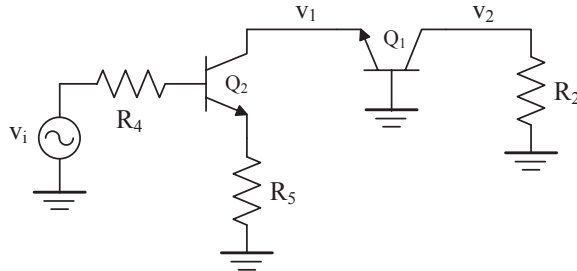


Fig. 16.2. Circuito equivalente en alterna.

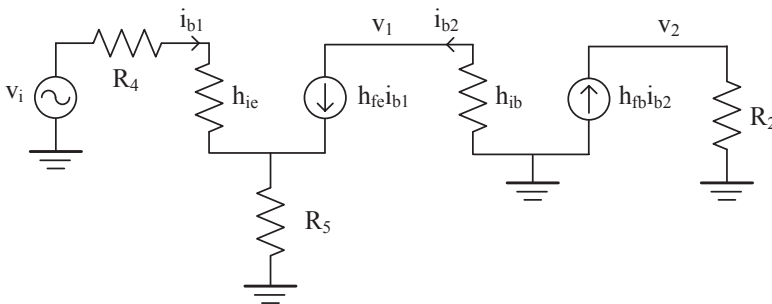


Fig. 16.3. Circuito equivalente de pequeña señal.

En la figura 16.3 se presenta el circuito de pequeña señal obtenido al reemplazar los transistores de la figura 16.2 por su modelo equivalente. Analizando el circuito de la figura 16.3 se extraen las siguientes ecuaciones

$$v_i = i_{b1}R_4 + i_{b1}h_{ie} + (1 + h_{fe})i_{b1}R_5$$

$$v_1 = -h_{fe}i_{b1}h_{ib}$$

La ganancia A_{V1} se obtiene dividiendo miembro a miembro las anteriores ecuaciones

$$A_{V1} = \frac{v_1}{v_i} = -\frac{h_{fe}h_{ib}}{R_4 + h_{ie} + (1 + h_{fe})R_5} = -8.2 \cdot 10^{-3}$$

————— ° ○

© La ganancia A_{V2} es

$$A_{V2} = \frac{v_2}{v_i} = \frac{v_1}{v_i} \frac{v_2}{v_1} = -A_{V1} \frac{h_{fb}R_2}{h_{ib}} = -4.9$$

Las impedancias de entrada y salida valen

$$Z_i = R_4 + h_{ie} + (1 + h_{fe})R_5 = 606.5k\Omega$$

$$Z_o = R_2 = 5k\Omega$$

————— ° ○ —————

PROBLEMA 17

En la figura 17.1 se muestra un amplificador constituido por dos transistores BC547B acoplados por emisor. Suponiendo que $I_{C1}=I_{C2}$, obtener el modelo equivalente de tensión del amplificador completo.

Datos: $V_{CC}=12V$, $V_{EE}=-5V$, $V_{BE}=0.6V$, $R_C=2k\Omega$, $R_E=3k\Omega$.

Nota: Hacer la aproximación $h_{re}=0$.

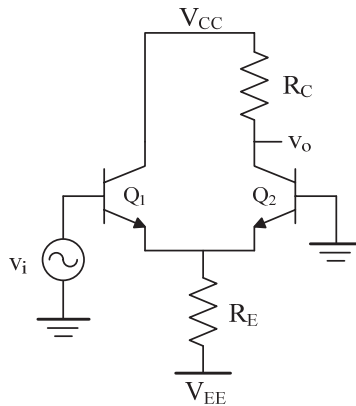


Fig. 17.1

En primer lugar se calcula la corriente de colector de ambos transistores para poder determinar sus parámetros de pequeña señal. Para ello, se establece la siguiente ecuación

$$0 = V_{BE} + (I_{C1} + I_{C2})R_E + V_{EE}$$

Dado que $I_{C1}=I_{C2}$, despejando se obtiene

$$I_{C1} = I_{C2} = \frac{V_{BE} - V_{EE}}{2R_E} = \frac{0.7V - (-5V)}{2 \cdot 3k\Omega} = 0.73mA$$

A partir de las gráficas del fabricante, los parámetros de pequeña señal son

$$h_{ie} = 10k\Omega$$

$$h_{fe} = 350$$

$$h_{oe} = 19\mu A / V^2 \Rightarrow h_{oe}^{-1} = 52.6k\Omega$$

$$h_{re} = 0$$

El análisis de este amplificador se realizará estudiando cada una de las etapas básicas que lo forman según el esquema de la figura 17.2. Aquí identificamos dos etapas: etapa básica 1 o EB1 y etapa básica 2 o EB2.

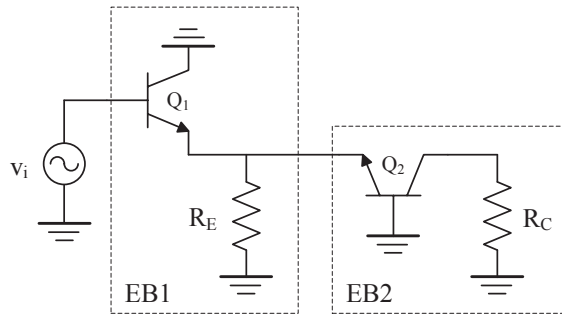


Fig. 17.2. Circuito equivalente en alterna dividido en dos etapas básicas.

• **Análisis de la EB1.** Q_1 está actuando en la configuración colector-común (CC) o seguidor de emisor. En primer lugar se realiza la transformación de los parámetros $\{H\}$ de EC a los de CC (Tabla 2.1 del libro de *Electrónica Básica para Ingenieros*) de forma que

$$h_{fc} = -(1 + h_{fe}) = -351$$

$$h_{ic} = h_{ie} = 10\text{k}\Omega$$

$$h_{rc} = 1$$

$$h_{oc} = h_{oe} = 19\mu\text{A} / \text{V}$$

El modelo en tensión de esta etapa se calcula a partir de tablas (Tabla 2.2 del libro de *Electrónica Básica para Ingenieros*) de forma que

$$A_{V1} = \frac{-h_{fc}R_E}{(1 + h_{oc}R_E)h_{ic} - h_{fc}h_{rc}R_E} = 0.99$$

$$Z_{i1} = h_{ic} - \frac{h_{fc}h_{rc}R_E}{1 + h_{oc}R_E} = 20\text{k}\Omega$$

$$Z_{o1} = \frac{1}{h_{oc} - \frac{h_{fc}h_{rc}}{h_{ic}}} \parallel R_E \cong 28\Omega$$

• **Análisis de la EB2.** En este caso, Q_2 está actuando en la configuración base-común (BC). En primer lugar se realiza la transformación de los parámetros $\{H\}$ de EC a los de BC de forma que

$$h_{fb} = -\frac{h_{fe}}{1 + h_{fe}} = -0.997$$

$$h_{ib} = \frac{h_{ie}}{1 + h_{fe}} = 28.5\Omega$$

$$h_{rb} = \frac{h_{ie}h_{oe}}{1 + h_{fe}} - h_{re} \cong 0$$

$$h_{ob} = \frac{h_{oe}}{1 + h_{fe}} = 54\text{nA} / \text{V} \Rightarrow h_{ob}^{-1} \cong 18.5\text{M}\Omega$$

El modelo en tensión de esta etapa se calcula a partir de tablas de forma que

$$A_{V2} = \frac{-h_{fb}R_C}{(1 + h_{ob}R_C)h_{ib} - h_{fb}h_{rb}R_C} = 67.5$$

$$Z_{i2} = h_{ib} = 29.5\Omega$$

$$Z_{o2} = h_{ob}^{-1} \parallel R_C \cong R_C = 2\text{k}\Omega$$

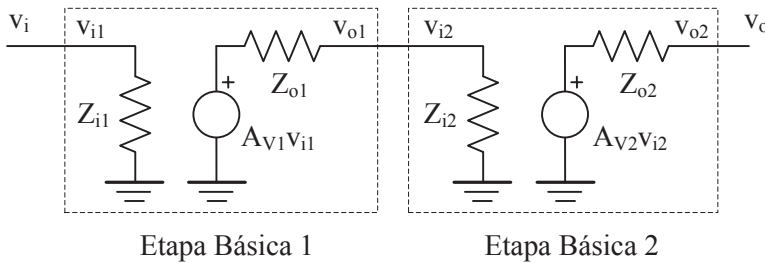


Fig. 17.3. Circuito equivalente basado en los circuitos equivalentes de las etapas básicas.

• **Análisis del amplificador completo.** Una vez analizadas cada una de las etapas básicas y calculado su modelo equivalente, el siguiente paso es obtener el modelo completo a partir de los modelos individuales tal como se indica en la figura 17.3. El modelo del amplificador completo es

$$Z_i = Z_{i1} = 20\text{k}\Omega$$

$$Z_o = Z_{o2} = 2\text{k}\Omega$$

$$A_V = A_{V1}A_{V2} \frac{Z_{i2}}{Z_{i2} + Z_{o1}} = -34.3$$

El modelo equivalente en corriente se puede determinar a partir del modelo equivalente en tensión previamente calculado. En este caso, la expresión de la ganancia de corriente es

$$A_I = A_V \frac{Z_i}{R_C} = -24.2 \frac{722\text{k}\Omega}{2\text{k}\Omega} = -8736$$

En las figuras 17.4 y 17.5 se muestran los modelos equivalentes de tensión y corriente respectivamente, caracterizados por una impedancia de entrada (Z_i), una impedancia de salida (Z_o) y la ganancia de tensión (A_V) y de corriente (A_I).

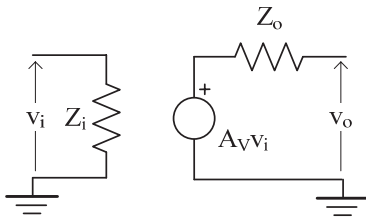


Fig. 17.4. Modelo equivalente de tensión.

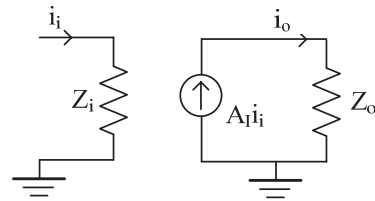


Fig. 17.5. Modelo equivalente de corriente.

— ○ ○ —

PROBLEMA 18

Para el amplificador de la figura 18.1 constituido por dos transistores JFET 2N5457 ($V_{GS(off)} = -1.2V$) se pide:

- Para $V_o = 5V$, calcular el valor de R y las corrientes de drenador de los transistores.
- Obtener la expresión de la ganancia de tensión del amplificador ($r_d = \infty$). Calcular su valor numérico.

Datos: $R_1 = 1k\Omega$, $R_2 = 6k\Omega$, $R_L = 15k\Omega$, $V_{DD} = 10V$, $V_{GG} = -4.2V$.

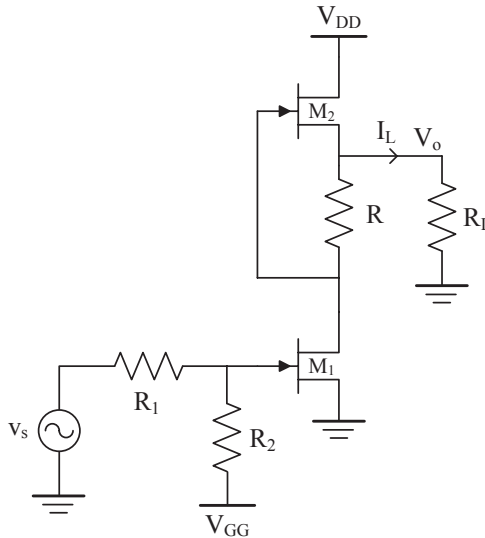


Fig. 18.1

- Ⓐ Analizando la puerta del transistor M_1 se obtiene

$$V_{GS1} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{GG} = \frac{1k\Omega}{1k\Omega + 6k\Omega} (-4.2V) = -0.6V$$

A partir de las hojas de características del JFET 2N5457 para el caso de $V_{GS(off)} = -1.2V$ se determina que $I_{DSS} = 1.05mA$ y $V_p = -1.2V$ (ver Prob. 11, pág. 31). Luego

$$I_{D1} = I_{DSS} \left(1 - \frac{V_{GS1}}{V_P} \right)^2 = 1.05 \text{mA} \left(1 - \frac{-0.6 \text{V}}{-1.2 \text{V}} \right)^2 = 0.26 \text{mA}$$

Por otra parte, en M_2 para una $V_o = 5 \text{V}$ se verifica que

$$I_{D2} = I_{D1} + \frac{V_o}{R_L} = 0.26 \text{mA} + \frac{5 \text{V}}{15 \text{k}\Omega} = 0.59 \text{mA}$$

Una vez calculada la I_{D2} , entonces la V_{GS2} es

$$V_{GS2} = V_P \left(1 - \sqrt{\frac{I_{D2}}{I_{DSS}}} \right) = -1.2 \text{V} \left(1 - \sqrt{\frac{0.59 \text{mA}}{1.05 \text{mA}}} \right) = -0.3 \text{V}$$

Finalmente, el valor de R pedida se calcula de la siguiente manera

$$V_{GS2} = -I_{D1} R \Rightarrow R = -\frac{V_{GS2}}{I_{D1}} = -\frac{-0.3 \text{V}}{0.26 \text{mA}} = 1.15 \text{k}\Omega$$

— ◦ ◯

(b) Para calcular la ganancia en tensión se parte del modelo de pequeña señal del amplificador mostrado en la figura 18.2.

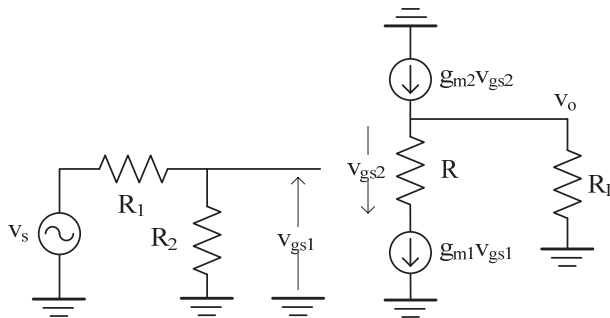


Fig. 18.2. Circuito equivalente de pequeña señal.

A partir de este circuito se puede extraer las siguientes ecuaciones

$$g_{m1} v_{gs1} = -\frac{v_{gs2}}{R}$$

$$g_{m2} v_{gs2} - g_{m1} v_{gs1} = \frac{v_o}{R_L}$$

$$v_{gs1} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} v_s$$

Resolviendo se obtiene la expresión buscada

$$\frac{v_o}{v_s} = -\frac{R_2 R_L}{R_1 + R_2} g_{m1} (1 + g_{m2} R) \quad (1)$$

Para calcular el valor numérico, a partir de las hojas de características de los JFET (ver Prob. 11, pág. 31) se calculan los siguientes parámetros de pequeña señal ($r_d=0$ por indicaciones del problema)

$$g_{m1} \Big|_{I_{D1}=0.26\text{mA}} = 1.5\text{m}\Omega^{-1}$$

$$g_{m2} \Big|_{I_{D1}=0.59\text{mA}} = 1.8\text{m}\Omega^{-1}$$

El valor numérico de la relación v_o/v_s de la ecuación (1) es

$$\frac{v_o}{v_s} = -63.6$$

————— ◦ ○ ◦ —————

PROBLEMA 19

Para el amplificador de la figura 19.1, se pide:

- Calcular el valor de I_{CC} que haga entrar el transistor en saturación.
- Obtener la expresión de la impedancia de salida Z_o y su valor numérico.

Datos: $R_1=10k\Omega$, $R_2=5k\Omega$, $h_{ie}=5k5\Omega$, $h_{fe}=300$, $h_{oe}=1/55k\Omega$, $h_{re}=0$.

Nota: No utilizar teoría de realimentación.

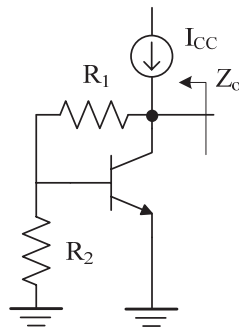


Fig. 19.1

① La condición de que un transistor NPN entre en saturación es $V_{CB} \approx -0.6V$. La resistencia R_1 hace que $V_{CB} > 0$, lo que impide que el transistor entre en saturación con independencia del valor de I_{CC} .

② Para calcular la impedancia Z_o , se reemplaza el transistor por su modelo de pequeña señal ($h_{re}=0$) y se aplica al circuito, en el nudo donde se desea determinar la impedancia equivalente, un generador v_x tal como se indica en la figura 19.2.

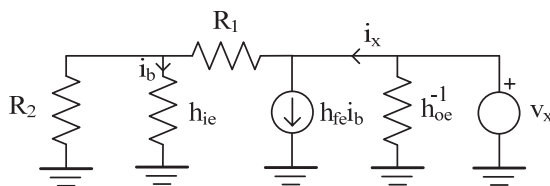


Fig. 19.2. Circuito equivalente para calcular la Z_o .

En este caso, el valor de la impedancia pedida vale

$$Z_o = h_{oe}^{-1} \parallel \frac{v_x}{i_x} \quad (1)$$

Analizando este circuito se obtienen las siguientes ecuaciones

$$i_b = \frac{R_2}{R_2 + h_{ie}} \frac{v_x}{R_1 + h_{ie} \parallel R_2}$$

$$i_x = \frac{v_x}{R_1 + h_{ie} \parallel R_2} + h_{fe} i_b$$

Despejando, se calcula la relación entre v_x/i_x dando

$$\frac{v_x}{i_x} = \frac{(R_1 + h_{ie} \parallel R_2)(R_2 + h_{ie})}{h_{ie} + (1 + h_{fe})R_2}$$

Sustituyendo en la ecuación (1), la expresión pedida de Z_o es

$$Z_o = \frac{(R_1 + h_{ie} \parallel R_2)(R_2 + h_{ie})}{h_{ie} + (1 + h_{fe})R_2} \parallel h_{oe}^{-1} = \frac{R_1 R_2 + R_1 h_{ie} + h_{ie} R_2}{h_{ie} + (1 + h_{fe})R_2} \parallel h_{oe}^{-1}$$

Reemplazando los valores numéricos a esta ecuación se obtiene $Z_o \approx 88\Omega$.

————— ◦ ○ ◦ —————

PROBLEMA 20

En la figura 20.1 se muestra el circuito equivalente en alterna de un amplificador basado en dos transistores que tienen idénticos parámetros de pequeña señal. Sin aplicar teoría de realimentación, calcular la impedancia de entrada y ganancia del amplificador.

Nota: Hacer la aproximación $h_{fe} \gg 1$, $h_{re} = h_{oe} = 0$.

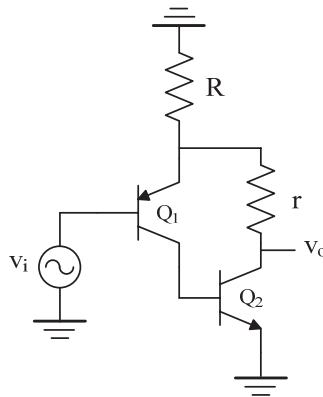


Fig. 20.1

Para calcular los datos pedidos, se determina en primer lugar el modelo equivalente de pequeña señal resultando el circuito de la figura 20.2.

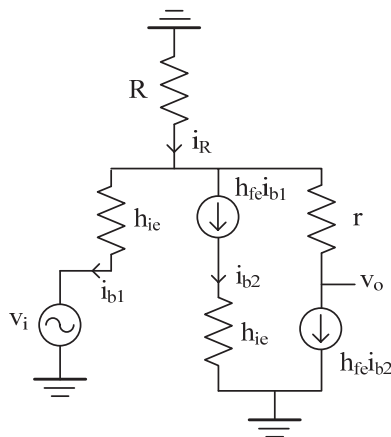


Fig. 20.2. Circuito equivalente de pequeña señal.

Por inspección del circuito se obtiene una primera ecuación que relaciona las corrientes de base de ambos transistores

$$i_{b2} = h_{fe} i_{b1}$$

Esta ecuación indica que $i_{b1} \ll i_{b2}$. La corriente i_R que circula por la resistencia R vale

$$i_R = i_{b1} + h_{fe} i_{b1} + h_{fe} i_{b2} \cong h_{fe} i_{b1} + h_{fe} i_{b2} = h_{fe} (i_{b1} + i_{b2}) \cong h_{fe} i_{b2} = (h_{fe})^2 i_{b1}$$

Luego la impedancia de entrada Z_i se obtiene de la siguiente manera

$$Z_i = \frac{v_i}{-i_{b1}} = \frac{-i_{b1} h_{ie} - i_R R}{-i_{b1}} = \frac{i_{b1} h_{ie} + h_{fe}^2 i_{b1} R}{i_{b1}} = h_{ie} + h_{fe}^2 R$$

La expresión de la ganancia en tensión es

$$\begin{aligned} A_V &= \frac{v_o}{v_i} = \frac{-i_R R - h_{fe} i_{b2} r}{-i_{b1} h_{ie} - i_R R} = \frac{h_{fe} i_{b2} (R + r)}{i_{b1} h_{ie} + h_{fe}^2 i_{b1} R} = \\ &= \frac{h_{fe}^2 i_{b1} (R + r)}{i_{b1} h_{ie} + h_{fe}^2 i_{b1} R} = \frac{h_{fe}^2 (R + r)}{h_{ie} + h_{fe}^2 R} = \frac{R + r}{R + \frac{h_{ie}}{h_{fe}^2}} \end{aligned}$$

————— ◦ ○ ◦ —————

PROBLEMA 21

Obtener la expresión de la impedancia de entrada Z_i del circuito de la figura 21.1. Simplificar al máximo esta expresión.

Datos: $h_{ie1}=h_{ie2}=h_{ie}$, $h_{fe1}=h_{fe2}=h_{fe}$, $h_{oe1}=h_{oe2}=h_{re1}=h_{re2}=0$.

Nota: Hacer la aproximación de $h_{fe} \gg 1$.

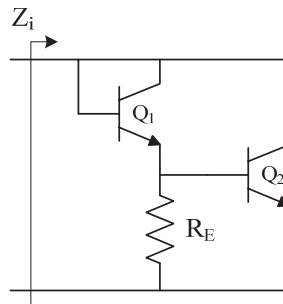


Fig. 21.1

Para obtener la expresión pedida, en primer lugar se reemplaza cada transistor de la figura 21.1 por su modelo equivalente resultando el circuito de la figura 21.2.

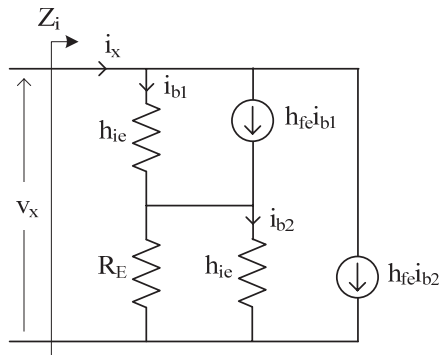


Fig. 21.2. Circuito equivalente de pequeña señal.

La impedancia de entrada Z_i se define como el cociente entre v_x e i_x . Este cociente se determina a partir de las siguientes ecuaciones

$$(1) \quad i_x = i_{b1} + h_{fe}i_{b1} + h_{fe}i_{b2} \cong h_{fe}(i_{b1} + i_{b2})$$

$$(2) \quad v_x = i_{b1}h_{ie} + i_{b2}h_{ie} = h_{ie}(i_{b1} + i_{b2})$$

Dividiendo miembro a miembro (2) entre (1), la expresión de la impedancia de entrada Z_i vale

$$Z_i = \frac{v_x}{i_x} = \frac{h_{ie}(i_{b1} + i_{b2})}{h_{fe}(i_{b1} + i_{b2})} = \frac{h_{ie}}{h_{fe}}$$

————— ◦ ○ ◦ —————

La frecuencia de la señal de entrada aplicada puede tener un efecto pronunciado sobre la respuesta en frecuencia de un amplificador. El análisis hecho hasta ahora era para el margen frecuencias medias, donde las reactancias asociadas a los condensadores de acoplo y desacoplo se consideraban como cortocircuitos y las reactancias asociadas a las pequeñas capacidades de las uniones de los transistores como circuitos abiertos. Sin embargo, a baja frecuencia se encuentran que los condensadores de acoplo y de desacoplo no pueden ser reemplazados por cortocircuitos a causa del cambio que ha sufrido su reactancia. También, en alta frecuencia tiene influencia la reactancia de las capacidades de las uniones, que aunque no están externamente conectadas al circuito si están presentes en la estructura interna del dispositivo, lo cuál limita la respuesta en alta frecuencia del amplificador. El incremento del número de etapas en amplificadores multietapa también limita aún más la respuesta tanto en alta como en baja frecuencia.

En los problemas de este capítulo se utilizarán las características reales de determinados transistores, con el fin de que el estudiante sea capaz de obtener, además de los parámetros de pequeña señal del transistor, las capacidades de las uniones para un determinado punto de trabajo, que permitirán hallar la frecuencia de corte superior (f_H). La capacidad interna que más influye en la respuesta en alta frecuencia es aquella que acopla la entrada con la salida del circuito y que produce el denominado efecto Miller. Aplicando el teorema de Miller, dicha capacidad se puede descomponer en dos: una capacidad de entrada que aumenta significativamente la capacidad de entrada del amplificador (efecto Miller) y que es la que realmente tiene efecto en la frecuencia de corte superior, y otra de salida cuyo efecto es despreciable.

LISTADO DE PROBLEMAS

- Problema 22, pág. 67: *Aplicación del teorema de Miller al modelo equivalente de un amplificador con realimentación de tensión en paralelo.*
- Problema 23, pág. 69: *Respuesta en frecuencia de un amplificador en EC con condensador de desacoplo de emisor, basado en el BJT BC547B.*

- Problema 24, pág. 73: *Respuesta en frecuencia de un amplificador en SC con condensador de desacoplo de surtidor, basado en el JFET: 2N5457.*
- Problema 25, pág.76: *Respuesta en frecuencia de un amplificador cascode basado en los BJTs: 2N3904 y 2N3906.*



PROBLEMA 22

Utilizando el teorema de Miller, obtener el modelo equivalente en tensión aproximado del circuito de la figura 22.1.

Datos: $R_F=1M\Omega$, $R_L=2k\Omega$, $Z_o=2k\Omega$, $Z_i=200k\Omega$, $A_d=-90000$.

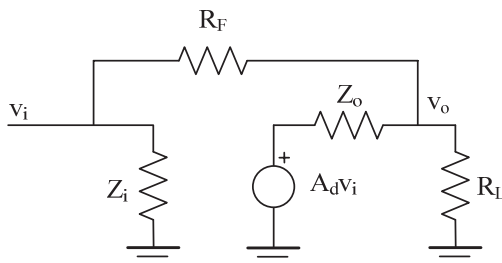


Fig. 22.1

El teorema de Miller permite descomponer la resistencia de realimentación R_F conectada entre la entrada y la salida de un circuito en dos resistencias, una a la entrada R_{FI} y otra a la salida R_{FO} , de forma que

$$R_{FI} = \frac{R_F}{1 - A_v} \quad \text{y} \quad R_{FO} = \frac{A_v - 1}{A_v} R_F, \quad \text{siendo} \quad A_v = \frac{v_o}{v_i} \quad (1)$$

Al aplicar el teorema de Millar al circuito de la figura 22.1 resulta el circuito equivalente de la figura 22.2.

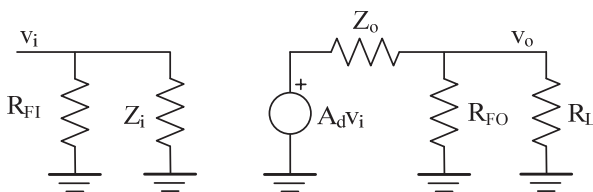


Fig. 22.2. Circuito equivalente aplicando el teorema de Miller.

En el caso de que $A_v \gg 1$, las ecuaciones (1) se pueden aproximar como

$$R_{FI} \cong -R_F/A_v$$

$$R_{FO} \cong R_F$$

Luego, el modelo equivalente de tensión de la figura 22.2 tiene los siguientes parámetros

$$A_V = \frac{R_{FO} \parallel R_L}{Z_o + R_{FO} \parallel R_L} A_d$$

Observando los valores numéricos, se comprueba que una buena aproximación es $R_{FO} \parallel R_L \cong R_L$. Entonces la ganancia en tensión se reduce a

$$A_V \cong \frac{R_L}{Z_o + R_L} A_d = \frac{2k\Omega}{2k\Omega + 2k\Omega} (-90000) = -45 \cdot 10^3$$

Las impedancias de entrada y salida vienen dadas como

$$Z_I = R_{FI} \parallel Z_i = -\frac{R_F}{A_V} \parallel Z_i = -\frac{1M\Omega}{-4500} \parallel 200k\Omega \cong 22.2\Omega$$

$$Z_O = Z_o \parallel R_{FO} \parallel R_L \cong Z_o \parallel R_L = 2k\Omega \parallel 2k\Omega = 1k\Omega$$

————— ◦ ○ ◦ —————

PROBLEMA 23

En el amplificador de la figura 23.1 se ha utilizado el transistor BC547B. Dibujar su diagrama de Bode especificando claramente las frecuencias de corte inferior y superior, y la ganancia de tensión ($A_{Vs}=v_o/v_s$) a frecuencias medias. ¿Cuál es el ancho de banda del amplificador? Despreciar $h_{re}=0$.

Datos: $V_{CC}=12V$, $R_{B1}=300k\Omega$, $R_{B2}=150k\Omega$, $R_C=2k\Omega$, $R_E=R_S=1k\Omega$, $R_L=10k\Omega$, $C_S=C_C=33nF$, $C_E=33\mu F$.

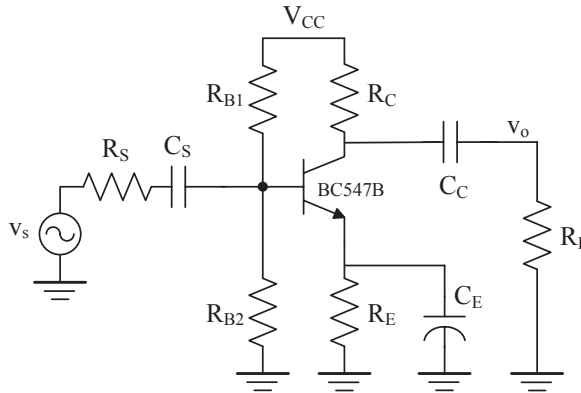


Fig. 23.1

En primer lugar se calcula la I_C y la V_{CB} del transistor que van a ser utilizadas posteriormente para determinar sus parámetros de pequeña señal y capacidades internas que fijan la frecuencia máxima de operación del transistor. La I_C , para una $h_{FE}(\text{typ})=290$ de este transistor, vale

$$I_C = h_{FE} \frac{\frac{R_{B2}}{R_{B2} + R_{B1}} V_{CC} - V_{BE}}{R_{B2} \parallel R_{B1} + h_{FE} R_E} = 290 \frac{\frac{150k\Omega}{150k\Omega + 300k\Omega} 12V - 0.7V}{150k\Omega \parallel 300k\Omega + 290 \cdot 1k\Omega} = 2.45mA$$

La $V_{CB}=V_C-V_B$ se obtiene como

$$\left. \begin{aligned} V_C &= V_{CC} - I_C R_C = 12V - 2.45mA \cdot 2k\Omega = 7.1V \\ V_B &= V_{BE} + I_C R_E = 0.7V + 2.45mA \cdot 1k\Omega = 3.2V \end{aligned} \right\} \Rightarrow V_{CB} = 7.1V - 3.2V = 3.9V$$

Los parámetros de pequeña señal del transistor se obtienen a partir del *datasheet* que proporciona el fabricante. En la figura 23.2 se muestra un extracto de

la tabla de parámetros del BC547B bajo la condición de test de $I_C=2\text{mA}$, muy próxima a la corriente de polarización del circuito de $I_C=2.45\text{mA}$. Luego, el valor típico de estos parámetros se pueden extraer directamente de la tabla como

$$h_{ie} = 4.5\text{k}\Omega$$
$$h_{fe} = 330$$
$$h_{oe} = 30\mu\text{A} / \text{V} \Rightarrow h_{oe}^{-1} = 33.3\text{k}\Omega$$
$$h_{re} = 0$$

		Symbol	Min.	Typ.	Max.	Unit
h-Parameters at $V_{CE} = 5\text{V}$, $I_C = 2\text{mA}$, $f = 1\text{kHz}$, Small Signal Current Gain						
Current Gain Group	A	h_{fe}	-	220	-	-
	B	h_{fe}	-	330	-	-
	C	h_{fe}	-	600	-	-
Input Impedance	A	h_{ie}	1.6	2.7	4.5	k Ω
	B	h_{ie}	3.2	4.5	8.5	k Ω
	C	h_{ie}	6	8.7	15	k Ω
Output Admittance	A	h_{oe}	-	18	30	μS
	B	h_{oe}	-	30	60	μS
	C	h_{oe}	-	60	110	μS
Reverse Voltage Transfer Ratio						
Current Gain Group	A	h_{re}	-	$1.5 \cdot 10^{-4}$	-	-
	B	h_{re}	-	$2 \cdot 10^{-4}$	-	-
	C	h_{re}	-	$3 \cdot 10^{-4}$	-	-

Fig. 23.2. Tabla de parámetros de pequeña señal del BC547B.

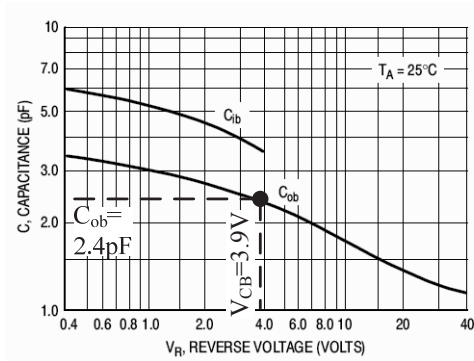


Fig. 23.3. Estimación de C_{ob} .

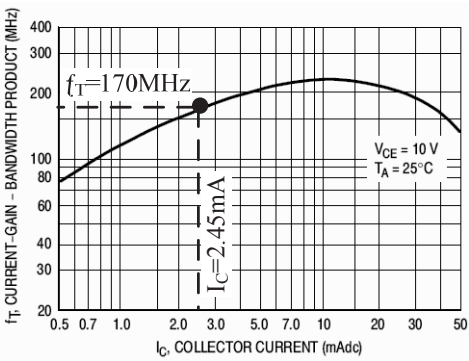


Fig. 23.4. Estimación de f_T .

Las capacidades internas del transistor BC547B se calculan a partir de las curvas proporcionadas por el fabricante. En la figura 23.3 se presentan las capacidades de la unión base-colector (C_{ob}) y unión base-emisor (C_{ib}) para el caso de que esas uniones estén polarizadas en inversa especificadas en el eje de ordenadas como V_R reverse Voltage. No obstante, para un transistor polarizado en la región lineal, la unión base-colector está en directa no así la unión base-emisor. Por ello, la capacidad base-colector o C_{ob} se obtiene directamente a partir de la gráfica indica-

da en la figura 23.3, cuyo valor para una $V_{CB}=3.9V$ es de $C_{ob}=2.4pF$. Por el contrario, la capacidad de la unión base-emisor, al estar polarizada en directa, se calcula a partir de la siguiente fórmula

$$C_{be} = \frac{I_C}{2\pi f_T V_T} - C_{ob} = \frac{2.45mA}{2\pi \cdot 170MHz \cdot 25mV} - 2.4pF = 89.4pF$$

siendo V_T el potencial térmico cuyo valor es 25mV a 25 °C y f_T la frecuencia de transición o frecuencia a la cual la h_{fe} del transistor vale 1. Esta frecuencia la proporciona el fabricante a través de la gráfica mostrada en la figura 23.4, cuyo valor estimado para una $I_C=2.45mA$ es de 170MHz.

Para representar en una gráfica el diagrama de Bode de este amplificador, es preciso calcular la ganancia a frecuencias medias y las frecuencias de corte inferior y superior.

Al tratarse de un amplificador simple en emisor común, los parámetros del modelo en tensión del amplificador básico son

$$Z_i = h_{ie} = 4k5\Omega$$

$$Z_o = h_{oe}^{-1} \parallel R_C = 1.89k\Omega$$

$$A_V = \frac{v_o}{v_i} = -\frac{h_{fe}R_C}{(1 + h_{oe}R_C)h_{ie}} \cong -138$$

La ganancia en tensión incluyendo la carga externa R_L vale

$$A_{V_L} = \frac{v_o}{v_i} = \frac{R_L}{Z_o + R_L} A_V = \frac{10k\Omega}{1.89k\Omega + 10k\Omega} (-138) = -116$$

Y la ganancia en tensión referido al generador de señal de entrada, v_s ,

$$A_{V_s} = \frac{v_o}{v_s} = \frac{Z_i}{Z_i + R_s} A_{V_L} = \frac{4k5\Omega}{4k5\Omega + 1k\Omega} (-116) \cong -95$$

La frecuencia de corte inferior (f_L) se calcula aplicando el método de las constantes de tiempo en circuito abierto (ver sección 3.3 del libro *Electrónica Básica para Ingenieros*) como

$$\begin{aligned}
 f_L &= \frac{1}{2\pi(R_S + Z_i)C_S} + \frac{1}{2\pi\left(R_E \parallel \frac{R_{B1} \parallel R_{B2} \parallel R_S + h_{ie}}{1 + h_{fe}}\right)C_E} + \frac{1}{2\pi(R_L + Z_o)C_C} = \\
 &= \frac{1}{2\pi(1k\Omega + 4k5\Omega)33nF} + \frac{1}{2\pi\left(1k\Omega \parallel \frac{300k\Omega \parallel 150k\Omega \parallel 1k\Omega + 4k5\Omega}{1 + 330}\right)33\mu F} + \\
 &+ \frac{1}{2\pi(10k\Omega + 1.89k\Omega)33nF} = 877Hz + 301.4Hz + 425.6Hz \cong 1.6kHz
 \end{aligned}$$

Este método resulta práctico a la hora de detectar la aportación de cada condensador a la frecuencia de corte inferior. En este caso concreto, el condensador C_S tiene un mayor peso (877Hz) sobre f_L que el resto de los condensadores. Por ello, si se desea reducir esta frecuencia, habría que aumentar C_S o aumentar su resistencia asociada en los valores de R_S y/o Z_i .

La frecuencia de corte superior (f_H) se calcula aplicando el método Miller al tratarse de un amplificador en EC, de forma que

$$\begin{aligned}
 f_H &= \frac{1}{2\pi(R_S \parallel R_{B1} \parallel R_{B2} \parallel h_{ie})[C_{be} + (1 - A_{V_L})C_{ob}]} = \\
 &= \frac{1}{2\pi(1k\Omega \parallel 300k\Omega \parallel 150k\Omega \parallel 4k5\Omega)[89.4pF + (1 - (-116))2.4pF]} \cong 537kHz
 \end{aligned}$$

Finalmente, el diagrama de Bode de la figura 23.5 caracteriza la respuesta en frecuencia del amplificador. La ganancia A_{V_S} a frecuencia medias cuyo valor es de -95 convertido a dB resulta $20\log_{10}(95)=39.6dB$. Las frecuencias de corte inferior y superior se definen como las frecuencias a las cuales esta ganancia decae en 3dB, es decir, las frecuencias a la cual la ganancia pasa a valer 36.6dB. El ancho de banda (*bandwidth* o BW) de este amplificador es

$$BW = f_H - f_L = 537kHz - 1.6kHz \cong 535kHz$$

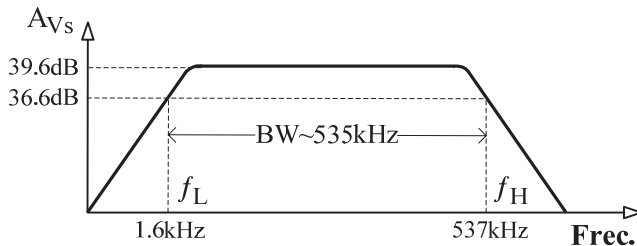


Fig. 23.5. Diagrama de Bode del circuito.

— ○ ○ —

PROBLEMA 24

Para el amplificador basado en un JFET de la figura 24.1, se pide:

- Punto de trabajo del transistor.
- Frecuencia de corte inferior.
- Frecuencia de corte superior.

Datos: $V_{DD}=18V$, $R_D=3k\Omega$, $R_G=2M\Omega$, $R_S=R_F=1k\Omega$, $R_L=3k9\Omega$, $C_G=0.1\mu F$, $C_D=4.7\mu F$, $C_F=10\mu F$, $V_{GS(off)}=-3.5V$.

Nota: Despreciar la capacidad interna del JFET (C_{ds}).

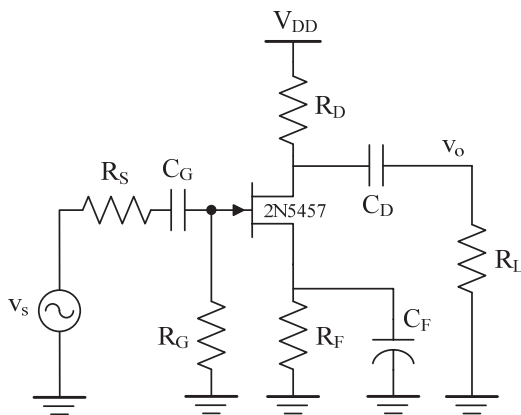


Fig. 24.1

Ver también el problema 11 (pág. 31) y sección 3.4 del libro *Electrónica Básica para Ingenieros*.

- El punto de trabajo de este transistor se calcula a partir de su ecuación característica

$$I_D = I_{DSS} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P} \right)^2 \quad (1)$$

siendo $I_{DSS}=5mA$ y $V_P=V_{GS(off)}=-3.5V$. La relación entre I_D y V_{GS} se consigue a partir de la resistencia R_F como

$$V_{GS} = -I_D R_F \quad (2)$$

Resolviendo el sistema de ecuaciones (1) y (2) se obtiene como resultado $I_D = 1.55\text{mA}$ y $V_{GS} = -1.55\text{V}$. Por otra parte, analizando la malla de salida

$$V_{DS} = V_{DD} - I_D (R_D + R_F) = 18\text{V} - 1.55\text{mA} (3\text{k}\Omega + 1\text{k}\Omega) = 11.8\text{V}$$

——— ° ○

ⓑ Los parámetros de pequeña señal de este transistor utilizando gráficas son

$$y_{os} = 13\mu\Omega^{-1} \Rightarrow r_d = y_{os}^{-1} = 76.9\text{k}\Omega$$

$$y_{fs} = g_m = 2.8\text{m}\Omega^{-1}$$

La frecuencia de corte inferior f_L viene dada por esta ecuación

$$\begin{aligned} f_L &= \frac{1}{2\pi(R_S + R_G)C_G} + \frac{1}{2\pi\left(R_F \parallel \frac{r_d + R_D \parallel R_L}{1 + g_m r_d}\right)C_F} + \frac{1}{2\pi(r_d \parallel R_D + R_L)C_D} = \\ &= \frac{1}{2\pi(1\text{k}\Omega + 2\text{M}\Omega)0.1\mu\text{F}} + \frac{1}{2\pi\left(1\text{k}\Omega \parallel \frac{76.9\text{k}\Omega + 2\text{k}\Omega \parallel 3.9\text{k}\Omega}{1 + 2.8\text{m}\Omega^{-1}76.9\text{k}\Omega}\right)10\mu\text{F}} + \\ &+ \frac{1}{2\pi(76.9\text{k}\Omega \parallel 2\text{k}\Omega + 3.9\text{k}\Omega)4.7\mu\text{F}} = 0.8\text{Hz} + 59.7\text{Hz} + 5\text{Hz} = 65.5\text{Hz} \end{aligned}$$

——— ° ○

ⓒ Las capacidades internas del transistor 2N5457 se extraen a partir de las curvas especificadas por el fabricante indicadas en la figura 24.2.

El valor de C_{iss} para $V_{GS} = -1.55\text{V}$ es de 4.5pF . Por otra parte, la C_{rss} depende de la tensión V_{DS} y el fabricante proporciona las curvas para dos valores: 0 y 15V. El punto de trabajo del transistor tiene una $V_{DS} = 11.8\text{V}$, luego una aproximación sería $C_{rss} = 1.8\text{pF}$. Las capacidades asociadas a los terminales del JFET son

$$C_{gs} = C_{iss} - C_{rss} = 2.7\text{pF}$$

$$C_{gd} = C_{rss} = 1.8\text{pF}$$

$$C_{ds} \cong 0 \quad (\text{dato del problema})$$

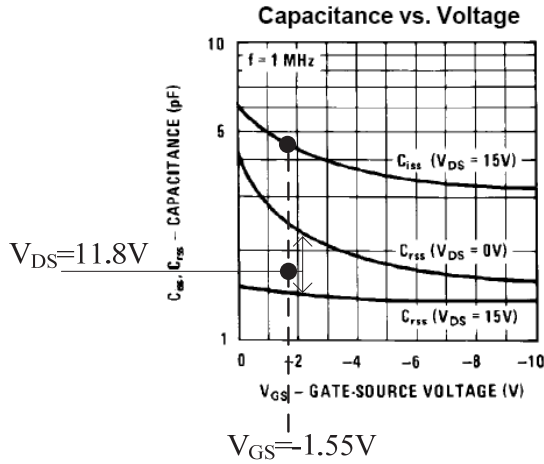


Fig. 24.2. Estimación de las capacidades internas del JFET.

Aplicando el teorema de Miller, la frecuencia de corte superior f_H vale

$$f_H = \frac{1}{2\pi(R_S \parallel R_G)[C_{gs} + (1 - A_V)C_{gd}]} \quad (3)$$

Donde la ganancia en tensión vale

$$A_V = -g_m(R_L \parallel R_D \parallel r_d) = 2.8\text{m}\Omega^{-1}(2\text{k}\Omega \parallel 3.9\text{k}\Omega \parallel 76.9\text{k}\Omega) = -4.64$$

Reemplazando valores en la ecuación (3) resulta que

$$\begin{aligned} f_H &= \frac{1}{2\pi(R_S \parallel R_G)[C_{gs} + (1 - A_V)C_{gd}]} = \\ &= \frac{1}{2\pi(1\text{k}\Omega \parallel 2\text{M}\Omega)[2.7\text{pF} + (1 - (-4.64))1.8\text{pF}]} = 12.4\text{MHz} \end{aligned}$$

— ○ ○ —

PROBLEMA 25

El circuito de la figura 25.1 corresponde al esquema de un amplificador cascode que se caracteriza por tener dos transistores en serie; en este caso un EC con un BC. Calcular el ancho de banda del amplificador.

Datos: $V_{CC}=12V$, $R_S=330\Omega$, $R_{B1}=R_B=330k\Omega$, $R_{B2}=220k\Omega$, $R_E=R_{C2}=1k\Omega$, $R_{C1}=2k\Omega$, $C_S=10nF$, $C_E=10\mu F$, $C_B=20\mu F$.

Nota: $h_{re}=h_{oe}=0$. Hacer las aproximaciones que se consideren oportunas.

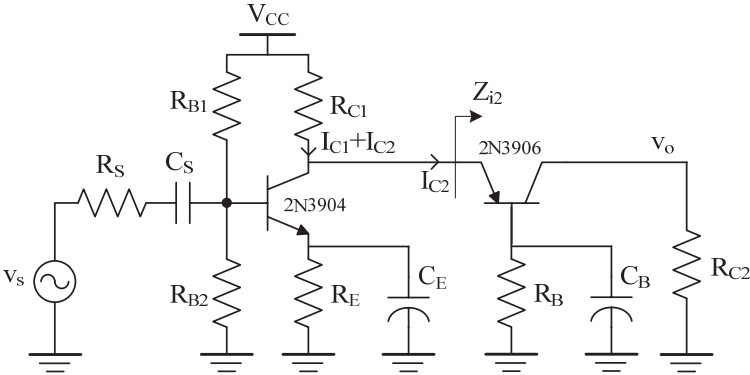


Fig. 25.1

DC Current Gain(1)		h_{FE}			
$(I_C = 0.1 \text{ mA dc}, V_{CE} = 1.0 \text{ V dc})$	2N3903	20	—	—	—
	2N3904	40	—		
$(I_C = 1.0 \text{ mA dc}, V_{CE} = 1.0 \text{ V dc})$	2N3903	35	—	—	—
	2N3904	70	—		
$(I_C = 10 \text{ mA dc}, V_{CE} = 1.0 \text{ V dc})$	2N3903	50	150	300	—
	2N3904	100	300		
$(I_C = 50 \text{ mA dc}, V_{CE} = 1.0 \text{ V dc})$	2N3903	30	—	—	—
	2N3904	60	—		
$(I_C = 100 \text{ mA dc}, V_{CE} = 1.0 \text{ V dc})$	2N3903	15	—	—	—
	2N3904	30	—		

Fig. 25.2. h_{FE} del 2N3904.

En primer lugar se calcula la h_{FE} de ambos transistores. El fabricante no indica explícitamente su valor, sino que es preciso estimarlo a partir de los datos de sus hojas de características. Para el 2N3904, el fabricante proporciona una relación muy escueta de la h_{FE} de este transistor para diferentes valores típicos de corriente de colector tal como se muestra en la figura 25.2. Si se escoge $I_C=10\text{mA}$, entonces el fabricante indica que los valores de h_{FE} están comprendidos entre un valor mí-

nimo de 100 y uno máximo de 300. Por consiguiente, una buena aproximación es considerar que su valor típico es el promedio de ambos valores

$$h_{FE}(\text{typ})|_{I_C=10\text{mA}} = \frac{100 + 300}{2} = 200$$

Sin embargo, en el supuesto de que la corriente de colector fuera muy inferior, por ejemplo $I_C=1\text{mA}$, hay que utilizar la curva de normalización de la figura 25.3 proporcionada por el fabricante. En esta gráfica claramente se observa que el paso de $I_C=10\text{mA}$ a $I_C=1\text{mA}$ implica una reducción de la h_{FE} por un factor de aproximadamente 0.75. Luego, la h_{FE} para un valor de $I_C=1\text{mA}$ se puede estimar como

$$h_{FE}(\text{typ})|_{I_C=1\text{mA}} = 0.75 \cdot h_{FE}(\text{typ})|_{I_C=10\text{mA}} = 0.75 \cdot 200 = 150$$

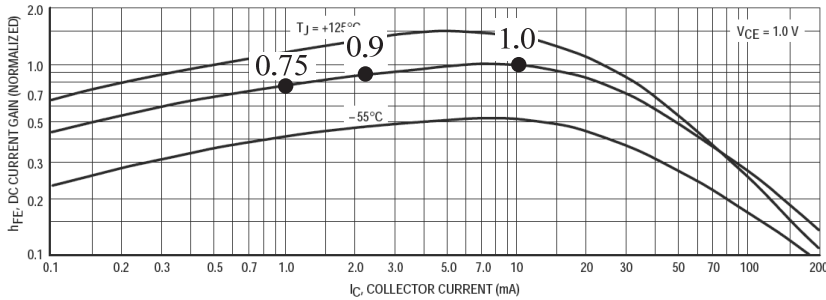


Fig. 25.3. Curvas de normalización de la h_{FE} .

Realizando el mismo proceso para el transistor 2N3906, la h_{FE} estimada es de 160. Una vez calculada las h_{FE} de ambos transistores, la corriente de colector del 2N3904 viene dada por la ecuación

$$I_{C1} = h_{FE} \frac{\frac{R_{B2}}{R_{B2} + R_{B1}} V_{CC} - V_{BE}}{R_{B2} \parallel R_{B1} + h_{FE} R_E} = 150 \frac{\frac{220\text{k}\Omega}{220\text{k}\Omega + 330\text{k}\Omega} 12\text{V} - 0.7\text{V}}{220\text{k}\Omega \parallel 330\text{k}\Omega + 150 \cdot 1\text{k}\Omega} = 2.18\text{mA} \quad (1)$$

En este caso, hay que realizar un ajuste de la h_{FE} del transistor de forma que el factor de la aproximación para $I_C=2.18\text{mA}$ es $0.9 \Rightarrow h_{FE}(\text{typ})=0.9 \cdot 200=190$. Recalculando la ecuación (1) con este nuevo valor de h_{FE} resulta que $I_C=2.4\text{mA}$. Para calcular la corriente de colector del segundo transistor hay que tener en cuenta que por R_{C1} circula la corriente de ambos transistores, de forma que

$$V_{CC} = R_{C1} (I_{C1} + I_{C2}) + V_{EB} + I_{B2} R_B$$

Despejando I_{C2} resulta

$$I_{C2} = \frac{V_{CC} - I_{C1}R_{C1} - V_{EB}}{R_{C1} + \frac{R_B}{h_{FE}}} = \frac{12V - 2.4mA \cdot 2k\Omega - 0.7V}{2k\Omega + \frac{330k\Omega}{190}} = 1.74mA$$

Para el 2N3904 con una $I_C=2.4mA$, los parámetros de pequeña señal valen

$$h_{ie1} = 2k\Omega, \quad h_{fe1} = 160, \quad h_{re1} = h_{oe1} = 0$$

Para el 2N3906 con una $I_C=1.74mA$, los parámetros de pequeña señal valen

$$h_{ie2} = 2k4\Omega, \quad h_{fe2} = 150, \quad h_{re2} = h_{oe2} = 0$$

Los condensadores externos fijan la frecuencia de corte inferior cuya expresión vale

$$\begin{aligned} f_L &= \frac{1}{2\pi C_S (R_S + R_{B1} \parallel R_{B2} \parallel h_{ie1})} + \frac{1}{2\pi C_E \left(R_E \parallel \frac{R_{B1} \parallel R_{B2} \parallel R_S + h_{ie1}}{1 + h_{fe1}} \right)} + \\ &+ \frac{1}{2\pi C_B [R_{B1} \parallel R_{B2} \parallel (h_{ie2} + (1 + h_{fe2})R_{C1})]} = \\ &= \frac{1}{2\pi \cdot 10nF (330\Omega + 330k\Omega \parallel 220k\Omega \parallel 2k\Omega)} + \\ &+ \frac{1}{2\pi \cdot 10\mu F \left(1k\Omega \parallel \frac{330k\Omega \parallel 220k\Omega \parallel 330\Omega + 2k\Omega}{1 + 160} \right)} + \\ &+ \frac{1}{2\pi \cdot 20\mu F [330k\Omega \parallel 220k\Omega \parallel (2k4\Omega + (1 + 150)2k\Omega)]} \cong 8kHz \end{aligned}$$

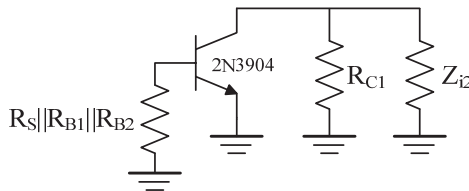


Fig. 25.4. Circuito equivalente en alterna asociado al transistor 2N3904.

Para calcular la frecuencia de corte superior hay que observar que la segunda etapa es un BC. En estas etapas la frecuencia de corte superior está fijada por la frecuencia de transición o f_T , que para el transistor 2N3906 su valor típico es de

250MHz. Luego, la frecuencia de corte superior del circuito estará fijada por la primera etapa cuyo circuito equivalente en alterna se muestra en la figura 25.4, siendo Z_{i2} la impedancia de entrada de la segunda etapa cuyo valor es la h_{ib} de forma que

$$Z_{i2} = h_{ib2} = \frac{h_{ie2}}{1 + h_{fe2}} = 15.9\Omega$$

El cálculo de la capacidad B-C o C_{obo} del 2N3904 precisa conocer la tensión inversa de la unión BC, que para este circuito vale

$$\begin{aligned} V_{CB} &= V_C - V_B = V_{CC} - (I_{C1} + I_{C2})R_{C1} - (V_{BE} + I_{C1}R_E) \\ &= 12V - (2.4mA + 1.74mA)2k\Omega - (0.7V + 2.4mA \cdot 1k\Omega) \cong 0.62V \end{aligned}$$

Mirando en la curva de la figura 25.5 resulta que $C_{obo} = 3pF$ para $V_{CB} = 0.62V$. La capacidad B-E del transistor cuya $f_T = 300MHz$ (ver Prob. 23, pág. 69) vale

$$C_{be} = \frac{I_{C1}}{2\pi f_T V_T} - C_{obo} = \frac{2.4mA}{2\pi \cdot 300MHz \cdot 25mV} - 3pF = 47.9pF$$

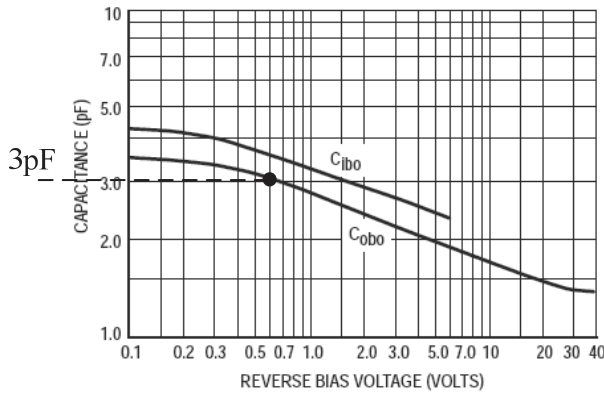


Fig. 25.5. Estimación de las capacidades internas del 2N3904.

La frecuencia de corte superior (f_H) se obtiene aplicando el teorema de Miller como

$$f_H = \frac{1}{2\pi(R_S \parallel R_{B1} \parallel R_{B2} \parallel h_{ie1})[C_{be} + (1 - A_V)C_{obo}]}$$

siendo la ganancia en tensión de la primera etapa

$$A_V = -h_{fe1} \frac{R_{C1} \parallel Z_{i2}}{h_{ie1}} \cong -1.26$$

Reemplazando sus valores numéricos se obtiene como resultado $f_H \approx 11 \text{ MHz}$.
Luego, el ancho de banda o *band-width* (BW) de este amplificador es

$$BW = f_H - f_L \approx f_H = 11 \text{ MHz}$$

———— ◦ ○ ◦ ————

En un circuito con realimentación, la salida se muestrea y una parte de ella es enviada a la entrada. La señal de retorno se combina con la señal de entrada original, produciendo cambios apreciables en las características del circuito. La realimentación negativa significa que la señal de retorno tiene fase opuesta a la señal de entrada. Las ventajas de la realimentación negativa son la estabilización de la ganancia, la mejora de las impedancias de entrada y salida, la reducción de la distorsión no lineal y el aumento del ancho de banda.

En los problemas de este capítulo se analizan los cuatro tipos de realimentación que se pueden dar en un amplificador: (1) realimentación de tensión en serie, (2) realimentación de tensión en paralelo, (3) realimentación de corriente en serie, y (4) realimentación de corriente en paralelo. El muestreo de la red de realimentación de la salida del amplificador puede ser de tensión o de corriente. En el muestreo de tensión, la red de realimentación se conecta en paralelo con la salida del amplificador, lo cuál provoca una disminución de la impedancia de salida del amplificador realimentado; mientras que en el muestreo de corriente se conecta en serie con la salida, lo que resulta en un aumento de la impedancia de salida del amplificador. La señal de retorno se puede combinar en serie o en paralelo con la entrada. La conexión en serie con la entrada da por resultado un aumento de la impedancia de entrada del amplificador realimentado; mientras que la conexión en paralelo provoca una disminución de la impedancia de entrada.

LISTADO DE PROBLEMAS

- Problema 26, pág. 82: *Modelos equivalentes de un amplificador.*
- Problema 27, pág. 84: *Amplificador con realimentación de corriente en serie.*
- Problema 28, pág. 86: *Amplificador con realimentación de tensión en serie.*
- Problema 29, pág. 88: *Amplificador con realimentación de corriente en paralelo.*
- Problema 30, pág. 91: *Amplificador con realimentación de tensión en serie.*
- Problema 31, pág. 95: *Amplificador con realimentación de tensión en paralelo.*



PROBLEMA 26

El amplificador de la figura 26.1 tiene los siguientes valores: $R_S=1k\Omega$, $R_L=1k\Omega$, $Z_i=200\Omega$, $Z_o=200\Omega$, $A_v=1000$. Obtener los modelos equivalentes de corriente, de transresistencia y de transconductancia.

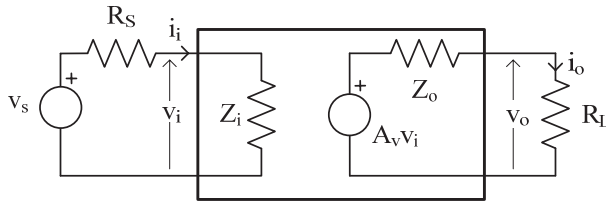


Fig. 26.1. Modelo equivalente de tensión.

————— ○ ○ —————

La ganancia de tensión de este amplificador incluyendo la resistencia de carga R_L vale

$$A_V = \frac{R_L}{R_L + Z_o} A_v = \frac{1k\Omega}{1k\Omega + 200\Omega} 1000 = 833.3$$

La ganancia de corriente sin y con resistencia de carga definida a partir de la ganancia de tensión es

$$A_i = \frac{Z_i}{Z_o} A_v = \frac{200\Omega}{200\Omega} 1000 = 1000$$

$$A_I = \frac{Z_i}{R_L} A_V = \frac{200\Omega}{1k\Omega} 833.3 = 166.67$$

La ganancia de corriente (A_I) también se puede obtener como

$$A_I = \frac{Z_o}{R_L + Z_o} A_i = \frac{200\Omega}{1k\Omega + 200\Omega} 1000 = 166.67$$

El valor de la transresistencia de este circuito es

$$R_m = Z_i A_v = 200\Omega \cdot 1000 = 2 \cdot 10^5 \Omega$$

$$R_M = \frac{R_L}{R_L + Z_o} R_m = \frac{1k\Omega}{1k\Omega + 200\Omega} 2 \cdot 10^5 \Omega = 166.67 \cdot 10^3 \Omega$$

El valor de la transconductancia de este circuito es

$$G_m = \frac{A_i}{Z_i} = \frac{166.67}{200\Omega} = 5\Omega^{-1}$$

$$G_M = \frac{Z_o}{R_L + Z_o} G_m = \frac{200\Omega}{1k\Omega + 200\Omega} 5\Omega^{-1} = 0.83\Omega^{-1}$$

En las figuras 26.2, 26.3 y 26.4 se muestran los circuitos equivalentes de corriente, transresistencia y transconductancia.

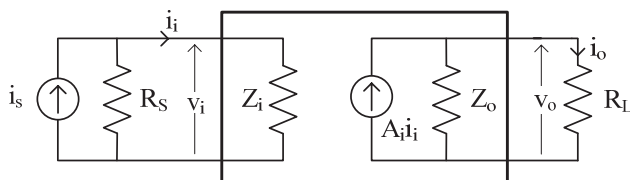


Fig. 26.2. Modelo equivalente de corriente.

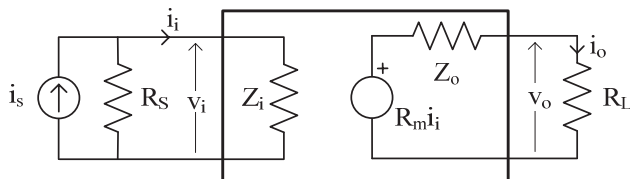


Fig. 26.3. Modelo equivalente de transresistencia.

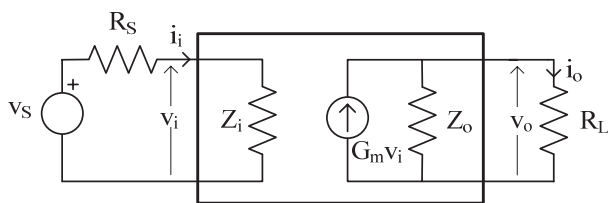
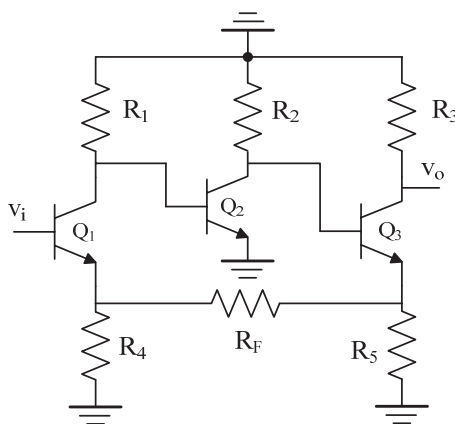


Fig. 26.4. Modelo equivalente de transconductancia.

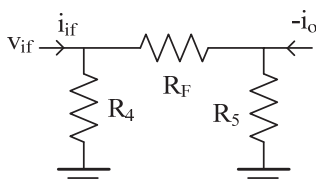
PROBLEMA 27

Suponiendo que la ganancia de lazo del circuito de la figura 27.1 sea mucho mayor que la unidad ($\beta A \gg 1$), obtener la expresión de la ganancia de tensión aproximada ($A_{vf} = v_o/v_i$) del amplificador realimentado.

**Fig. 27.1**

La aproximación $\beta A \gg 1$ implica que las características de ganancia del amplificador realimentado se puede aproximar como

$$A_f = \frac{A}{1 + \beta A} \cong \frac{1}{\beta} \quad (1)$$

**Fig. 27.2. Análisis de la red de realimentación.**

Para obtener la β en la expresión de la ecuación (1) es preciso identificar el tipo de realimentación del circuito de la figura 27.1. Se trata de un amplificador con realimentación de corriente en serie, es decir, un amplificador de transconductancia (G_M). El factor β se obtiene analizando la red de realimentación mostrada en la figura 27.2.

$$\beta = -\left. \frac{v_{if}}{i_o} \right|_{i_{if}=0} = -\frac{R_5 R_4}{R_5 + R_F + R_4} \quad (2)$$

Luego, sustituyendo la ecuación (2) en (1) resulta

$$G_{Mf} \cong \frac{1}{\beta} = -\frac{R_5 + R_F + R_4}{R_5 R_4} \quad (3)$$

Por otra parte, se sabe que

$$G_{Mf} = \frac{A_{If}}{Z_{if}} \Rightarrow A_{If} = G_{Mf} Z_{if} \quad (4)$$

y

$$A_{Vf} = A_{If} \frac{R_3}{Z_{if}} \quad (5)$$

Sustituyendo (3) y (4) en (5) se obtiene la relación pedida

$$A_{Vf} = G_{MF} Z_{if} \frac{R_3}{Z_{if}} = G_{Mf} R_3 = -\frac{R_5 + R_F + R_4}{R_5 R_4} R_3$$

————— ◦ ○ ◦ —————

PROBLEMA 28

En la figura 28.1 se indica una aplicación típica de un OA. Utilizando el modelo real del OA y aplicando teoría de realimentación, obtener el modelo equivalente de tensión del amplificador completo.

Datos: El modelo del OA es $R_i=5k\Omega$, $R_o=1k\Omega$, $A_d=1000$, $R_1=1k\Omega$, $R_2=2k\Omega$, $R_3=3k\Omega$

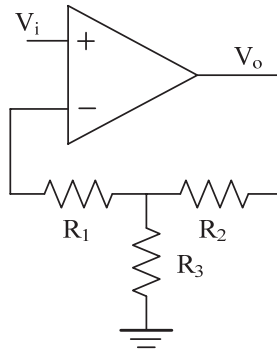


Fig. 28.1

Un paso previo a la aplicación de la teoría de realimentación es identificar en primer lugar el tipo de amplificador realimentado. Dado que la tensión de salida se realimenta a la entrada en forma serial, se trata de un amplificador realimentado de V en serie (A_V).

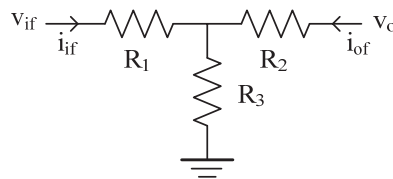


Fig. 28.2. Análisis de la red de realimentación.

En primer lugar se analiza la red de realimentación (figura 28.2) aplicando las ecuaciones correspondientes a este tipo de amplificador realimentado

$$Z_{1f} = \left. \frac{v_{if}}{i_{if}} \right|_{v_o=0} = R_1 + R_2 \parallel R_3 = 1k\Omega + 2k\Omega \parallel 3k\Omega = 2k2\Omega$$

$$Z_{2f} = \left. \frac{v_o}{i_{of}} \right|_{i_{if}=0} = R_2 + R_3 = 2k\Omega + 3k\Omega = 5k\Omega$$

$$\beta = \left. \frac{v_{if}}{v_o} \right|_{i_{if}=0} = \frac{R_3}{R_3 + R_2} = \frac{3k\Omega}{3k\Omega + 2k\Omega} = 0.6$$

A continuación se obtiene el circuito equivalente ampliado del amplificador sin incluir la realimentación β pero con las impedancias de entrada y salida de la red de realimentación, resultando el circuito de la figura 28.3.

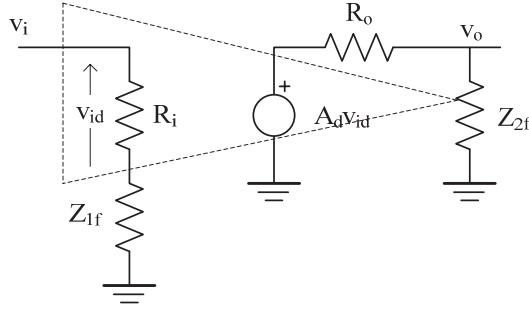


Fig. 28.3. Amplificador básico ampliado.

El modelo equivalente en tensión del amplificador de la figura 28.3 es

$$Z_i = R_i + Z_{1f} = 7.2k\Omega$$

$$Z_o = R_o \parallel Z_{2f} = 833\Omega$$

$$\left. \begin{aligned} v_{id} &= \frac{R_i}{R_i + Z_{1f}} v_i \\ v_o &= \frac{Z_{2f}}{Z_{2f} + R_o} A_d v_{id} \end{aligned} \right\} \Rightarrow A_V = \frac{v_o}{v_i} = \frac{R_i}{R_i + Z_{1f}} \frac{Z_{2f}}{Z_{2f} + R_o} A_d = 579$$

A partir de este modelo de tensión, las expresiones y valores del amplificador realimentado de la figura 28.1 son

$$A_{Vf} = \frac{A_V}{1 + \beta A_V} = \frac{579}{1 + 0.6 \cdot 579} = 1.66$$

$$Z_{if} = Z_i (1 + \beta A_V) = 7.2k\Omega (1 + 0.6 \cdot 579) = 2.5M\Omega$$

$$Z_{of} = \frac{Z_o}{1 + \beta A_V} = \frac{833\Omega}{1 + 0.6 \cdot 579} = 2.39\Omega$$

— ○ ○ —

PROBLEMA 29

Obtener el modelo equivalente en corriente del amplificador realimentado de la figura 29.1.

Datos: $V_{CC}=12V$, $R_B=10M\Omega$, $R_{C1}=2k\Omega$, $R_{C2}=500\Omega$, $R_S=R_F=1k\Omega$, $R_E=50\Omega$, $h_{fe}=50$, $h_{ie}=1.1k\Omega$.

Nota: Despreciar h_{re} , h_{oe} y R_B .

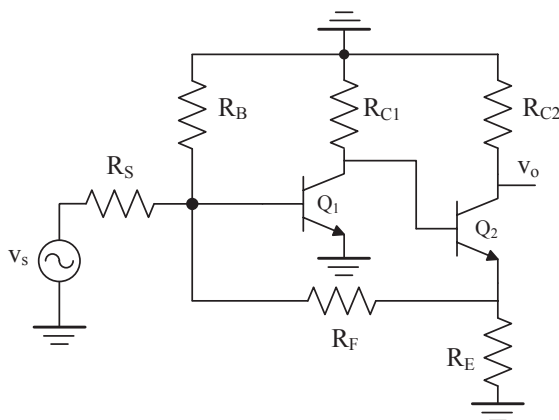


Fig. 29.1

En primer lugar hay que identificar el tipo de realimentación para aplicar las ecuaciones correspondientes. La red de realimentación la forman las resistencias R_F y R_E . El muestreo es de corriente, puesto que la corriente de salida en la resistencia de carga R_{C2} es igual a la corriente que circula por R_E . La compensación se realiza en paralelo o de malla, puesto que la corriente del generador de señal v_s se reparte entre la del amplificador (base de Q_1) y la que va a la red de realimentación a través de R_F . Por consiguiente, se trata de un amplificador de I en paralelo, cuyo modelo de pequeña señal que lo caracteriza es el de un amplificador en corriente (A_I).

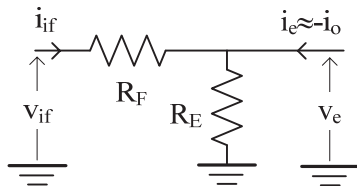


Fig. 29.2. Análisis de la red de realimentación.

Los parámetros de la red de realimentación de la figura 29.2 son

$$Z_{1f} = \left. \frac{v_{if}}{i_{if}} \right|_{i_e=0} = R_F + R_E = 1k2\Omega + 50\Omega = 1250\Omega$$

$$Z_{2f} = \left. \frac{v_e}{i_e} \right|_{v_{if}=0} = R_F \parallel R_E = 1k2\Omega \parallel 50\Omega = 48\Omega$$

$$\beta = \left. \frac{i_{if}}{i_e} \right|_{v_{if}=0} = - \left. \frac{i_{if}}{i_o} \right|_{v_{if}=0} = \frac{R_E}{R_F + R_E} = \frac{50\Omega}{1k2\Omega + 50\Omega} = 0.04$$

Una vez obtenido el efecto de carga (Z_{1f} , Z_{2f}) de la red de realimentación, se construye el amplificador ampliado sin realimentación de la 29.3. Está formado por el amplificador básico ampliado que incluye las impedancias Z_{1f} y Z_{2f} de la red de realimentación, y los circuitos de entrada y salida externos al amplificador realimentado.

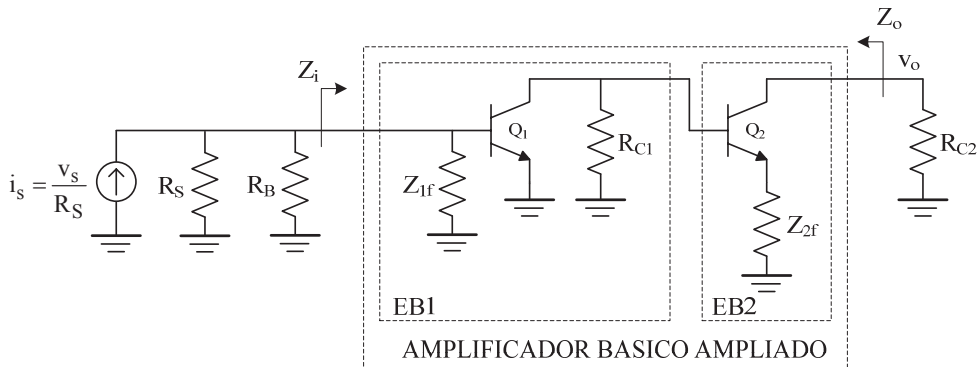


Fig. 29.3. Amplificador básico ampliado.

A continuación se calcula el modelo de corriente del amplificador básico ampliado analizando por separado las dos etapas básicas etiquetadas por EB1 y EB2.

- Etapa básica 1 o EB1.

$$Z_{i1} = Z_{1f} \parallel h_{ie1} = 585\Omega$$

$$Z_{o1} = R_{C1} = 2k2\Omega$$

$$A_{i1} = -h_{fe} \frac{Z_{1f}}{Z_{1f} + h_{ie1}} = -26.6$$

- Etapa básica 2 o EB2.

$$Z_{i2} = h_{ie} + (1 + h_{fe})Z_{2f} = 3.6k\Omega$$

$$Z_{o2} = \infty$$

$$A_{i2} = -h_{fe} = -50$$

El modelo de corriente del amplificador básico ampliado es

$$Z_i = Z_{i1} = 585\Omega$$

$$Z_o = Z_{o2} = \infty$$

$$A_i = \frac{Z_{o1}}{Z_{o1} + Z_{i2}} A_{i1} A_{i2} = 504$$

La ganancia en corriente incluyendo la carga externa R_{C2} vale

$$A_I = \frac{Z_o}{Z_o + R_{C2}} A_i = A_i = 504$$

Una vez conocido las características de este amplificador básico ampliado, se aplica la teoría de realimentación para obtener el modelo en corriente del amplificador realimentado.

$$A_{If} = \frac{A_I}{1 + \beta A_I} = \frac{504}{1 + 0.04 \cdot 504} = 23.8$$

$$Z_{if} = \frac{Z_i}{1 + \beta A_i} = \frac{585\Omega}{1 + 0.04 \cdot 504} = 27.64\Omega$$

$$Z_{of} = Z_o \left(1 + \frac{R_S \parallel R_B}{Z_i + R_S \parallel R_B} \beta A_i \right) = \infty \text{ puesto que } Z_o = \infty \Rightarrow Z'_{of} = Z_{of} \parallel R_{C2} = 500\Omega$$

La ganancia en corriente del amplificador completo es

$$A_{I_s} = \frac{R_B \parallel R_S}{R_B \parallel R_S + Z_{if}} A_{If} \cong A_{If} = 23.8$$

————— ◦ ○ ◦ —————

PROBLEMA 30

En la figura 30.1 se muestra un amplificador constituido por dos etapas, una etapa amplificadora básica basada en el N-JFET 2N5457 y otra en el transistor bipolar BC547A. Para este circuito, se pide:

- Determinar utilizando gráficas el punto de trabajo (I_{DQ} , V_{DSQ} , V_{GSQ}) del transistor N-JFET.
- Calcular el punto de trabajo del transistor bipolar (I_{CQ} , I_{BQ} , V_{CEQ})
- Obtener la A_V , Z_i y Z_o .

Datos: $V_{CC}=20V$, $R_C=3k\Omega$, $R_D=6k\Omega$, $R_{S1}=R_{S2}=1k\Omega$, $R_E=R_F=10k\Omega$, $V_{GS(off)}=-5.8V$, $V_{BE}=0.7V$.

Nota: Hacer la aproximación $h_{re}=h_{oe}=0$. Despreciar las corrientes de base del transistor bipolar.

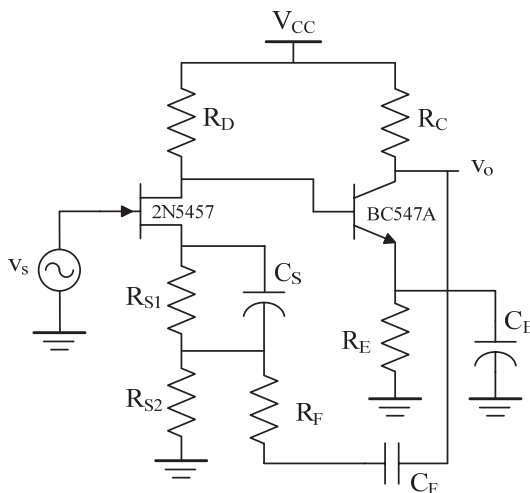


Fig. 30.1

- Ⓐ El transistor 2N5457 utiliza un circuito autopolarización en donde

$$V_{GS} = -I_D (R_{S1} + R_{S2}) = -2k\Omega \cdot I_D$$

Si se representa esta recta en las curvas de las características del transistor proporcionadas por el fabricante $V_{GS(off)}=-5.8V$, se comprueba que su punto de

trabajo es $V_{GSQ} = -3.3\text{V}$ e $I_{DQ} = 1.65\text{mA}$ (ver Prob. 11, pág. 31). Si se desprecia la corriente de base del transistor bipolar tenemos

$$V_{DSQ} = V_{CC} - I_D (R_D + R_{S1} + R_{S2}) = 20\text{V} - 1.65\text{mA} (6\text{k}\Omega + 1\text{k}\Omega + 1\text{k}\Omega) = 6.8\text{V}$$

————— ◦ ○

② La corriente de colector del transistor bipolar se calcula como

$$I_C = \frac{V_B - V_{BE}}{R_E} = \frac{V_{CC} - I_D R_D - V_{BE}}{R_E} = \frac{20\text{V} - 1.65\text{mA} \cdot 6\text{k}\Omega - 0.7\text{V}}{10\text{k}\Omega} = 0.94\text{mA}$$

Luego, $I_{BQ} = I_C / h_{FE} = 0.94\text{mA} / 175 = 5.37\mu\text{A}$. Por último, la tensión colector-emisor del transistor vale

$$V_{CEQ} = V_{CC} - I_C (R_C + R_E) \cong 20\text{V} - 0.94\text{mA} (3\text{k}\Omega + 10\text{k}\Omega) \cong 7.5\text{V}$$

————— ◦ ○

③ La red de realimentación la forman las resistencias R_F y R_{S2} . El muestreo es de tensión al conectarse directamente la resistencia R_F al nudo de salida. La compensación se realiza en serie, puesto que la tensión de entrada, parte cae en el amplificador a través del transistor JFET y parte en la resistencia R_{S2} . Por consiguiente, se trata de un amplificador realimentado de V en serie, cuyo modelo de pequeña señal que lo caracteriza es el de un amplificador en tensión (A_V).

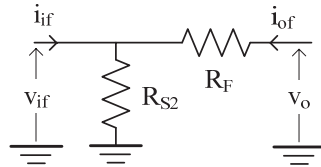


Fig. 30.2. Red de realimentación.

En primer lugar se analiza la red de realimentación de la figura 30.2 que va a permitir obtener el amplificador básico ampliado. Los parámetros de esta red son

$$Z_{1f} = \left. \frac{v_{if}}{i_{if}} \right|_{v_o=0} = R_F \parallel R_{S2} = 10\text{k}\Omega \parallel 1\text{k}\Omega = 0.909\text{k}\Omega$$

$$Z_{2f} = \left. \frac{v_o}{i_{of}} \right|_{i_{if}=0} = R_F + R_{S2} = 10\text{k}\Omega + 1\text{k}\Omega = 11\text{k}\Omega$$

$$\beta = \left. \frac{v_{if}}{v_o} \right|_{i_{if}=0} = \frac{R_{S2}}{R_F + R_{S2}} = \frac{1k\Omega}{10k\Omega + 1k\Omega} = 0.09$$

A continuación se añade el efecto de la carga (Z_{1f} , Z_{2f}) en el amplificador de la figura 30.1, resultando el amplificador básico ampliado mostrado en la figura 30.3. Este circuito lo forman dos amplificadores básicos (EB1 y EB2) con la resistencia externa de carga R_C .

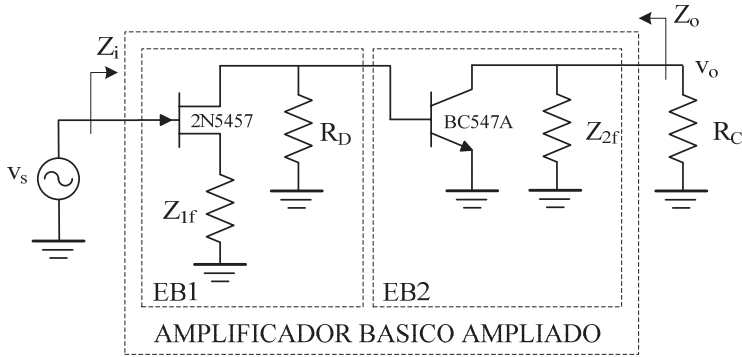


Fig. 30.3. Amplificador básico ampliado.

Antes de hacer un análisis de pequeña señal del amplificador se determinan los parámetros de pequeña señal de ambos transistores a partir de sus *datasheet*, obteniéndose

$$\begin{aligned} \text{JFET 2N5457 } (I_D = 1.65\text{mA}) & \begin{cases} g_m = 3\text{m}\Omega^{-1} \\ r_d = 70\text{k}\Omega \end{cases} \\ \text{BJT BC547A } (I_C = 0.94\text{mA}) & \begin{cases} h_{ie} = 5.5\text{k}\Omega \\ h_{fe} = 210 \\ h_{re} = h_{oe} = 0 \end{cases} \end{aligned}$$

El análisis individual de cada una de las etapas básicas resulta

- Etapa básica 1 o EB1.

$$Z_{i1} = \infty$$

$$Z_{o1} = [r_d + (1 + g_m r_d) Z_{1f}] \parallel R_D = 5.87\text{k}\Omega$$

$$A_{v1} = -\frac{g_m r_d R_D}{R_D + r_d + (1 + g_m r_d) Z_{1f}} = -4.7$$

- Etapa básica 2 o EB2.

$$Z_{i2} = h_{ie} = 5.5 \text{ k}\Omega$$

$$Z_{o2} = Z_{2f} = 1 \text{ k}\Omega$$

$$A_{v2} = -h_{fe} \frac{Z_{2f}}{h_{ie}} = -420$$

El modelo de tensión del amplificador básico ampliado es

$$Z_i = Z_{i1} = \infty$$

$$Z_o = Z_{o2} = 1 \text{ k}\Omega$$

$$A_v = \frac{Z_{i2}}{Z_{o1} + Z_{i2}} A_{v1} A_{v2} = 955$$

La ganancia de tensión incluyendo la resistencia de carga externa R_C vale

$$A_v = \frac{R_C}{Z_o + R_C} A_v = 220$$

Una vez conocido las características de este amplificador básico ampliado, se aplica la teoría de realimentación para conocer el modelo de tensión del amplificador realimentado.

$$A_{vf} = \frac{A_v}{(1 + \beta A_v)} = 10.6$$

$$Z_{if} = Z_i (1 + \beta A_v) = \infty$$

$$Z_{of} = \frac{Z_o}{1 + \beta A_v} = 127 \Omega \Rightarrow Z'_{of} = Z_{of} \parallel R_C = 122 \Omega$$

————— ◦ ○ ◦ —————

PROBLEMA 31

Para el amplificador realimentado de la figura 31.1, se pide:

- Obtener el modelo equivalente.
- Demostrar que en este amplificador se verifica que $A_{Vf} \approx A_V$.

Datos: $V_{CC}=12V$, $R_1=R_2=R_3=10k\Omega$, $R_4=40k\Omega$, $R_5=30k\Omega$, $R_S=5k\Omega$, $h_{fe}=50$, $h_{ie}=1k\Omega$, $h_{re}=h_{oe}=0$.

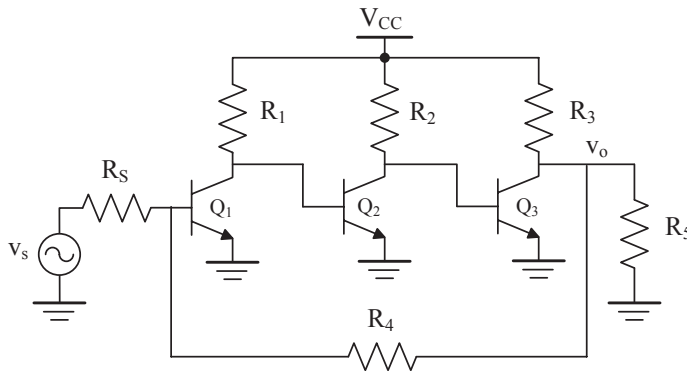


Fig. 31.1

① La red de realimentación está formado por la resistencia R_4 . El muestreo es de tensión al conectarse directamente la resistencia R_4 al nudo de salida. La compensación se realiza en paralelo, puesto que la corriente de entrada se reparte entre la base de Q_1 y la que circula por R_4 . Por consiguiente, se trata de un amplificador de V en paralelo, cuyo modelo de pequeña señal que lo caracteriza es el de un amplificador de transresistencia (R_M).

El análisis de la red de realimentación de la figura 31.2 permite obtener los siguientes parámetros

$$Z_{1f} = \left. \frac{v_{if}}{i_{if}} \right|_{v_o=0} = R_4 = 40k\Omega$$

$$Z_{2f} = \left. \frac{v_o}{i_{of}} \right|_{v_i=0} = R_4 = 40k\Omega$$

$$\beta = \left. \frac{i_{if}}{v_o} \right|_{v_i=0} = -\frac{1}{R_4} = -\frac{1}{40k\Omega}$$

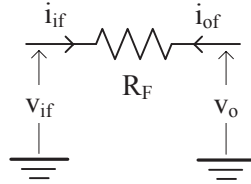


Fig. 31.2. Red de realimentación.

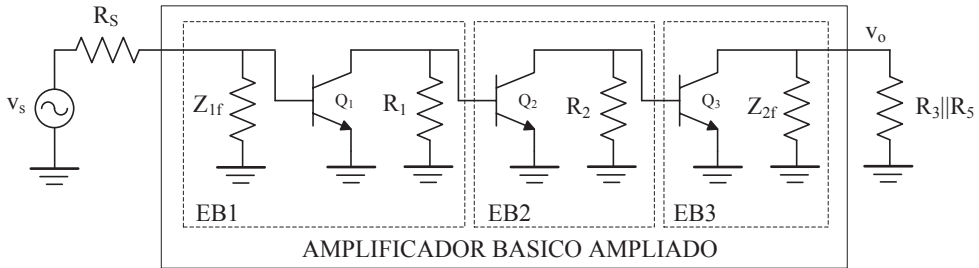


Fig. 31.3. Amplificador básico ampliado.

A continuación se analiza el amplificador básico ampliado mostrado en la figura 31.3 a partir de sus tres etapas básicas.

- Etapa básica 1 o EB1.

$$Z_{i1} = Z_{1f} \parallel h_{ie} = 976\Omega$$

$$Z_{o1} = R_1 = 10k\Omega$$

$$A_{v1} = -h_{fe} \frac{R_1}{h_{ie}} = -500$$

- Etapa básica 2 o EB2.

$$Z_{i2} = h_{ie} = 1k\Omega$$

$$Z_{o2} = R_2 = 10k\Omega$$

$$A_{v2} = -h_{fe} \frac{R_2}{h_{ie}} = -500$$

- Etapa básica 3 o EB3.

$$Z_{i3} = h_{ie} = 1\text{k}\Omega$$

$$Z_{o3} = Z_{2f} = 40\text{k}\Omega$$

$$A_{v3} = -h_{fe} \frac{Z_{2f}}{h_{ie}} = -2000$$

El modelo equivalente en tensión de este amplificador completo es

$$Z_i = Z_{i1} = 976\Omega$$

$$Z_o = Z_{o3} = 40\text{k}\Omega$$

$$A_v = \frac{Z_{i2}}{Z_{o1} + Z_{i2}} \frac{Z_{i3}}{Z_{o2} + Z_{i3}} A_{v1} A_{v2} A_{v3} = -4.13 \cdot 10^6$$

El parámetro de transresistencia vale

$$R_m = Z_i A_v \cong -4 \cdot 10^9 \Omega$$

y el parámetro de transresistencia incluyendo la resistencia de carga $R_3 \parallel R_5$ es

$$R_M = \frac{R_3 \parallel R_5}{R_3 \parallel R_5 + Z_o} R_m \cong -632 \cdot 10^6 \Omega$$

Por consiguiente, las características del amplificador realimentado son

$$Z_{if} = \frac{Z_i}{1 + \beta R_M} = \frac{976\Omega}{1 + \left(-\frac{1}{40\text{k}\Omega}\right)(-632 \cdot 10^6 \Omega)} = 0.06\Omega$$

$$R_{Mf} = \frac{R_M}{1 + \beta R_M} = \frac{-632 \cdot 10^6 \Omega}{1 + \left(-\frac{1}{40\text{k}\Omega}\right)(-632 \cdot 10^6 \Omega)} = -40\text{k}\Omega$$

$$Z_{of} = \frac{Z_o}{1 + \frac{R_S}{R_S + Z_i} \beta R_m} = \frac{40\text{k}\Omega}{1 + \frac{5\text{k}\Omega}{5\text{k}\Omega + 976\Omega} \left(-\frac{1}{40\text{k}\Omega}\right)(-4 \cdot 10^9 \Omega)} = 0.48\Omega$$

— ○ ○

⑥ A continuación se demuestra que en un amplificador de transresistencia se verifica que $A_{Vf} \approx A_V$.

$$A_{Vf} = \frac{R_{Mf}}{Z_{if}} = \frac{\frac{R_M}{1 + \beta R_M}}{\frac{Z_i}{1 + \beta R_M}} = \frac{R_M}{Z_i} = A_V$$

————— ◦ ○ ◦ —————

Las fuentes de corriente son circuitos electrónicos muy importantes que proporcionan, por ejemplo, funciones de polarización como sería el caso de una fuente de corriente de un amplificador diferencial, funciones de carga activa en amplificadores integrados para conseguir muy alta ganancia, o un recurso para generar formas de onda como rampas al cargar un condensador a través de la fuente de corriente.

Una fuente de corriente ideal genera una corriente continua que es fija e independiente de las variaciones de la carga y de la tensión aplicada a sus terminales. Las fuentes de corriente más sencillas son las pasivas, pero tienen el inconveniente de que su resistencia de salida de Norton es baja y necesitan altas tensiones de continua para conseguir niveles moderados de corriente. Por otro lado, las fuentes de corriente activas utilizan, por ejemplo, un transistor bipolar polarizado, que mantiene una resistencia de salida muy alta hasta una tensión colector-emisor de aproximadamente 0.7V, por debajo de la cuál se inicia la saturación que reduce rápidamente la resistencia de salida.

Los problemas de este capítulo analizan diversos tipos de fuentes de corriente y cargas activas utilizados en amplificadores integrados.

LISTADO DE PROBLEMAS

- Problema 32, pág. 101: *Repetidor de corriente.*
- Problema 33, pág. 103: *Par de fuentes de Widlar basadas una BJT y la otra en NMOS.*
- Problema 34, pág. 107: *Fuente de corriente independiente de la tensión de alimentación con bipolares.*
- Problema 35, pág. 108: *Fuente de corriente con transistores MOS.*
- Problema 36, pág. 110: *Circuito de polarización para OA.*
- Problema 37, pág. 113: *Fuente de corriente de bajo nivel de intensidad de salida.*
- Problema 38, pág. 114: *Amplificador multietapa con carga activa basado en bipolares.*

- Problema 39, pág. 116: *Amplificador seguidor de surtidor con carga activa, basado en NMOS.*
- Problema 40, pág. 120: *Amplificador con par JFET-NPN en configuración Darlington y polarización por espejo de corriente con bipolares.*
- Problema 41, pág. 123: *Amplificador con par NMOS-NPN en configuración Darlington y polarización por fuente de Widlar con bipolares.*
- Problema 42, pág. 126: *Carga de un condensador a través de un par de espejos de corriente basados en bipolares.*



PROBLEMA 32

Obtener el valor de las corrientes I_{O1} , I_{O2} , I_{O3} e I_{O4} del circuito de la figura 32.1 para el caso de:

- a) $h_{FE} \gg 1$.
 b) $h_{FE} = 5$ para todos los transistores.

Datos: $V_{CC} = 15V$, $R = 15k\Omega$, $|V_{BE}| = 0.7V$.

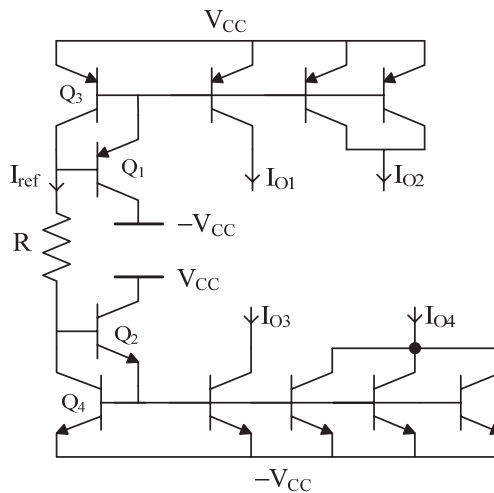


Fig. 32.1

Ⓐ Con la aproximación $h_{FE} \gg 1$ se desprecian las corrientes de base frente a las de colector. En este caso, la corriente de referencia I_{ref} fija la corriente del resto de los transistores de salida al constituir todos ellos espejos de corriente. Su valor es

$$I_{ref} = \frac{2V_{CC} - V_{EB} - V_{BE}}{R} = \frac{2 \cdot 15V - 0.7V - 0.7V}{15k\Omega} = 1.92mA$$

Fácilmente se comprueba que en el circuito de la figura 32.1 se verifica

$$I_{O1} = I_{O3} = I_{ref} = 1.92mA$$

$$I_{O2} = 2I_{ref} = 3.84mA$$

$$I_{O4} = 3I_{ref} = 5.76mA$$

⑥ En este circuito, Q_1 y Q_2 proporcionan la corriente de polarización de base para reducir su efecto en la corriente I_{ref} . En la figura 32.2 se describe el reparto de las corrientes en estos transistores. En Q_2 se verifica

$$I_{ref} = I_{C4} + I_{B2} = I_{C4} + \frac{h_{FE}}{1 + h_{FE}} I_{E2} = I_{C4} + \frac{h_{FE}}{1 + h_{FE}} 5 \cdot I_{B4} = I_{C4} \left(1 + \frac{5}{1 + h_{FE}} \right)$$

Luego, despejando I_{C4} resulta

$$I_{C4} = \frac{I_{ref}}{1 + \frac{5}{1 + h_{FE}}} = \frac{1.92\text{mA}}{1 + \frac{5}{1 + 5}} = 1.047\text{mA}$$

Luego, $I_{O3} = I_{C4} = 1.047\text{mA}$ e $I_{O4} = 3 \cdot I_{C4} = 3.141\text{mA}$. Repitiendo el análisis para Q_1 se tiene

$$I_{C3} = \frac{I_{ref}}{1 + \frac{4}{1 + h_{FE}}} = \frac{1.92\text{mA}}{1 + \frac{4}{1 + 5}} = 1.152\text{mA}$$

Luego, $I_{O1} = I_{C3} = 1.152\text{mA}$ e $I_{O2} = 2 \cdot I_{C3} = 2.304\text{mA}$.

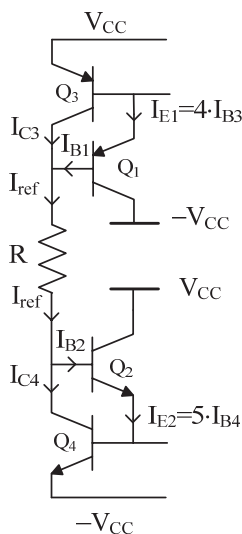


Fig. 32.2. Reparto de corrientes en Q_1 y Q_2 .

PROBLEMA 33

Para las fuentes de corriente Widlar de las figuras 33.1 y 33.2, se pide:

- Calcular la corriente de salida de la fuente de la figura 33.1.
- Diseñar una fuente de corriente Widlar con transistores PNP cuya corriente de salida sea de $100\mu A$.
- Calcular la corriente de salida de la fuente de la figura 33.2.

Datos: $V_{CC}=V_{DD}=15V$, $R_1=14.3k\Omega$, $R_E=5k\Omega$, $R_2=7.58k\Omega$, $R_S=1k\Omega$,

$(W/L)_1=(W/L)_2=10/2$, $k=33\mu A/V^2$, $V_T=1V$.

Nota: Despreciar las corrientes de base.

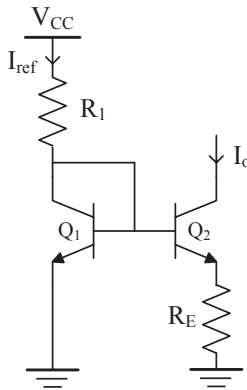


Fig. 33.1

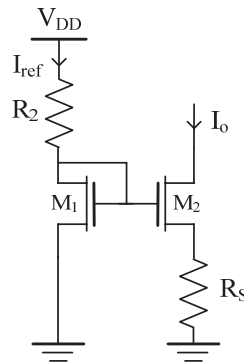


Fig. 33.2

Ver sección 5.4 del libro de *Electrónica Básica para Ingenieros*.

Ⓐ La corriente de salida I_0 de la fuente Widlar de la figura 33.1 viene especificada por la siguiente expresión

$$V_T \ln \left(\frac{I_{ref}}{I_0} \right) = I_0 R_E \quad (1)$$

donde V_T es el potencial térmico cuyo valor es 25mV a 25°C, e I_{ref} vale

$$I_{ref} = \frac{V_{CC} - V_{BE1}}{R_1} = \frac{15V - 0.7V}{14.3k\Omega} = 1mA \quad (2)$$

Reemplazando este valor en la ecuación (1) resulta

$$25\text{mV} \ln\left(\frac{1\text{mA}}{I_o}\right) = I_o 5\text{k}\Omega \quad (3)$$

Para resolver esta ecuación no lineal en I_o , un método sencillo e iterativo pero algo laborioso es asignar valores a I_o y encontrar un valor que iguale a ambos miembros de esta ecuación. Por ejemplo, a continuación se muestra una posible secuencia de asignación de valores

$$I_o = 100\mu\text{A} \Rightarrow 53.56\text{mV} = 500\text{mV}$$

$$I_o = 50\mu\text{A} \Rightarrow 74.84\text{mV} = 250\text{mV}$$

$$I_o = 10\mu\text{A} \Rightarrow 115\text{mV} = 30\text{mV}$$

$$I_o = 20\mu\text{A} \Rightarrow 97.8\text{mV} = 100\text{mV}$$

Por consiguiente, una buena asignación sería $I_o = 20\mu\text{A}$ ya que ambos miembros de la ecuación (3) son muy próximos.

— ◦ ○

⑥ El esquema de una fuente de corriente Widlar con transistores PNP se muestra en la figura 33.3. En este circuito hay que definir el valor de los componentes R_1 , R_E y V_{CC} para que la corriente de salida sea $I_o = 100\mu\text{A}$. Si se asigna los siguientes valores $V_{CC} = 15\text{V}$ e $R_1 = 10\text{k}\Omega$, entonces la corriente de referencia I_{ref} vale

$$I_{\text{ref}} = \frac{V_{CC} - V_{EB1}}{R_1} = \frac{15\text{V} - 0.7\text{V}}{10\text{k}\Omega} = 14.3\text{mA}$$

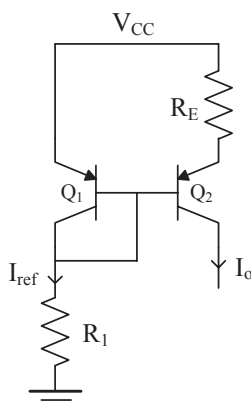


Fig. 33.3. Fuente Widlar con transistores bipolares PNP.

Utilizando la ecuación característica de la fuente Widlar se puede despejar R_E de la siguiente manera

$$V_T \ln \left(\frac{I_{\text{ref}}}{I_o} \right) = I_o R_E \Rightarrow R_E = \frac{V_T}{I_o} \ln \left(\frac{I_{\text{ref}}}{I_o} \right) = \frac{25\text{mV}}{100\mu\text{A}} \ln \left(\frac{1.43\text{mA}}{100\mu\text{A}} \right) = 665\Omega$$

— ° ○

© La técnica de resolución de la fuente Widlar de la figura 33.2 basada en transistores MOS es totalmente diferente. En este caso, la I_{ref} viene dada como

$$I_{\text{ref}} = I_{D1} = \frac{V_{DD} - V_{GS1}}{R_2} \quad (4)$$

Esta ecuación junto a la ecuación característica del transistor M_1

$$I_{D1} = \frac{k}{2} \left(\frac{W}{L} \right)_1 (V_{GS1} - V_T)^2 \quad (5)$$

forman un sistema de segundo grado. Reemplazando la ecuación (4) en (5) resulta

$$\frac{V_{DD} - V_{GS1}}{R_2} = \frac{k}{2} \left(\frac{W}{L} \right)_1 (V_{GS1} - V_T)^2$$

Operando sobre esta ecuación se tiene

$$\frac{V_{DD} - V_{GS1}}{R_2} \frac{2}{k} \left(\frac{L}{W} \right)_1 = (V_{GS1}^2 - 2 V_T V_{GS1} + V_T^2)$$

Sustituyendo valores

$$\frac{15\text{V} - V_{GS1}}{7.58\text{k}\Omega} \frac{2}{33\mu\text{A} / \text{V}^2} \frac{2}{10} = V_{GS1}^2 - 2 \cdot 1\text{V} \cdot V_{GS1} + 1\text{V}^2$$

La ecuación de segundo grado que resulta es

$$V_{GS1}^2 - 0.4V_{GS1} - 23 = 0$$

Resolviendo se tiene dos soluciones

$$V_{GS1} = \frac{0.4 \pm \sqrt{0.4^2 - 4(-23)}}{2} \begin{cases} + \rightarrow V_{GS1} = 5\text{V} \\ - \rightarrow V_{GS1} = -4.6\text{V} \end{cases}$$

La solución válida es la + puesto que se trata de un dispositivo NMOS que opera solo con tensiones $V_{GS} > V_T = 1V$. A partir de la ecuación (4) se obtiene

$$I_{ref} = I_{D1} = \frac{15V - 5V}{7.58k\Omega} = 1.32mA$$

Por otra parte, la relación entre los transistores M_1 y M_2 es

$$V_{GS1} = V_{GS2} + I_{D2}R_S \Rightarrow V_{GS2} = V_{GS1} - I_{D2}R_S = 5 - I_{D2}1k\Omega$$

Sustituyendo V_{GS2} en la ecuación característica de M_2

$$I_{D2} = \frac{k}{2} \left(\frac{W}{L} \right)_2 (V_{GS2} - V_T)^2 = \frac{k}{2} \left(\frac{W}{L} \right)_2 (5 - I_{D2}1k\Omega - V_T)^2$$

Reemplazando por sus valores numéricos resulta

$$I_{D2} = \frac{33\mu A / V^2}{2} \frac{10}{2} (5 - I_{D2}1k\Omega - 1)^2$$

y operando se llega a la siguiente ecuación de segundo grado

$$I_{D2}^2 - 20.12 \cdot 10^{-3} I_{D2} + 16 \cdot 10^{-6} = 0$$

Resolviendo esta ecuación se obtiene como única solución válida $I_{D2} = I_0 = 0.84mA$.

————— ◦ ○ ◦ —————

PROBLEMA 34

Determinar el valor de I_o de la fuente de corriente de la figura 34.1, para los siguientes casos:

- $V_{BE}=0.7V$
- Utilizar el valor exacto de la V_{BE} .

Datos: $V_{CC}=15V$, $R_1=10k\Omega$, $R_E=1k\Omega$, $I_S=10^{-16}A$. Despreciar las intensidades de base.

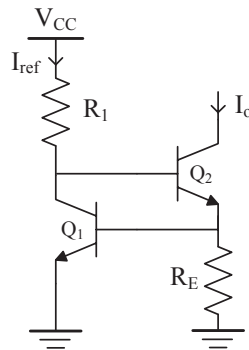


Fig. 34.1

Ⓐ Se trata de una fuente de corriente independiente de la tensión de alimentación. La corriente de salida se fija utilizando la caída de tensión V_{BE1} en la resistencia R_E de forma que si se desprecian las corrientes de base se obtiene

$$I_{E2} \cong I_o = \frac{V_{BE1}}{R_E} = \frac{0.7V}{1k\Omega} = 0.7mA$$

Ⓑ El cálculo exacto de la V_{BE1} se realiza de la siguiente manera

$$\begin{aligned} I_{E2} \cong I_o &= \frac{V_{BE1}}{R_E} = \frac{V_T \ln\left(\frac{I_{C1}}{I_S}\right)}{R_E} = \frac{V_T \ln\left(\frac{V_{CC} - V_{BE1} - V_{BE2}}{I_S R_1}\right)}{R_E} = \\ &= \frac{25mV \cdot \ln\left(\frac{15V - 2 \cdot 0.7V}{10^{-16}A \cdot 10k\Omega}\right)}{1k\Omega} = 0.756mA \end{aligned}$$

PROBLEMA 35

Calcular la corriente de drenador de cada uno de los transistores MOS de la figura 35.1.

Datos: $V_{DD}=5V$.

NMOS: $k_n=100\mu A/V^2$, $V_{TN}=1V$, $(W/L)_1=2/2$.

PMOS: $k_p=50\mu A/V^2$, $V_{TP}=-1V$, $(W/L)_2=16/2$, $(W/L)_3=32/2$.

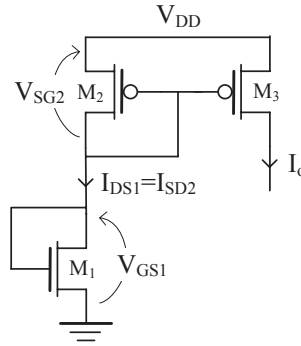


Fig. 35.1

M_2 y M_3 forman un espejo de corriente. Por ello, se va a determinar en primer lugar las corrientes que circulan por M_2 y M_1 . Por inspección de este circuito, fácilmente se comprueba que $I_{D1}=I_{D2}$, luego

$$I_{D2} = \frac{k_p}{2} \left(\frac{W}{L} \right)_2 (V_{GS2} - V_{TP})^2 = I_{D1} = \frac{k_n}{2} \left(\frac{W}{L} \right)_1 (V_{GS1} - V_{TN})^2$$

que operando sobre ambos miembros, esta ecuación se puede expresar como

$$-\sqrt{\frac{k_p}{2} \left(\frac{W}{L} \right)_2} (V_{GS2} - V_{TP}) = \sqrt{\frac{k_n}{2} \left(\frac{W}{L} \right)_1} (V_{GS1} - V_{TN}) \quad (1)$$

Por otra parte, si se aplica KVL a estos transistores se obtiene

$$V_{GS1} + V_{SG2} = V_{DD} \Rightarrow V_{SG2} = V_{DD} - V_{GS1} \Rightarrow V_{GS2} = V_{GS1} - V_{DD} \quad (2)$$

Reemplazando la ecuación (2) en (1) resulta

$$-\sqrt{\frac{k_p}{2} \left(\frac{W}{L} \right)_2} (V_{GS1} - V_{DD} - V_{TP}) = \sqrt{\frac{k_n}{2} \left(\frac{W}{L} \right)_1} (V_{GS1} - V_{TN})$$

Despejando V_{GS1} se obtiene

$$V_{GS1} = \frac{V_{DD} + V_{TP} + V_{TN} \sqrt{\frac{k_n}{k_p} \left(\frac{W/L \right)_1}{\left(\frac{W/L \right)_2}}}{1 + \sqrt{\frac{k_n}{k_p} \left(\frac{W/L \right)_1}{\left(\frac{W/L \right)_2}}} = \frac{5V + (-1V) + 1V \sqrt{\frac{100\mu A / V^2}{50\mu A / V^2} \frac{2/2}{16/2}}}{1 + \sqrt{\frac{100\mu A / V^2}{50\mu A / V^2} \frac{2/2}{16/2}}} = 3V$$

Por consiguiente, el valor de las corrientes de los transistores M_1 y M_2 es

$$I_{D1} = I_{D2} = \frac{k_n}{2} \left(\frac{W}{L} \right)_1 (V_{GS1} - V_{TN})^2 = \frac{100\mu A / V^2}{2} \frac{2}{2} (3V - 1V)^2 = 200\mu A$$

M_2 y M_3 forman un espejo de corriente puesto que $V_{GS2} = V_{GS3}$, de forma que las corrientes en ambos transistores están relacionadas por la relación geométrica de sus puertas. Para obtener esta relación, se utiliza las ecuaciones características de estos transistores

$$I_{D2} = \frac{k_p}{2} \left(\frac{W}{L} \right)_2 (V_{GS2} - V_{TP})^2$$

$$I_{D3} = \frac{k_p}{2} \left(\frac{W}{L} \right)_3 (V_{GS3} - V_{TP})^2$$

Dividiendo miembro a miembro y simplificando resulta

$$\frac{I_{D2}}{I_{D3}} = \frac{(W/L)_2}{(W/L)_3} \Rightarrow I_{D3} = I_o = \frac{(W/L)_3}{(W/L)_2} I_{D2} = \frac{32/2}{16/2} 200\mu A = 400\mu A$$

— ◦ ○ ◦ —

PROBLEMA 36

Para el circuito de polarización de un amplificador operacional de la figura 36.1, calcular:

- El valor de las corrientes I_1 , I_2 e I_3 .
- La potencia disipada por el circuito.

Datos: $V_{CC}=15V$, $R_1=R_3=1k\Omega$, $R_2=980\Omega$, $R_4=5k6\Omega$

JFET: $I_{DSS}=4mA$, $V_P=-2V$.

NPN: $h_{FE}=120$, $V_{BE}(typ)=0.6V$.

PNP: $h_{FE}=110$, $V_{EB}(typ)=0.5V$.

Nota: Hacer la aproximación $h_{FE} \gg 1$.

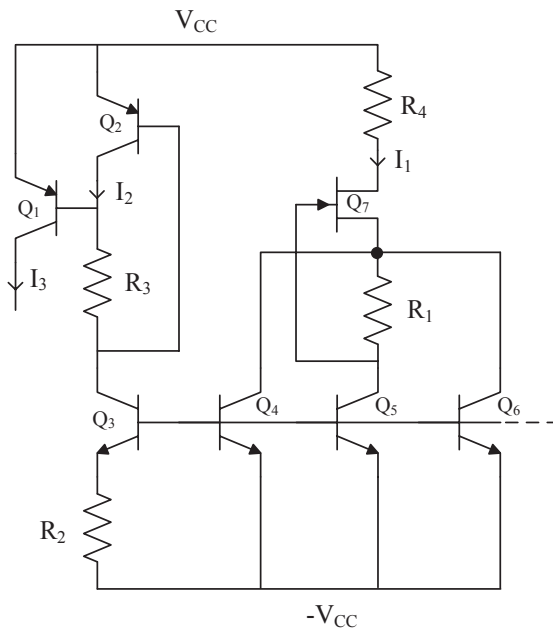


Fig. 36.1

- Ⓐ En este circuito Q_4 , Q_5 y Q_6 forman un espejo de corriente de forma que

$$I_{C4}=I_{C5}=I_{C6}$$

Además, por inspección del circuito y si se desprecian las corrientes de base, se observa que

$$I_D = I_1 = I_{C4} + I_{C5} + I_{C6} = 3 \cdot I_{C5}$$

Si se analizan las tensiones y corrientes de polarización del transistor NJFET, se puede comprobar fácilmente que

$$V_{GS} = -I_{C5}R_1 = -\frac{I_1}{3}R_1$$

$$I_D = I_1 = I_{DSS} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_p} \right)^2$$

Resolviendo el anterior sistema de ecuaciones se obtiene como resultado válido $I_D = I_1 = 1.88\text{mA}$. Por consiguiente,

$$I_{C4} = I_{C5} = I_{C6} = \frac{I_1}{3} = \frac{1.88\text{mA}}{3} = 0.63\text{mA}$$

Por otra parte, Q_3 junto a Q_4 , Q_5 y Q_6 forman una fuente Widlar. Luego, utilizando la expresión de este tipo de fuente

$$V_T \cdot \ln \left(\frac{I_{C4}}{I_{C3}} \right) = I_{C3}R_2$$

Reemplazando en esta ecuación sus valores numéricos y resolviendo la ecuación no lineal en I_{C3} (véase el Prob. 33, pág. 103) se obtiene

$$25\text{mV} \cdot \ln \left(\frac{0.63\text{mA}}{I_{C3}} \right) = I_{C3}980\Omega \Rightarrow I_{C3} = I_{C2} = I_2 = 60\mu\text{A}$$

En la combinación de Q_1 y Q_2 , y haciendo la aproximación de $h_{FE} \gg 1$, se puede comprobar lo siguiente

$$V_{EB2} = V_{EB1} + I_2R_3 \Rightarrow V_{EB2} - V_{EB1} = I_2R_3$$

Reemplazando las tensiones base-emisor por su modelo de Ebers-Moll, resulta que

$$V_T \ln \left(\frac{I_{C2}}{I_S} \right) - V_T \ln \left(\frac{I_{C1}}{I_S} \right) = I_2R_3$$

$$V_T \ln \left(\frac{I_{C2}}{I_{C1}} \right) = I_2 R_3 = I_{C2} R_3$$

Despejando $I_{C1}=I_3$ se obtiene que

$$I_{C1} = I_3 = I_{C2} \exp \left(-\frac{I_{C2} R_3}{V_T} \right) = 60 \mu\text{A} \cdot \exp \left(-\frac{60 \mu\text{A} \cdot 1\text{k}\Omega}{25\text{mV}} \right) = 5.44 \mu\text{A}$$

———— ◦ ○

⑥ Si se desprecian las corrientes de base, la potencia disipada por el circuito se puede calcular a partir de la potencia proporcionada por las fuentes de alimentación, de forma que

$$P = (I_1 + I_2 + I_3) V_{CC} + (I_1 + I_2) V_{CC} \approx 2 V_{CC} I_1 = 2 \cdot 15\text{V} \cdot 1.88\text{mA} = 56.4\text{mW}$$

puesto que $I_1 \gg I_2, I_3$.

———— ◦ ○ ◦ ————

PROBLEMA 37

Calcular el valor de la corriente I_o del circuito de la figura 37.1. Despreciar las corrientes de base.

Datos: $I_{EE}=0.2\text{mA}$, $R_1=500\Omega$, $R_2=3\text{k}3\Omega$.

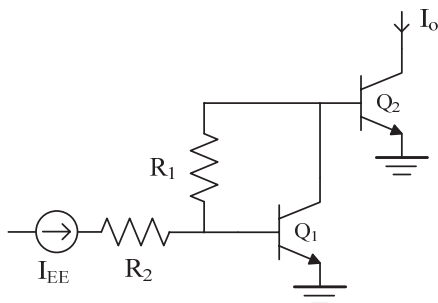


Fig. 37.1

Si se desprecian las corrientes de base, se obtiene

$$V_{BE1} = I_{EE}R_1 + V_{BE2} \Rightarrow V_{BE1} - V_{BE2} = I_{EE}R_1$$

Al tener en esta expresión diferencia de tensiones base-emisor, se utiliza la expresión del modelo simplificado de Ebers-Moll, resultando que

$$V_T \ln\left(\frac{I_{C1}}{I_S}\right) - V_T \ln\left(\frac{I_{C2}}{I_S}\right) = I_{EE}R_1 \Rightarrow V_T \ln\left(\frac{I_{C1}}{I_{C2}}\right) = I_{EE}R_1$$

Dado que $I_{EE}=I_{C1}$, y como $I_o=I_{C2}$, se obtiene

$$V_T \ln\left(\frac{I_{EE}}{I_o}\right) = I_{EE}R_1$$

Despejando I_o

$$I_o = I_{EE} \cdot \exp\left(-\frac{I_{EE}R_1}{V_T}\right) = 0.2\text{mA} \cdot \exp\left(-\frac{0.2\text{mA} \cdot 500\Omega}{25\text{mV}}\right) = 3.66\mu\text{A}$$

PROBLEMA 38

Para el amplificador multietapa con carga activa de la figura 38.1, se pide:

- Calcular las corrientes de colector de todos los transistores. Determinar el valor de la tensión en continua (V_{DC}) a la entrada de Q_1 para la correcta polarización del circuito.
- Obtener el modelo de tensión equivalente del amplificador.
- Explicar la finalidad del diodo Zener.

Datos: $V_{CC}=10\text{ V}$, $R=10\text{ k}\Omega$, $V_Z=4\text{ V}$ y $|V_{BE}|=0.7\text{ V}$. Despreciar las corrientes de base.

NPN: $I_S=0.5 \cdot 10^{-15}$, $h_{oe}=1/100\text{ k}\Omega$, $h_{ie}=5\text{ k}\Omega$, $h_{fe}=200$, $h_{re}=0$.

PNP: $I_S=0.7 \cdot 10^{-15}$, $h_{oe}=1/80\text{ k}\Omega$, $h_{ie}=6\text{ k}\Omega$, $h_{fe}=150$, $h_{re}=0$.

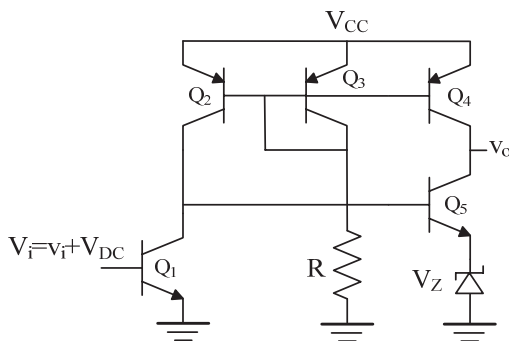


Fig. 38.1

① El circuito de la figura 38.1 corresponde al esquema de un amplificador de dos etapas con carga activa. En este caso, el circuito de polarización lo constituye el espejo de corriente formado por los transistores tipo PNP Q_2 , Q_3 y Q_4 que su vez actúan como cargas activas de los transistores Q_1 y Q_5 . La corriente del espejo se fija a través de la resistencia R como

$$I_{C2} = I_{C3} = I_{C4} = \frac{V_{CC} - V_{EB}}{R} = \frac{10\text{ V} - 0.7\text{ V}}{10\text{ k}\Omega} = 0.93\text{ mA}$$

Por compatibilidad en la polarización del circuito, la componente DC en la base Q_1 debe ser tal que la corriente de colector en Q_1 y Q_2 deben ser iguales. De esta manera, la tensión V_{BE1} de Q_1 debe ser

$$V_{BE1} = V_T \ln \left(\frac{I_{C2}}{I_S} \right) = 25\text{mV} \cdot \ln \left(\frac{0.93\text{mA}}{0.5 \cdot 10^{-15}} \right) = 0.706\text{V}$$

— • ○

⑥ En pequeña señal las fuentes de corriente se reemplazan por su equivalente que, al tratarse de un espejo de corriente, corresponde a la resistencia de salida de los transistores (h_{oe}^{-1}). Además, el diodo Zener, al comportarse en primera aproximación como una fuente de tensión en continua, se anula en pequeña señal. En la figura 38.2 se presenta el circuito resultante en pequeña señal después de aplicar ambas transformaciones. Como se puede observar, los transistores Q_2 y Q_4 actúan como cargas activas a través de su resistencia de salida.

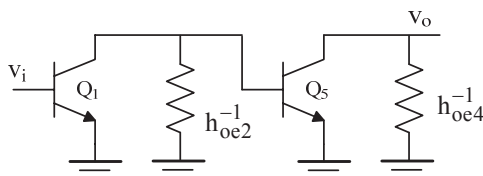


Fig. 38.2. Circuito equivalente en alterna.

El modelo equivalente de tensión de este amplificador es

$$Z_i = h_{ie1} = 5\text{k}\Omega$$

$$Z_o = h_{oe5}^{-1} \parallel h_{oe4}^{-1} = 44.4\text{k}\Omega$$

$$A_V = \left(-h_{fe1} \frac{h_{oe1}^{-1} \parallel h_{oe2}^{-1}}{h_{ie1}} \right) \left(-h_{fe2} \frac{h_{oe5}^{-1} \parallel h_{oe4}^{-1}}{h_{ie2}} \right) = 315 \cdot 10^3$$

— • ○

⑦ La finalidad del diodo Zener es fundamental para la correcta polarización del circuito. En el caso de no existir este diodo, $V_{CE1} = V_{BE2}$. Esto significaría que la V_{CE1} sería muy baja, próxima a saturación, lo que degradaría las características amplificadoras de Q_1 . El diodo Zener introduce un desplazamiento en continua, $V_{CE1} = V_{BE2} + V_Z \approx 4.7\text{V}$, para que el transistor Q_1 pueda operar con niveles de tensión más idóneos.

— • ○ • —

PROBLEMA 39

Para el amplificador de la figura 39.1, se pide:

- Calcular la corriente de drenador de cada uno de los transistores siendo $V_o=0$.
- Determinar el valor de la componente DC de V_i para que la tensión de salida DC de V_o sea 0.
- Calcular la potencia de disipación del circuito.
- Obtener la expresión de $A_V=v_i/v_o$, Z_i y Z_o .
- Calcular el valor numérico del apartado d).
- Si al circuito se añade la red RC indicada en la figura 39.2, calcular su nueva A'_V , y
- la frecuencia de corte inferior de este nuevo circuito.

Datos: $R_1=40.8k\Omega$, $R_2=300k\Omega$, $R_3=30k\Omega$, $R_4=1k\Omega$, $C=1\mu F$, $V_{DD}=15V$, $(W/L)_1=1$, $(W/L)_2=2$, $(W/L)_3=4$, $k=100\mu A/V^2$, $V_T=1.5V$.

Nota: Considerar que todos los transistores tienen una $r_d \approx 50k\Omega$.

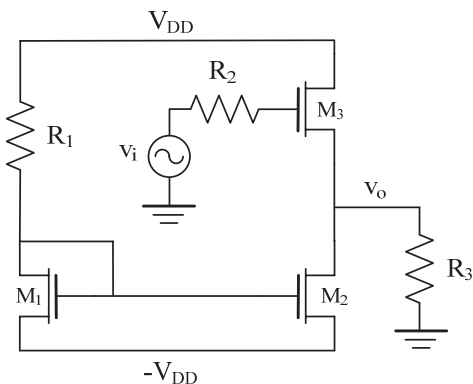


Fig. 39.1

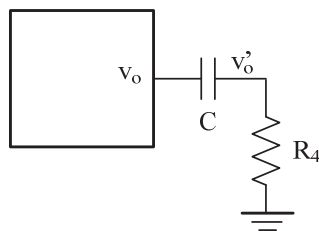


Fig. 39.2

Ⓐ El circuito de la figura 39.1 corresponde a un esquema de un amplificador MOS con carga activa. M_3 actúa en la configuración fuente común, mientras que M_1 y M_2 forman un espejo de corriente. En primer lugar se calcula la corriente de drenador de M_1 . Para ello, se resuelve el siguiente sistema de ecuaciones:

$$I_{D1} = \frac{1}{2} k \left(\frac{W}{L} \right)_1 (V_{GS1} - V_T)^2$$

$$2V_{DD} = I_{D1}R_1 + V_{GS1}$$

La solución a esta ecuación de segundo grado es $I_{D1}=0.6\text{mA}$ y $V_{GS1}=5\text{V}$. Al ser M_1 y M_2 un espejo de corriente, la relación de corrientes de ambos transistores está dada por la relación de su geometría, de forma que

$$I_{D2} = \frac{(W/L)_2}{(W/L)_1} I_{D1} = \frac{2}{1} 0.6\text{mA} = 1.2\text{mA}$$

M_2 fija la corriente de M_3 , luego $I_{D3}=I_{D2}$.

_____ ◦ ○

(b) La tensión V_{GS3} se calcula a partir de la ecuación característica de un transistor MOS:

$$V_{GS3} = \sqrt{\frac{2I_{D3}}{K(W/L)_3}} + V_T = \sqrt{\frac{2 \cdot 1.2\text{mA}}{100\mu\text{A/V}^2 \cdot 4}} + 1.5\text{V} \cong 3.97\text{V}$$

Para que V_o sea 0V es necesario que la componente en continua a la entrada sea $V_i=V_{GS3}=3.97\text{V}$.

_____ ◦ ○

(c) La potencia de disipación se obtiene a través de las corrientes que circulan por las fuentes de alimentación, que al ser simétricas resulta

$$P_{DD} = 2V_{DD} (I_{D1} + I_{D2}) = 2 \cdot 15\text{V} (0.6\text{mA} + 1.2\text{mA}) = 55.1\text{mW}$$

_____ ◦ ○

(d) La expresión de la A_V se obtiene resolviendo el circuito equivalente de pequeña señal mostrado en la figura 39.3. En este circuito el transistor M_3 ha sido reemplazado por su modelo equivalente de pequeña señal, y el espejo de corriente por la impedancia equivalente r_d correspondiente a la resistencia de salida del transistor M_2 . En este circuito se pueden extraer las siguientes ecuaciones

$$\begin{cases} v_i = v_{gs3} + v_o \\ v_o = g_{m3} v_{gs3} (r_d \parallel r_d \parallel R_3) \end{cases}$$

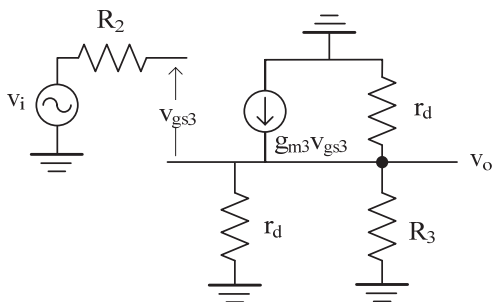


Fig. 39.3. Circuito equivalente de pequeña señal.

Resolviendo

$$A_V = \frac{v_o}{v_i} = \frac{g_{m3} \left(\frac{r_d}{2} \parallel R_3 \right)}{1 + g_{m3} \left(\frac{r_d}{2} \parallel R_3 \right)}$$

Al tratarse de un transistor NMOS, la impedancia de entrada es $Z_i = \infty$.

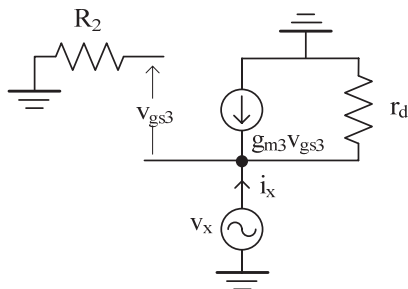


Fig. 39.4. Circuito para obtener la Z_O del amplificador.

Para calcular la Z_O , se obtiene en primer lugar la impedancia $Z_x = v_x / i_x$ vista desde la fuente del M_3 de acuerdo al esquema de la figura 39.4.

La expresión de Z_x se determina a partir de las siguientes ecuaciones

$$\begin{cases} v_x = -v_{gs3} \\ v_x = (i_x + g_{m3}v_{gs3})r_d \end{cases} \Rightarrow Z_x = \frac{v_x}{i_x} = \frac{r_d}{1 + g_{m3}r_d}$$

Por consiguiente, la impedancia de salida incluyendo las resistencias de fuente del M_3 vale

$$Z_o = r_d \parallel R_3 \parallel Z_x = r_d \parallel R_3 \parallel \frac{r_d}{1 + g_{m3}r_d}$$

————— ◦ ○

⑤ El valor de g_{m3} se calcula a partir de su ecuación analítica como

$$g_{m3} = \sqrt{2I_{D3}\beta} = \sqrt{2 \cdot 1.2\text{mA} \cdot 100\mu\text{A} / \text{V}^2 \cdot 4} \cong 1\text{m}\Omega^{-1}$$

$$A_V = \frac{g_{m3} \left(\frac{r_d}{2} \parallel R_3 \right)}{1 + g_{m3} \left(\frac{r_d}{2} \parallel R_3 \right)} = \frac{1\text{m}\Omega^{-1} (25\text{k}\Omega \parallel 30\text{k}\Omega)}{1 + 1\text{m}\Omega^{-1} (25\text{k}\Omega \parallel 30\text{k}\Omega)} = 0.93$$

$$Z_o = r_d \parallel R_3 \parallel \frac{r_d}{1 + g_{m3}r_d} = 0.93\text{k}\Omega$$

————— ◦ ○

⑥ La nueva A'_V se calcula fácilmente aplicando el divisor de tensión a la salida, resultando

$$A'_V = \frac{R_4}{Z_o + R_4} A_V = \frac{1\text{k}\Omega}{0.93\text{k}\Omega + 1\text{k}\Omega} 0.93 = 0.48$$

————— ◦ ○

⑦ La frecuencia de corte inferior f_L se calcula utilizando el método de las constantes de tiempo y viene dada por la expresión

$$f_L = \frac{1}{2\pi C(Z_o + R_4)} = \frac{1}{2\pi \cdot 1\mu\text{F}(0.93\text{k}\Omega + 1\text{k}\Omega)} = 82.5\text{Hz}$$

————— ◦ ○ ◦ —————

PROBLEMA 40

Para el amplificador de la figura 40.1, se pide:

- Calcular la corriente de drenador y colector de cada uno de los transistores.
- Punto de trabajo de Q_4 y Q_5 .
- Expresión de ganancia del amplificador. Hacer la aproximación $h_{oe}=h_{re}=0$ y $r_d=\infty$.
- Calcular su valor numérico utilizando los parámetros de pequeña señal obtenidos a partir de las gráficas proporcionadas por el fabricante.

Datos: NPN BC547B, NJFET 2N5457 ($V_{GS(off)}=-3.5V$), $V_{DD}=10V$, $R_1=5k\Omega$, $R_2=1k\Omega$, $R_3=3k7\Omega$, $C_S=C_E=\infty$.

Nota: Despreciar las corrientes de base.

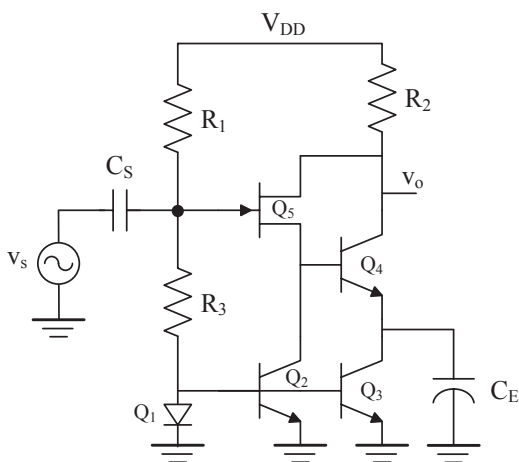


Fig. 40.1

Ⓐ Q_1 , Q_2 y Q_3 forman un espejo de corriente. A través R_1 y R_3 se fija la corriente de Q_1 , y por consiguiente, la de Q_2 y Q_3 . Si se desprecia las corrientes de base, entonces tenemos

$$I_{C1} = I_{C2} = I_{C3} = I_{C4} = I_{D5} = \frac{V_{DD} - V_{BE1}}{R_1 + R_3} = \frac{10V - 0.7V}{5k\Omega + 3k\Omega} = 1mA$$

— ◦ ○

⑥ En primer lugar se calcula el punto de trabajo de Q₅. Sabiendo que I_{D5}=1mA, entonces V_{DS5}=V_{D5}-V_{S5}. La V_{D5} se obtiene como

$$V_{D5} = V_{DD} - (I_{D5} + I_{C4})R_2 = 10V - (1mA + 1mA) \cdot 1k\Omega = 8V$$

Por otra parte, V_{S5}=V_{G5}-V_{GS5}. V_{G5} se calcula a partir del divisor de tensión formado por R₁, R₃ y Q₁, de forma que

$$V_{G5} = \frac{R_3}{R_3 + R_1} V_{DD} + \frac{R_1}{R_3 + R_1} V_{BE1} = \frac{3k\Omega}{3k\Omega + 5k\Omega} 10V + \frac{5k\Omega}{3k\Omega + 5k\Omega} 0.7V \approx 4.4V$$

V_{GS5} se obtiene mediante las gráficas proporcionadas por el fabricante. Para el NJFET 2N5457 con V_{GS(off)}=-3.5V, si I_{D5}=1mA ⇒ V_{GS5}=-2V. Por consiguiente

$$V_{S5} = V_{G5} - V_{GS5} \approx 4.4V - (-2V) = 6.4V$$

Finalmente, la V_{DS5} vale

$$V_{DS5} = V_{D5} - V_{S5} = 8V - 6.4V = 1.6V$$

Por otra parte, la V_{CE4} es

$$V_{CE4} = V_{DS5} + V_{BE4} = 1.6V + 0.7V = 2.3V$$

Luego los puntos de trabajo de los transistores pedidos son

$$\begin{cases} I_{DQ5} = 1mA \\ V_{GSQ5} = -2V \\ V_{DSQ5} = 1.6V \end{cases} \quad \begin{cases} I_{CQ4} = 1mA \\ I_{BQ4} = \frac{I_{C4}}{h_{FE}} = \frac{1mA}{275} = 3.64\mu A \\ V_{CEQ4} = 2.3V \end{cases}$$

— ◦ ○

⑦ Para el cálculo de la ganancia de tensión se utiliza el circuito equivalente en alterna de la figura 40.2 y su modelo equivalente de pequeña señal mostrado en la figura 40.3. Analizando este último circuito, se pueden establecer las siguientes ecuaciones:

$$v_{gs} = v_g - v_s = v_s - g_m v_{gs} h_{ie} \Rightarrow v_s = v_{gs} (1 + g_m h_{ie}) \quad (1)$$

$$i_b = g_m v_{gs} = g_m \frac{v_s}{1 + g_m h_{ie}} \quad (2)$$

$$v_o = -(h_{fe} i_b + g_m v_{gs}) R_2 = -g_m (h_{fe} + 1) \frac{v_s}{1 + g_m h_{ie}} R_2 \quad (3)$$

Dividiendo (3) entre (1), se obtiene

$$A_V = \frac{v_o}{v_s} = -g_m \frac{(1 + h_{fe})}{1 + g_m h_{ie}} R_2 \quad (4)$$

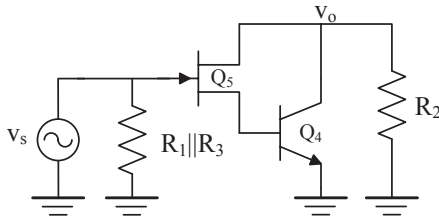


Fig. 40.2. Circuito en alterna.

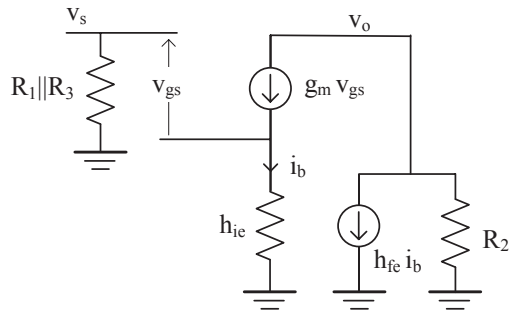


Fig. 40.3. Circuito de pequeña señal.

④ Los parámetros de pequeña señal de los transistores se determinan a partir de las gráficas proporcionadas por el fabricante. Para el 2N5457 con $I_{D5}=1\text{mA}$ el valor de $g_{fs}=g_m=2.5\text{m}\Omega^{-1}$ y para el BC547B con $I_{C4}=1\text{mA}$, los parámetros son $h_{ie}=8\text{k}\Omega$ y $h_{fe}=350$. Como resultado, la ganancia de tensión del amplificador se calcula reemplazando los valores numéricos de la ecuación (4) resultando que $A_V=-41.8$.

PROBLEMA 41

En la figura 41.1 se presenta un amplificador que combina transistores bipolares con un MOSFET. Para este circuito, se pide:

- Las corrientes de colector de los transistores Q_2 , Q_3 y Q_4 .
- El punto de trabajo de los transistores Q_1 y M_1 .
- La expresión de la ganancia en tensión (v_o/v_i) del amplificador.
- El modelo equivalente en tensión del amplificador.
- La potencia de disipación del amplificador.

Datos: $V_{CC}=15V$, $R_1=20k\Omega$, $R_2=100\Omega$, $R_3=7k\Omega$, $h_{FE}=100$, $h_{fe}=150$, $h_{ie}=5k\Omega$, $h_{oe}=h_{re}=0$, $V_T=1.5V$, $k_n=50\mu A/V^2$, $W/L=1$, $g_m=2500\mu\Omega^{-1}$, $r_d=\infty$.

Nota: Todos los transistores trabajan en la región lineal. Hacer la aproximación $h_{FE} \gg 1$.

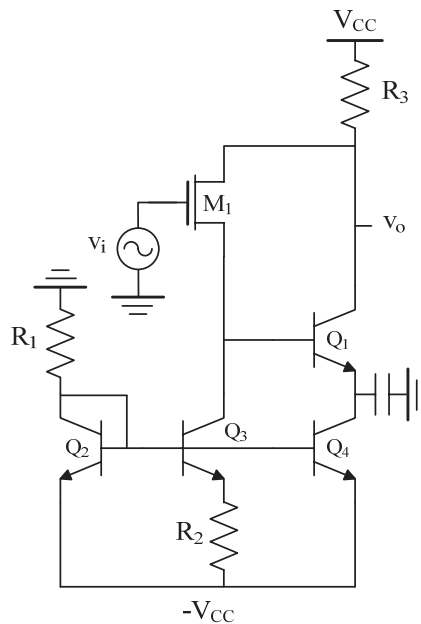


Fig. 41.1

Ⓐ En este circuito, la polarización se realiza a través de fuentes de corriente. En este caso, Q_2 y Q_4 forman un espejo de corriente y Q_3 una fuente Widlar. En primer lugar se calcula la corriente del espejo como

$$I_{C2} = I_{C4} = \frac{-(-V_{CC}) - V_{BE2}}{R_1} = \frac{15V - 0.7V}{20k\Omega} = 0.715mA$$

y la corriente de la fuente Widlar como

$$V_T \ln \frac{I_{C2}}{I_{C3}} = I_{C3} R_2$$

$$25mV \cdot \ln \frac{0.715mA}{I_{C3}} = I_{C3} \cdot 100\Omega \Rightarrow I_{C3} \cong 0.25mA$$

————— ° ○

⑥ Para calcular el punto de trabajo de los transistores M_1 y Q_3 hay que tener en cuenta que $I_{D1} = I_{C3}$. Entonces, la $V_{GS1} = V_{G1} - V_{S1} = -V_{S1} = -V_{B1}$ vale

$$V_{GS1} = V_T + \sqrt{\frac{2I_{D1}}{k_n (W/L)}} = 1.5V + \sqrt{\frac{2 \cdot 0.25mA}{50\mu A / V^2 \cdot 1}} = 4.66V$$

Por otra parte,

$$V_{D1} = V_{C1} = V_{CC} - (I_{C3} + I_{C4})R_3 = 15V - (0.25mA + 0.715mA)7k\Omega = 8.25V$$

Luego, el punto de trabajo de M_1 vale

$$I_{DQ1} = 0.25mA$$

$$V_{GSQ1} = 4.66V$$

$$V_{DSQ1} = V_{D1} - V_{S1} = 8.25V - (-4.66V) = 12.9V$$

y para Q_1

$$I_{CQ1} = 0.715mA$$

$$V_{CEQ1} = V_{C1} - (V_{S1} - V_{BE1}) = 13.6V$$

$$I_{BQ1} = I_{C1} / h_{FE} = 7.15\mu A$$

————— ° ○

⑦ Para este amplificador, el circuito equivalente de pequeña señal se muestra en la figura 41.2. Analizando este circuito fácilmente se demuestran las siguientes ecuaciones

$$g_m v_{gs} = i_b$$

$$v_i = v_{gs} + g_m v_{gs} h_{ie}$$

$$v_o = -(g_m v_{gs} + h_{fe} i_b) R_3$$

Resolviendo se obtiene

$$A_v = \frac{v_o}{v_i} = -g_m R_3 \frac{1 + h_{fe}}{1 + g_m h_{ie}} \quad (1)$$

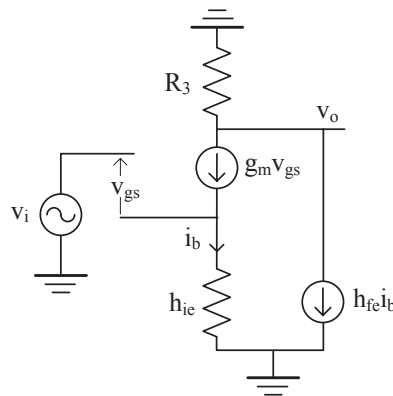


Fig. 41.2. Circuito equivalente de pequeña señal.

— ○ —

④ Por inspección del circuito de la figura 41.2 se determina que $Z_i = \infty$ y $Z_o = R_3 = 7\text{k}\Omega$. Reemplazando los valores numéricos correspondientes en la ecuación (1) resulta que $A_v = -195.7$.

— ○ —

⑤ La potencia de disipación del circuito se calcula a partir de la potencia que entregan las dos fuentes de alimentación V_{CC} y $-V_{CC}$, resultando

$$P = (I_{C3} + I_{C4}) V_{CC} - (I_{C2} + I_{C3} + I_{C4}) (-V_{CC}) =$$

$$= (0.25\text{mA} + 0.715\text{mA}) \cdot 15\text{V} - (0.25\text{mA} + 0.715\text{mA} + 0.25\text{mA}) \cdot 15\text{V} = 39.675\text{mW}$$

— ○ ○ —

PROBLEMA 42

Al circuito de la figura 42.1 se le aplica una tensión de entrada V_i indicada en la gráfica de la figura 42.2. Representar en una gráfica como evoluciona la tensión del condensador C en el intervalo de tiempo $[0, 8\text{ms}]$.

Datos: $R=5\text{k}\Omega$, $C=1\mu\text{C}$, $V_{CC}=10\text{V}$, $|V_{EB}|=0.7\text{V}$.

Nota: Suponer que el condensador está inicialmente descargado y $h_{FE} \gg 1$.

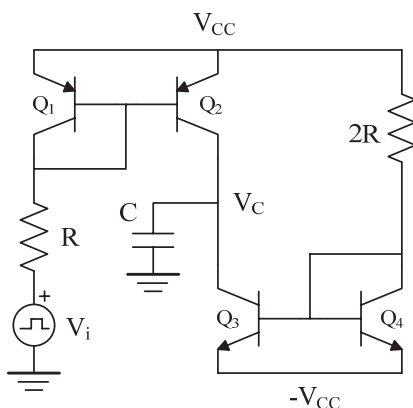


Fig. 42.1

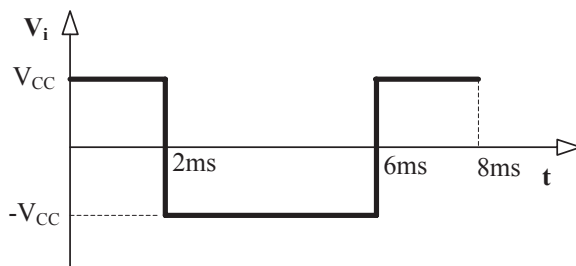


Fig. 42.2

La expresión de carga de un condensador a través de una fuente de corriente constante (I_C) es

$$V_C(t) = \frac{I_C}{C}t + \text{Cte}$$

En el caso del circuito de la figura 42.1, la corriente de carga del condensador C vale

$$I_C = I_{C2} - I_{C3}$$

donde la corriente I_{C2} está definida por el espejo de corriente formado por Q_1 y Q_2 , e I_{C3} por el espejo de corriente formado por Q_3 y Q_4 . I_{C3} tiene un valor constante definido por la siguiente ecuación

$$I_{C3} = I_{C4} = \frac{V_{CC} - (-V_{CC}) - V_{BE4}}{2R} = \frac{10V + 10V - 0.7V}{2 \cdot 5k\Omega} = 1.93mA$$

Por otra parte, I_{C2} tiene un valor controlado por la tensión V_i , de forma

$$\begin{cases} \text{Para } V_i = -V_{CC} \Rightarrow I_{C1} = I_{C2} = \frac{V_{CC} - (-V_{CC}) - V_{EB1}}{R} = 3.86mA \\ \text{Para } V_i = V_{CC} \Rightarrow I_{C1} = I_{C2} = 0, \quad Q_1 \text{ y } Q_2 \text{ cortados.} \end{cases}$$

A continuación se estudiarán las ecuaciones de carga/descarga de este condensador en cada una de los tramos lineales de V_i indicados en la figura 42.2.

- a) $t \in [0, 2ms]$. En este intervalo de tiempo $V_i = V_{CC}$. Esto significa que Q_1 está cortado, y por consiguiente, Q_2 de forma que $I_{C2} = 0$. En este caso, la corriente de carga del condensador vale $I_C = -I_{C3}$ y su ecuación de carga

$$V_{Ca}(t) = \frac{I_{C2} - I_{C3}}{C} t + Cte = -\frac{I_{C3}}{C} t + Cte$$

La Cte se obtiene imponiendo la condición inicial $V_{Ca}(t=0)=0 \Rightarrow Cte=0$. Luego, la expresión de la tensión del condensador es

$$V_{Ca}(t) = -1930 \cdot t \cdot \frac{V}{s}, \quad t \in [0, 2ms] \quad (1)$$

- b) $t \in [2ms, 6ms]$. En este intervalo de tiempo $V_i = -V_{CC}$. En este caso Q_1 y Q_2 forman un espejo de corriente de valor $I_{C2} = 3.86mA$. La expresión de V_{Cb} es

$$V_{Cb}(t) = \frac{I_{C2} - I_{C3}}{C} t + Cte \quad (2)$$

La Cte se obtiene aplicando el principio de continuidad en las ecuaciones (1) y (2), es decir, se debe verificar que $V_{Ca}(t=2ms) = V_{Cb}(t=0) = Cte = -3.86V$. Sustituyendo valores, la ecuación (2) es de la forma

$$\begin{aligned}
 V_{Cb}(t) &= \frac{3.86\text{mA} - 1.93\text{mA}}{1\mu\text{C}} t - 3.86\text{V} = \\
 &= 1930 \cdot t \cdot \frac{\text{V}}{\text{s}} - 3.86\text{V}, \quad t \in [2\text{ms}, 6\text{ms}]
 \end{aligned}
 \tag{4}$$

c) $t \in [6\text{ms}, 8\text{ms}]$. Similar al caso a). Fácilmente se comprueba que en este intervalo la tensión del condensador vale

$$V_{Cc}(t) = -1930 \cdot t \cdot \frac{\text{V}}{\text{s}} + 3.86\text{V}, \quad t \in [6\text{ms}, 8\text{ms}]$$

La gráfica de la figura 42.3 indica la evolución de la tensión del condensador para los diferentes tramos temporales especificados en los casos a), b) y c).

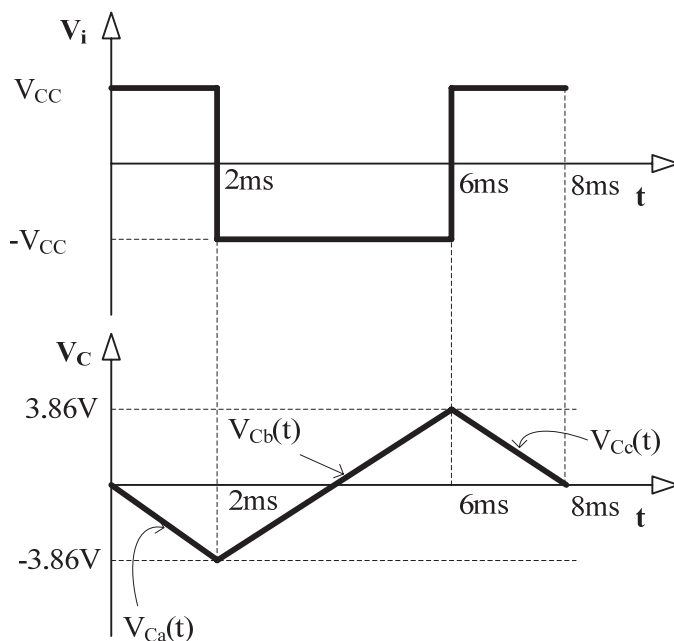


Fig. 42.3. Respuesta temporal del circuito a la entrada de la figura 42.2.

El amplificador diferencial es un circuito cuya función es amplificar la diferencia entre dos señales. El amplificador diferencial es muy utilizado como bloque básico en circuitos integrados para conseguir ganancia. Debido al perfecto equilibrio que se deriva de su simetría es capaz de amplificar señales muy pequeñas. El amplificador diferencial es el bloque básico de los amplificadores operacionales. Los problemas de este capítulo analizan diversos tipos de etapas diferenciales utilizadas en amplificadores integrados.

LISTADO DE PROBLEMAS

- Problema 43, pág. 130: *Amplificador diferencial basado en bipolares con carga activa y polarización por espejo de corriente.*
- Problema 44, pág. 134: *Amplificador diferencial basado en bipolares y con polarización por fuentes de corriente.*
- Problema 45, pág. 137: *Amplificador diferencial basado en bipolares y con polarización por fuentes de corriente.*
- Problema 46, pág. 140: *Amplificador diferencial basado en pares bipolares y con polarización por fuentes de corriente.*
- Problema 47, pág. 144: *Amplificador diferencial basado en bipolares con carga activa NMOS y polarización por fuente de Widlar NMOS.*
- Problema 48, pág. 147: *Amplificador formado por una etapa diferencial con JFETs seguida de otra con bipolares.*
- Problema 49, pág. 150: *Amplificador diferencial basado en bipolares con carga activa basada en un repartidor de corriente y polarización por fuente de Widlar.*
- Problema 50, pág. 153: *Amplificador operacional con bipolares.*
- Problema 51, pág. 157: *Análisis de un amplificador no inversor con OA utilizando su modelo equivalente.*

PROBLEMA 43

Para el amplificador diferencial de la figura 43.1, se pide:

- el valor adecuado de R_2 para que el circuito se encuentre polarizado correctamente.
- La ganancia en modo diferencial (A_d) y modo común (A_c).
- La relación de rechazo en modo común (CMRR).
- Si $v_{i1} = 1V + 2mV \cdot \sin \omega t$ y $v_{i2} = 1V$, obtener el valor de las tensiones de salida v_{o1} y v_{o2} .

Datos: $V_{CC} = 10V$, $|V_{BE}| = 0.7V$, $R_1 = 10k\Omega$

NPN: $h_{ie} = 5k\Omega$, $h_{fe} = 100$, $h_{oe} = 1/50k\Omega$, $h_{re} \sim 0$.

PNP: $h_{ie} = 6k\Omega$, $h_{fe} = 60$, $h_{oe} = 1/50k\Omega$, $h_{re} \sim 0$.

Nota: Despreciar las corrientes de base.

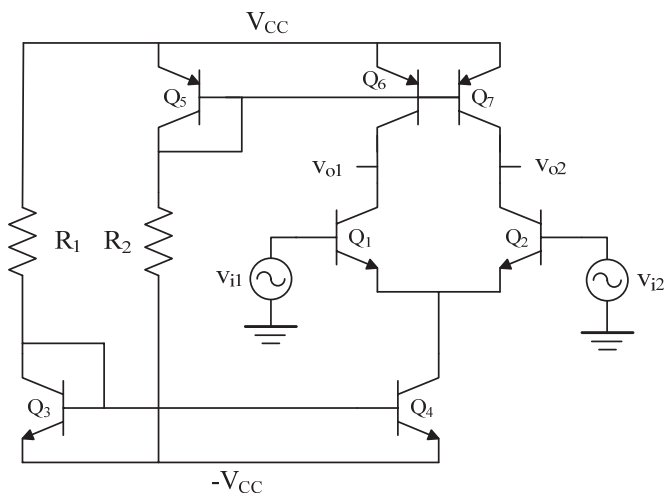


Fig. 43.1

Ⓐ En este amplificador diferencial la polarización de Q_1 y Q_2 se realiza a través de una combinación mixta de espejos de corriente de los transistores Q_5 , Q_6 y Q_7 , por una parte, y Q_3 y Q_4 por otra. Si se desprecian las corrientes de base, la corriente de colector de Q_4 se reparte equitativamente entre la corriente de colector de Q_6 y Q_7 que, por simetría, deben ser iguales, de forma que

$$I_{C4} = I_{C6} + I_{C7} = 2I_{C6}$$

La corriente I_{C4} se fija en el transistor Q_3 y R_1 como

$$I_{C3} = I_{C4} = \frac{2V_{CC} - V_{BE3}}{R_1} = \frac{2 \cdot 10V - 0.7V}{10k\Omega} = 1.93mA \quad (1)$$

Por otra parte, la corriente de Q_6 se fija a través de la corriente de referencia definida por Q_5 y R_2 , de forma que

$$I_{C6} = \frac{2V_{CC} - V_{EB5}}{R_2} = \frac{I_{C4}}{2} = \frac{1.93mA}{2} = 0.965mA \quad (2)$$

Dividiendo la ecuación (1) entre la ecuación (2) resulta que

$$R_2 = 2R_1 = 2 \cdot 10k\Omega = 20k\Omega$$

que es la condición de compatibilidad en la polarización del circuito.

— ◦ ◯

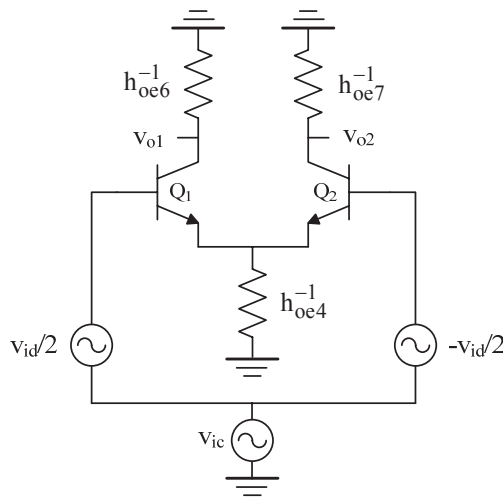


Fig. 43.2. Amplificador diferencial equivalente con componentes de entrada en modo diferencial y modo común.

⑥ El amplificador diferencial tiene una carga activa formada por Q_6 y Q_7 , y Q_4 . Todos estos transistores constituyen un espejo de corriente cuyo comportamiento de pequeña señal puede ser modelado por una resistencia equivalente h_{oe}^{-1} . Por ello, el cálculo de la ganancia en modo diferencial (A_d) y modo común (A_c) se realiza sobre el circuito equivalente de la figura 43.2. Aplicando los principios de

simetría a este circuito (ver sección 6.2 del libro de *Electrónica Básica para Ingenieros*), el análisis de este amplificador diferencial se reduce a analizar los circuitos equivalentes a componentes en modo diferencial (figura 43.3) y modo común (figura 43.4).

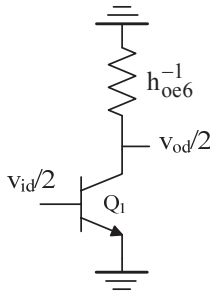


Fig. 43.3. Circuito equivalente en modo diferencial.

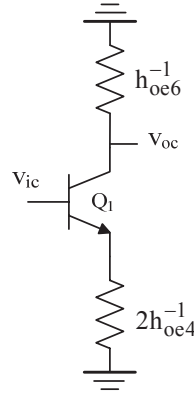


Fig. 43.4. Circuito equivalente en modo común.

La ganancia en modo diferencial (A_d) del circuito de la figura 43.3, al tratarse de una configuración en EC, es

$$A_d = \frac{V_{od}}{v_{id}} = -h_{fe1} \frac{h_{oe6}^{-1} \parallel h_{oe1}^{-1}}{h_{ie1}} = -500$$

La ganancia en modo común (A_c) del circuito de la figura 38.4, al tratarse de una configuración en EC con la resistencia de emisor $2h_{oe4}^{-1}$, es (ver figura 2.10 del libro de *Electrónica Básica para Ingenieros*)

$$A_c = \frac{V_{oc}}{v_{ic}} = -h_{fe1} \frac{h_{oe6}^{-1} h_{oe1}^{-1}}{(h_{ie1} + 2h_{oe4}^{-1})(h_{oe6}^{-1} + h_{oe1}^{-1}) + h_{fe1} h_{oe1}^{-1} 2h_{oe4}^{-1}}$$

Esta fórmula se puede simplificar si se hace la siguiente aproximación $h_{ie1} \ll 2h_{oe4}^{-1}$, de forma que

$$A_c \cong \frac{-h_{fe1} h_{oe6}^{-1} h_{oe1}^{-1}}{2h_{oe4}^{-1} (h_{oe6}^{-1} + h_{oe1}^{-1}) + h_{fe1} h_{oe1}^{-1} 2h_{oe4}^{-1}} = \frac{-h_{fe1} h_{oe6}^{-1} h_{oe1}^{-1}}{2h_{oe4}^{-1} [h_{oe6}^{-1} + (1 + h_{fe1}) h_{oe1}^{-1}]} \quad (3)$$

Pero si $h_{fe1} \gg 1$, entonces se puede hacer esta aproximación

$$h_{oe6}^{-1} \ll (1 + h_{fe1})h_{oe1}^{-1} \Rightarrow h_{oe6}^{-1} + (1 + h_{fe1})h_{oe1}^{-1} \cong h_{fe1}h_{oe1}^{-1}$$

Luego, la ecuación (3) se simplifica a

$$A_c \cong \frac{-h_{oe6}^{-1}}{2h_{oe4}^{-1}} = -0.5$$

————— ◦ ○

© La relación de rechazo en modo común o CMRR se define como

$$\text{CMRR (dB)} = 20 \log_{10} \left(\frac{A_d}{A_c} \right) = 20 \log_{10} \left(\frac{500}{0.5} \right) = 60 \text{ dB}$$

————— ◦ ○

④ Para calcular las tensiones de salida v_{o1} y v_{o2} , se utilizará las relaciones que existen entre las componentes en modo diferencial y modo común

$$\begin{aligned} v_{o1} &= \frac{A_d}{2} v_{id} + A_c v_{ic} \\ v_{o2} &= -\frac{A_d}{2} v_{id} + A_c v_{ic} \end{aligned} \quad (4)$$

Las componentes de entrada en modo diferencial y modo común valen

$$\begin{aligned} v_{id} &= v_{i1} - v_{i2} = 1V + 2mV \cdot \text{sen} \omega t - 1V = 2mV \cdot \text{sen} \omega t \\ v_{ic} &= \frac{v_{i1} + v_{i2}}{2} = \frac{1V + 2mV \cdot \text{sen} \omega t + 1V}{2} \cong 1V \end{aligned}$$

Reemplazando estos valores en la ecuación (4) resulta que

$$\begin{aligned} v_{o1} &= \frac{A_d}{2} v_{id} + A_c v_{ic} = \frac{-500}{2} 2mV \cdot \text{sen} \omega t + (-0.5) 1V = -0.5V \cdot \text{sen} \omega t - 0.5V \\ v_{o2} &= -\frac{A_d}{2} v_{id} + A_c v_{ic} = -\frac{-500}{2} 2mV \cdot \text{sen} \omega t + (-0.5) 1V = 0.5V \cdot \text{sen} \omega t - 0.5V \end{aligned}$$

————— ◦ ○ ◦ —————

PROBLEMA 44

Para el amplificador diferencial de la figura 44.1, se pide

- Punto de trabajo de los transistores. ¿Por qué la corriente que circula por R_L y R_E son nulas?
- Ganancia en modo diferencial.
- Ganancia en modo común.

Datos: $R_C=5k\Omega$, $R_L=10k\Omega$, $R_E=2k\Omega$, $R_I=30k\Omega$, $V_{CC}=15V$, $I=0.5mA$, $h_{FE}=90$, $h_{fe}=120$, $h_{ie}=5k\Omega$, $1/h_{oe}=50k\Omega$.

Nota: Despreciar las corrientes de base.

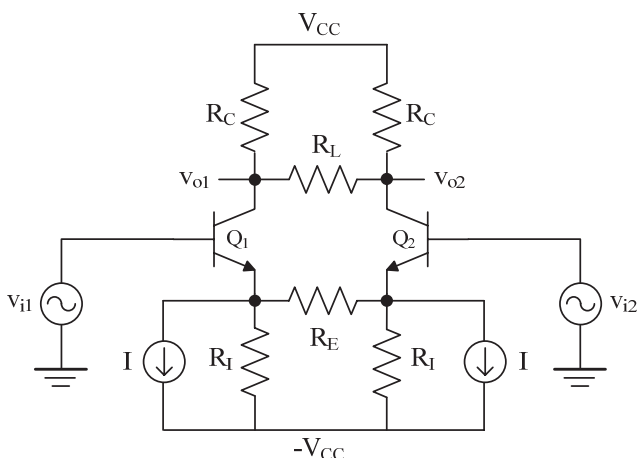


Fig. 44.1

Ⓐ Aplicando el principio de simetría, ambos transistores tienen el mismo punto de trabajo. Luego,

$$I_{E1} = I_{E2} = \frac{-V_{BE1} - (-V_{CC})}{R_I} + I = \frac{-0.7V + 15V}{30k\Omega} = 0.98mA \cong I_{C1} = I_{C2}$$

$$I_{B1} = I_{B2} = \frac{I_{C1}}{h_{FE}} = \frac{0.98mA}{90} = 10.9\mu A$$

$$V_{CE1} = V_{CE2} = V_{CC} - I_{C1}R_C - (-V_{BE1}) = 15V - 0.98mA \cdot 5k\Omega + 0.7V = 10.8V$$

Las corrientes que circulan por R_E y R_L son nulas debido a la simetría del circuito. En este caso, $V_{C1}=V_{C2}$ y $V_{E1}=V_{E2}$, es decir, la diferencia de potencial en los terminales de esas resistencias es nula, a igual que sus corrientes.

— ○ ○

⑥ Para aplicar los principios de simetría utilizados en el análisis de amplificadores diferenciales, el amplificador diferencial de la figura 44.1 se divide en dos mitades totalmente simétricas tal como se indica en la figura 44.2. Para ello, las resistencias R_E y R_L han sido reemplazadas por dos resistencias en serie iguales y de valor mitad.

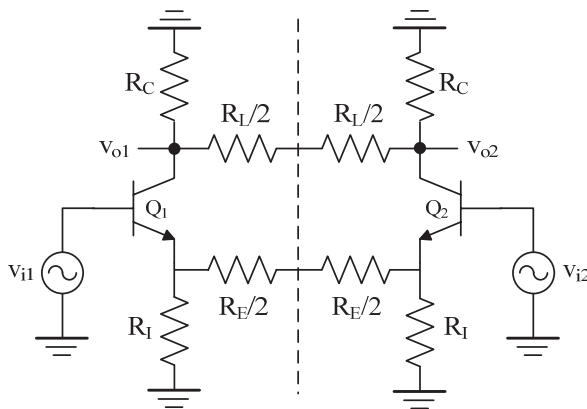


Fig. 44.2. División del amplificador diferencial en dos mitades simétricas.

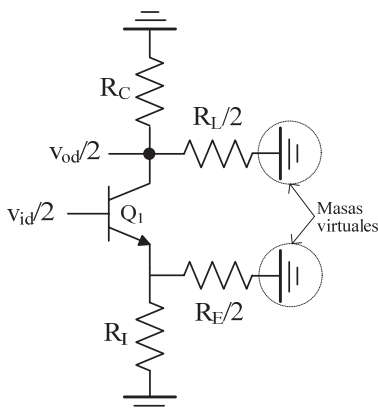


Fig. 44.3. Circuito equivalente en modo diferencial.

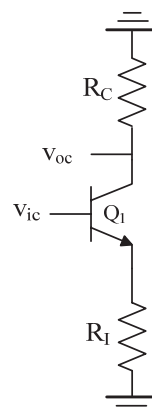


Fig. 44.4. Circuito equivalente en modo común.

El comportamiento de este circuito simétrico a componentes en modo diferencial hace que cualquier nudo que pase por el eje de simetría se comporte como una masa virtual. Como resultado, el circuito equivalente en modo diferencial se muestra en la figura 44.3. La ganancia en modo diferencial de esta una configuración en emisor común con resistencia de emisor (ver figura 2.10 del libro de *Electrónica Básica para Ingenieros*) vale

$$A_d = \frac{-h_{fe}h_{oe}^{-1}\left(\frac{R_L}{2} \parallel R_C\right)}{\left(h_{ie} + \left(\frac{R_E}{2} \parallel R_I\right)\right)\left(h_{oe}^{-1} + \left(\frac{R_L}{2} \parallel R_C\right)\right) + h_{fe}h_{oe}^{-1}\left(\frac{R_E}{2} \parallel R_I\right)} \cong -2.45$$

Una aproximación de esta ganancia (véase apartado b) del Prob. 13, pág. 38) es

$$A_d \cong -\frac{\frac{R_L}{2} \parallel R_C}{\frac{R_E}{2} \parallel R_I} \cong -\frac{5k\Omega \parallel 5k\Omega}{1k\Omega \parallel 30k\Omega} = -2.58$$

— • ○

© El comportamiento del circuito de la figura 44.2 a componentes en modo común hace que cualquier dispositivo que se cruce por el eje de simetría puede ser retirado del circuito. Esto es debido a que la diferencia de tensión en los terminales de ese dispositivo es nula y no circula corriente. En este caso, las resistencias R_E y R_L conectan dos nudos idénticos de ambas mitades y, por consiguiente, pueden ser eliminadas dado que no circulan ninguna corriente por ellas. Como resultado, en la figura 44.4 se muestra el circuito equivalente a componentes en modo común. La ganancia de este amplificador, que corresponde a una configuración en emisor común con resistencia de emisor, es

$$A_c = \frac{-h_{fe}h_{oe}^{-1}R_C}{(h_{ie} + R_I)(h_{oe}^{-1} + R_C) + h_{fe}h_{oe}^{-1}R_I} \cong -0.16$$

Una aproximación de esta ganancia es

$$A_c \cong -\frac{R_C}{R_I} = -\frac{5k\Omega}{30k\Omega} = -0.17$$

— • ○ • —

PROBLEMA 45

Para el amplificador diferencial de la figura 45.1, se pide:

- Calcular la ganancia en modo diferencial.
- Calcular la ganancia en modo común.
- Diseñar un circuito basado en transistores bipolares que proporcione las corrientes de polarización indicadas en el esquema con el mínimo número de componentes. Indicar el valor de las resistencias.

Datos: $V_{CC}=12V$, $I=1mA$, $R_{E1}=1k\Omega$, $R_{E2}=3k3\Omega$, $R_{C1}=10k\Omega$, $R_{C2}=33k\Omega$, $h_{oe}=1/50k\Omega$, $h_{fe}=250$, $h_{ie}=3k3\Omega$, $h_{re}=0$.

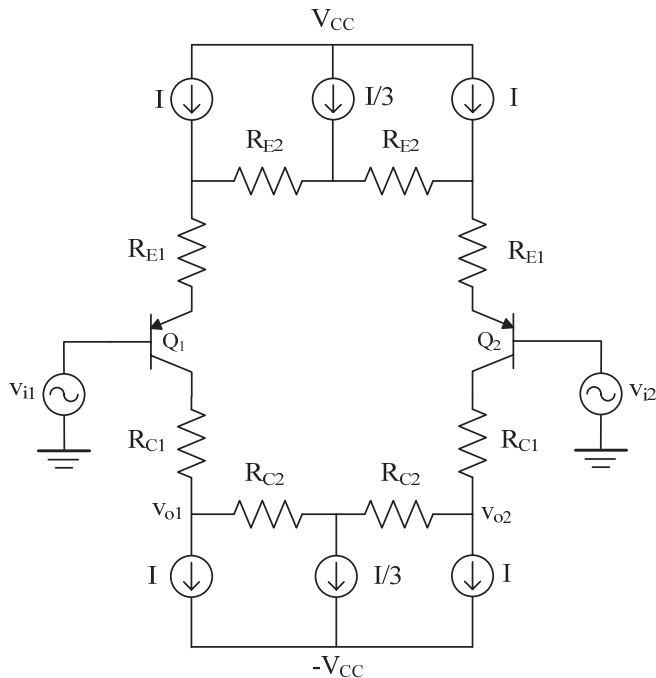


Fig. 45.1

Ⓐ Para calcular la ganancia en modo diferencial se aplica los principios de simetría asociados a los amplificadores diferenciales (véase Prob. 44, pág. 134). El modelo equivalente en modo diferencial se muestra en la figura 45.2. Al tratarse de un amplificador en EC con resistencia en su emisor (ver figura 2.10 del libro de Elec-

trónica Básica para Ingenieros), la expresión de la ganancia considerando la carga total $R_{C1}+R_{C2}$ vale

$$A_d = -\frac{h_{fe}h_{oe}^{-1}(R_{C1}+R_{C2})}{(h_{ie}+R_{E1}+R_{E2})(h_{oe}^{-1}+R_{C1}+R_{C2})+h_{fe}h_{oe}^{-1}(R_{E1}+R_{E2})} \cong -10$$

No obstante, la A_d está referida al colector del transistor. Al estar las tensiones v_{o1} y v_{o2} entre R_{C1} y R_{C2} , la expresión de la ganancia en modo diferencial referida a estas tensiones se obtiene aplicando el divisor de tensión resultando

$$A_V = \frac{R_{C2}}{R_{C2}+R_{C1}} A_d = \frac{33k\Omega}{33k\Omega+10k\Omega}(-10) \cong -7.6$$

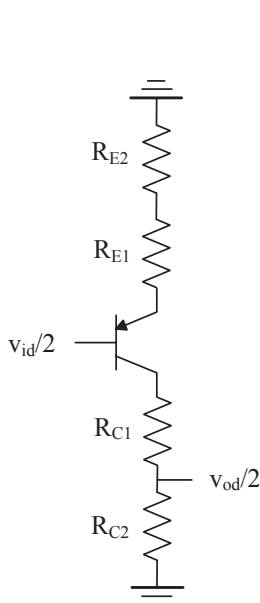


Fig. 45.2. Circuito equivalente en modo diferencial.

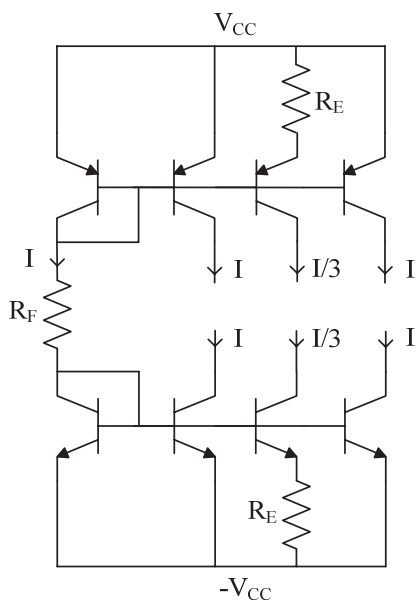


Fig. 45.3. Generación de fuentes de corriente de polarización.

— ○ ○

② Directamente la ganancia en modo común $A_c=0$, por ser las fuentes de corriente de polarización ideales.

— ○ ○

© Un circuito óptimo que proporcione todas las fuentes de corriente de polarización del circuito se presenta en la figura 45.3. En este circuito, la resistencia R_F fija la corriente de referencia $I=1\text{mA}$, de forma que su valor debe ser

$$R_F = \frac{2V_{CC} - 2V_{BE}}{I} = \frac{2 \cdot 12\text{V} - 2 \cdot 0.7\text{V}}{1\text{mA}} = 22.6\text{k}\Omega$$

El valor de R_E se obtiene utilizando la expresión de una fuente de corriente Widlar (véase sección 5.4 del libro *Electrónica Básica para Ingenieros*), que despejando resulta

$$R_E = \frac{V_T}{I/3} \ln\left(\frac{I}{I/3}\right) = \frac{3V_T}{I} \ln(3) = \frac{3 \cdot 25\text{mV}}{1\text{mA}} \ln(3) = 82\Omega$$

Un inconveniente del circuito propuesto es la limitada impedancia interna de los espejos de corriente cuyo valor es h_{oe}^{-1} . Una buena solución sería reemplazar esos espejos por otro tipo de fuentes de mayor impedancia como son las fuentes de corriente Wilson o *cascodes*. Sin embargo, el coste sería un incremento considerable en el número de dispositivos del circuito de polarización.

— ◦ ○ ◦ —

PROBLEMA 46

Para el amplificador diferencial de la figura 46.1, se pide:

- Obtener la expresión de la ganancia en modo diferencial.
- Obtener la expresión de la ganancia en modo común.
- Calcular el valor numérico de las ganancias anteriores si los transistores son BC547B.
- Diseñar un circuito basado en transistores NMOS que proporcionen el valor de las fuentes de corriente indicadas en la figura.
- Repetir el apartado d) pero utilizando transistores bipolares.

Datos: $V_{CC}=15V$, $R_C=10k\Omega$, $R_M=15k\Omega$, $I_{CC}=1.5mA$.

NMOS: $k=100\mu A/V^2$, $V_T=1V$.

Nota: Hacer la aproximación $h_{FE} \gg 1$ y considerar que $h_{oe}=h_{re}=0$.

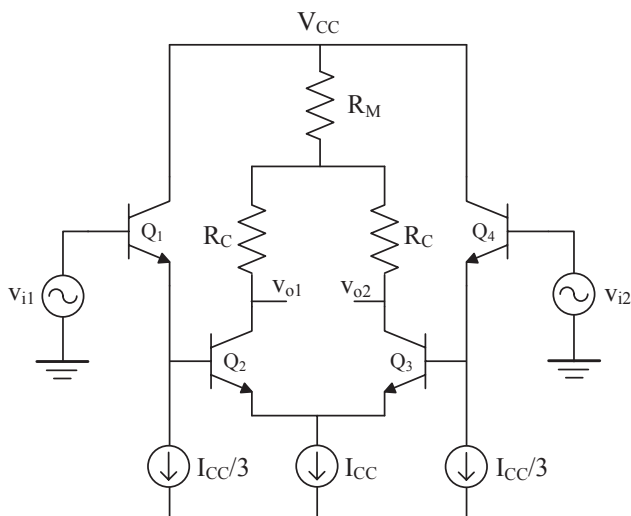


Fig. 46.1

Ⓐ El circuito de pequeña señal de la figura 46.2.b) es el resultado de aplicar los principios de simetría al amplificador diferencial de la figura 46.1 cuando se aplican componentes de entrada en modo diferencial. En este caso, el eje de simetría atraviesa la resistencia R_M y el emisor de los transistores Q_2 y Q_3 , luego en peque-

ña señal se comportan como masas virtuales (véase Prob. 44, pág. 134). Analizando este circuito se extraen las siguientes ecuaciones:

$$\begin{cases} v_{id} / 2 = i_{b1} h_{ie1} + i_{b2} h_{ie2} \\ (1 + h_{fe1}) i_{b1} = i_{b2} \\ v_{od} / 2 = -h_{fe2} i_{b2} R_C \end{cases}$$

Resolviendo este sistema de ecuaciones, la ganancia en modo diferencial vale

$$A_d = \frac{v_{od}}{v_{id}} \cong -\frac{h_{fe1} h_{fe2} R_C}{h_{ie1} + h_{fe1} h_{ie2}} \quad (1)$$

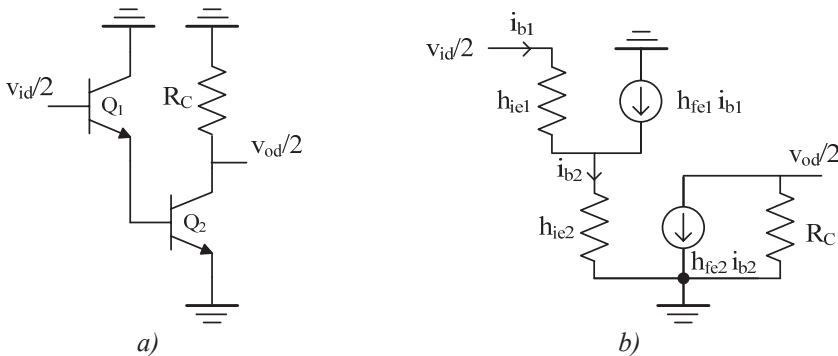


Fig. 46.2. Circuito equivalente en a) alterna en modo diferencial y su b) circuito de pequeña señal.

— ○ ○

ⓑ) $A_c=0$, al ser las fuentes de corriente de polarización ideales.

— ○ ○

ⓒ) $I_{C2}=I_{C3}=I_{CC}/2=0.75\text{mA}$. Los parámetros de pequeña señal de los transistores Q_2 y Q_3 extraídas de las gráficas del BC547B valen $h_{fe2}=h_{fe3}=350$, $h_{ie2}=h_{ie3}=9\text{k}\Omega$. Para los transistores Q_1 y Q_4 cuyas corrientes son $I_{C1}=I_{C4}=I_{CC}/3=0.5\text{mA}$ valen $h_{fe1}=h_{fe4}=320$, $h_{ie1}=h_{ie4}=13\text{k}\Omega$. Reemplazando los valores en la ecuación (1) da como resultado $A_d \approx -268$, $A_c=0$.

— ○ ○

ⓓ) En la figura 46.3 se presenta el circuito propuesto basado en transistores MOS para proporcionar las corrientes de polarización indicadas en la figura 46.1. Si se

© Se pueden obtener las fuentes de corriente utilizando transistores bipolares combinando un espejo de corriente con una fuente Widlar, tal como se indica en la figura 46.4. La corriente de referencia se fija a través de la resistencia R_A

$$R_A = \frac{-V_{BE} - (-V_{CC})}{I_{CC}} = \frac{-0,7V + 15V}{1.5mA} = 9.5k\Omega$$

Por otra parte, la R_B fija la corriente de salida de ambas fuentes de corriente Widlar (véase Prob. 33, pág. 103) de forma que su valor es

$$R_B = \frac{V_T}{I_{CC}/3} \ln\left(\frac{I_{CC}}{I_{CC}/3}\right) = \frac{25mV}{1.5mA/3} \ln(3) = 55\Omega$$

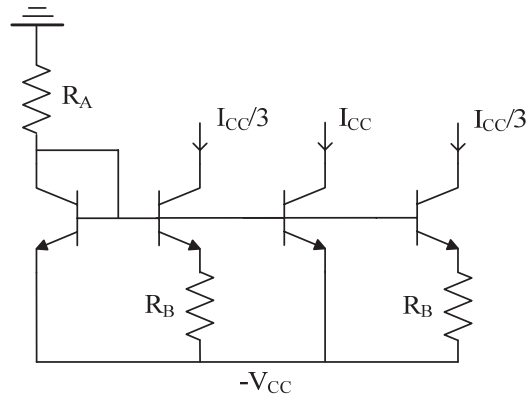


Fig. 46.4. Generación de las fuentes de corriente usando transistores bipolares.

— ◦ ○ ◦ —

PROBLEMA 47

Para el amplificador diferencial de la figura 47.1, se pide:

- Calcular el valor de R_S para que la corriente de colector de los transistores bipolares sea de 0.1mA .
- Si se aplica una tensión en alterna a v_i de 1mV de amplitud, calcular el valor de la amplitud de v_o . Nota: Despreciar el efecto de la ganancia en modo común.

Datos: $V_{DD}=15\text{V}$, $R_1=10\text{k}\Omega$, $R_2=15\text{k}\Omega$, $I_{ref}=2\text{mA}$.

BJT: $h_{FE}=150$, $h_{fe}=200$, $h_{ie}=5\text{k}\Omega$, $1/h_{oe}=50\text{k}\Omega$, $h_{re}=0$.

NMOS: $k_n=100\mu\text{A}/\text{V}^2$, $V_T=1\text{V}$, $(W/L)_1=5$, $(W/L)_2=10$, $(W/L)_3=(W/L)_4=15$, $r_d=50\text{k}\Omega$, $g_m=500\mu\text{A}/\text{V}$.

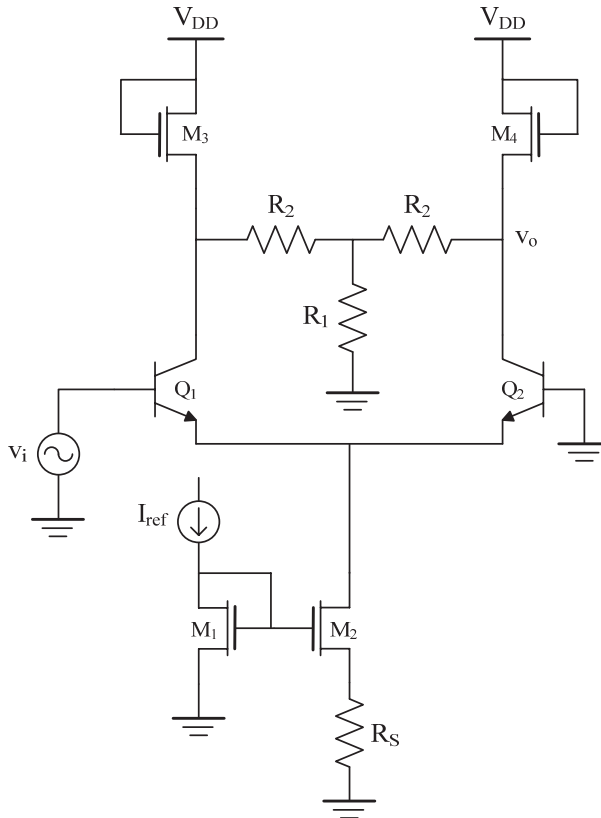


Fig. 47.1

Ⓐ Si se impone la condición de $I_{C1}=I_{C2}=0.1\text{mA} \Rightarrow I_{D2}=I_{C1}+I_{C2}=0.2\text{mA}$. Analizando la fuente de corriente constituida por los transistores M_1 y M_2 , se comprueba que

$$V_{GS1} = V_{GS2} + I_{D2}R_S$$

$$\sqrt{\frac{2I_{\text{ref}}}{k_n(W/L)_1}} + V_T = \sqrt{\frac{2I_{D2}}{k_n(W/L)_2}} + V_T + I_{D2}R_S$$

Sustituyendo datos y despejando R_S se obtiene

$$R_S = \frac{\sqrt{\frac{2I_{\text{ref}}}{k_n(W/L)_1}} - \sqrt{\frac{2I_{D2}}{k_n(W/L)_2}}}{I_{D2}} = \frac{\sqrt{\frac{2 \cdot 2\text{mA}}{100\mu\text{A} / \text{V}^2 \cdot 5}} - \sqrt{\frac{2 \cdot 0.2\text{mA}}{100\mu\text{A} / \text{V}^2 \cdot 5}}}{0.2\text{mA}} \cong 1\text{ k}\Omega$$

— ○ ○

Ⓑ En la figura 47.2 se muestra el circuito equivalente de pequeña señal aplicando los principios de simetría del amplificador diferencial a entrada en modo diferencial. En este caso, el eje de simetría pasa por el nudo común a las resistencias R_2 que se comporta como un nudo de masa virtual anulando el efecto de la resistencia R_1 en modo diferencial. Por otra parte, los transistores M_3 y M_4 constituyen la carga activa del amplificador. Al tener su drenador-puerta cortocircuitada ($V_{DG}=0$) estos transistores en pequeña señal se comportan como un elemento resistivo de valor $g_m^{-1} \parallel r_d$. La demostración de este comportamiento se muestra en la figura 47.3. En este circuito, la fuente de corriente g_mv_{gs} depende de la tensión de sus propios terminales, comportamiento equivalente a una resistencia de valor g_m^{-1} .

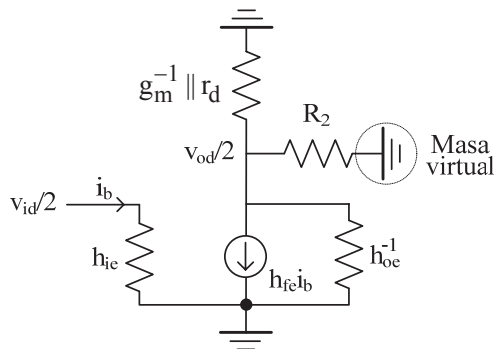


Fig. 47.2. Circuito equivalente en alterna a modo diferencial.

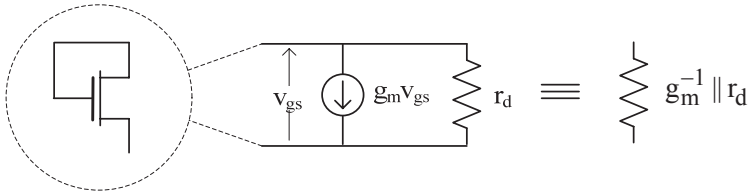


Fig. 47.3. Modelo equivalente de un transistor MOS con $V_{DG}=0$.

Analizando el circuito de la figura 47.2, la ganancia en modo diferencial vale

$$A_d = \frac{v_{od}}{v_{id}} = -h_{fe} \frac{R_2 \parallel h_{oe}^{-1} \parallel g_m^{-1} \parallel r_d}{h_{ie}} \cong -66$$

Luego, la relación entre la tensión de salida v_o y la tensión de entrada v_i , si se desprecia el efecto de modo común, es

$$\frac{v_o}{v_i} = -\frac{A_d}{2} = -\frac{-66}{2} = 33$$

La amplitud de la tensión de salida pedida es

$$v_o = 33v_i = 33 \cdot 1\text{mV} = 33\text{mV}$$

————— ◦ ○ ◦ —————

PROBLEMA 48

En la figura 48.1 se muestra un amplificador constituido por dos amplificadores diferenciales. En la primera etapa diferencial, M_1 y M_2 están basados en el transistor NJFET 2N5457 con una $V_{GS(off)} = -3.5V$ y en la segunda etapa los transistores Q_1 y Q_2 están basados en el BC547B. Se pide:

- Punto de trabajo de los transistores.
- Calcular la relación v_o/v_{id} .
- Si $v_1 = 1mV \cdot \sin \omega t$ y $v_2 = 1.5mV \cdot \sin \omega t$, determinar el valor de v_o .
- Determinar la frecuencia de corte inferior del circuito si C es el condensador dominante.

Datos: $V_{CC} = 10V$, $R_1 = R_2 = 4k\Omega$, $R_L = 8k\Omega$, $I_1 = 2mA$, $I_2 = 1mA$, $C = 10nF$.

Nota: Hacer las siguientes aproximaciones: despreciar la I_B frente al resto de las corrientes del circuito, y despreciar los siguientes parámetros: $r_d = \infty$, $h_{oe} = h_{re} = 0$.

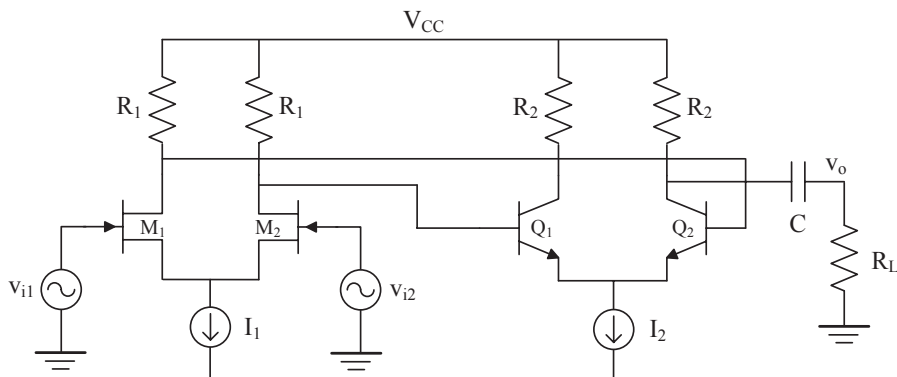


Fig. 48.1

Ⓐ Para poder calcular la polarización de los transistores hay que aplicar el principio de simetría en donde la corriente I_1 e I_2 se reparte simétricamente por ambas ramas de los amplificadores diferenciales. En el *datasheet* del 2N5457 fácilmente se determina que $V_p = -3.5V$ e $I_{DSS} = 5mA$. En la primera etapa $I_{D1} = I_{D2} = I_1/2 = 1mA$. Entonces la tensión $V_{GS1} = V_{GS2}$ vale

$$V_{GS1} = V_{GS2} = V_p \left[1 - \sqrt{I_{D1} / I_{DSS}} \right] = -3.5V \left[1 - \sqrt{1mA / 5mA} \right] = -1.93V$$

La tensión $V_{DS1}=V_{DS2}$ se obtiene como

$$\begin{aligned} V_{DS1} = V_{DS2} = V_D - V_S &= (V_{CC} - I_{D1}R_1) - (-V_{GS1}) = \\ &= 10V - 1mA \cdot 4k\Omega + (-1.93V) = 4.07V \end{aligned}$$

En la segunda etapa, $I_{C1}=I_{C2}=I_2/2=0.5mA$. Por otra parte, la tensión base de Q_1 y Q_2 vale

$$V_{B1} = V_{B2} = V_{CC} - I_{D1}R_1 = 10V - 1mA \cdot 4k\Omega = 6V$$

A partir de esta tensión se calculan las tensiones colector-emisor como

$$\begin{aligned} V_{CE2} = V_{CE1} = V_{CC} - I_{C2}R_2 - (V_{B1} - V_{BE1}) = \\ = 10V - 0.5mA \cdot 4k\Omega - (6V - 0.7V) = 2.7V \end{aligned}$$

Resumiendo, el punto de trabajo para M_1 e M_2 es

$$V_{GSQ1}=V_{GSQ2}=-1.93V$$

$$V_{DSQ1}=V_{DSQ2}=4.07V$$

$$I_{DQ1}=I_{DQ2}=1mA$$

y para Q_1 y Q_2 es

$$I_{CQ1}=I_{CQ2}=0.5mA$$

$$I_{BQ1}=I_{BQ2}=I_C/h_{FE}=0.5mA/250=2\mu A$$

$$V_{CEQ1}=V_{CEQ2}=2.7V$$

— ◦ ◦

ⓑ Los parámetros válidos de pequeña señal extraídos a partir de las hojas de características de los transistores son

$$g_m|_{I_D=1mA} = 2.6m\Omega^{-1}, \quad h_{fe}|_{I_C=0.5mA} = 350, \quad h_{ie}|_{I_C=0.5mA} = 15k\Omega$$

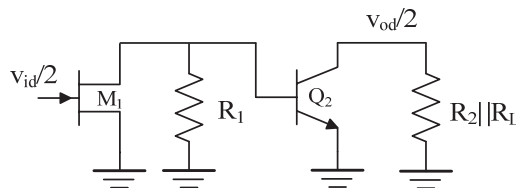


Fig. 48.2. Circuito equivalente en modo diferencial.

Aplicando principios de simetría a cada amplificador diferencial, el circuito equivalente en modo diferencial del amplificador se presenta en la figura 48.2.

Se trata de un amplificador de dos etapas, la primera en configuración fuente común y la segunda en emisor común. Fácilmente se obtiene que la ganancia en modo diferencial como

$$A_d = \frac{v_{od}}{v_{id}} = g_m (R_1 \parallel h_{ie}) \frac{h_{fe} (R_2 \parallel R_L)}{h_{ie}} = 511$$

Sin embargo, al ser salida simple la relación v_o/v_{id} es la mitad

$$\frac{v_o}{v_{id}} = A_d / 2 = 255.5$$

_____ ° ○

© Utilizando los valores obtenidos en el apartado b) resulta

$$v_o = \frac{A_d}{2} v_{id} = \frac{A_d}{2} (v_{i1} - v_{i2}) = 255.5 (1\text{mV} - 1.5\text{mV}) = -127.75\text{mV}$$

_____ ° ○

d Si C es el condensador dominante del circuito, éste fija la frecuencia de corte inferior como

$$f_L = \frac{1}{2\pi(R_2 + R_L)C} = \frac{1}{2\pi(4\text{k}\Omega + 8\text{k}\Omega)10\text{nF}} = 1.3\text{kHz}$$

_____ ° ○ ° _____

PROBLEMA 49

Para el amplificador diferencial de la figura 49.1, se pide:

- Determinar las corrientes de colector y drenador de todos los transistores. Determinar el valor de R_C para polarizar correctamente el circuito.
- Obtener el valor de la ganancia en modo diferencial.
- Obtener el valor de la ganancia en modo común.
- Calcular el CMRR.

Datos: PNP: $h_{FE}=75$, $V_{EB}=0.7V$, $h_{ie}=5k\Omega$, $h_{fe}=100$, $1/h_{oe}=50k\Omega$, $h_{re}=0$.

NPN: $h_{FE}=100$, $V_{BE}=0.7V$, $h_{ie}=6k\Omega$, $h_{fe}=150$, $1/h_{oe}=80k\Omega$, $h_{re}=0$.

JFET: $I_{DSS}=1mA$, $V_P=-4V$.

$R_S=48k\Omega$, $R_E=1k1\Omega$, $V_{CC}=12V$.

Nota: Despreciar las corrientes de base.

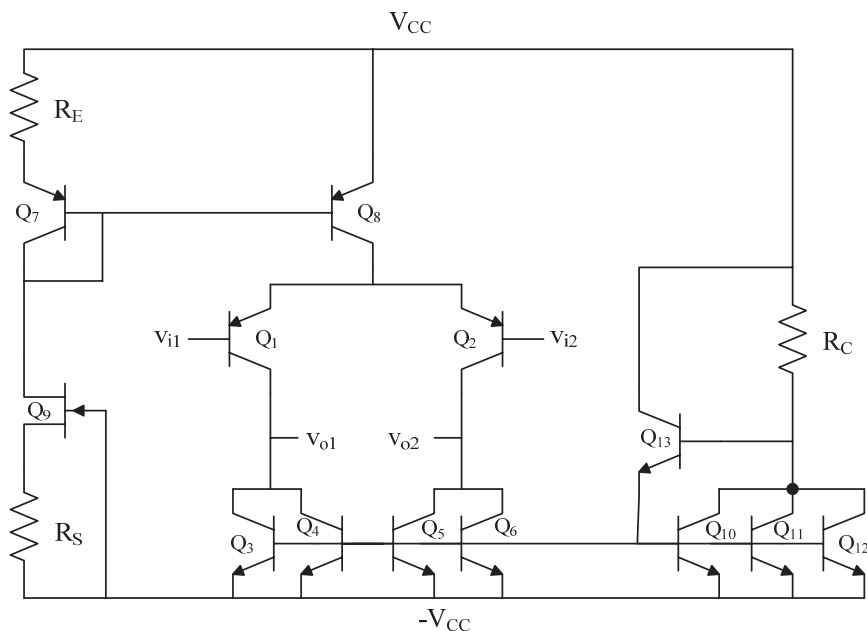


Fig. 49.1

- Ⓐ Por inspección del circuito se puede observar que la polarización de la etapa diferencial se realiza a través de las siguientes fuentes de corriente: 1) Q7 y Q8

forman una fuente de corriente Widlar, 2) Q_3 y Q_4 junto a Q_5 y Q_6 , además de constituir una carga activa, forman un espejo de corriente respecto de los transistores Q_{10} , Q_{11} y Q_{12} . En este circuito se han utilizado varios transistores en paralelo para incrementar el valor de las corrientes de polarización.

Para analizar la polarización hay que tener en cuenta que el valor de las fuentes de corriente se fija a través del transistor JFET Q_9 , que define la corriente de referencia de la fuente Widlar, y de la resistencia R_C , que a su vez define la corriente de referencia del espejo de corriente.

En primer lugar se calcula la corriente de drenador del JFET Q_9 , para lo cual hay que resolver el siguiente sistema de ecuaciones

$$I_{D9} = I_{DSS} \left(1 - \frac{V_{GS9}}{V_P} \right)^2$$

$$V_{GS9} = -I_{D9} R_S$$

que resolviendo resulta: $V_{GS9} = -3V$ e $I_{D9} = 62.5\mu A$. Al ser despreciadas las corrientes de base, $I_{D9} = I_{C7} = 62.5\mu A$. Luego, en la fuente de corriente Widlar verifica

$$V_T \ln \frac{I_{C8}}{I_{C7}} = I_{C7} R_E \Rightarrow I_{C8} = I_{C7} \exp \left(\frac{I_{C7} R_E}{V_T} \right) = 62.5\mu A \cdot \exp \left(\frac{62.5\mu A \cdot 1k\Omega}{25mV} \right) \cong 1mA$$

I_{C8} se reparte entre los dos transistores de la etapa diferencial de forma que

$$I_{C1} = I_{C2} = I_{C8} / 2 = 0.5mA$$

$$I_{C3} = I_{C4} = I_{C5} = I_{C6} = I_{C8} / 4 = 0.25mA$$

Pero Q_3 , Q_4 , Q_5 , Q_6 , Q_{10} , Q_{11} y Q_{12} forman un espejo de corriente. La corriente que debe circular por R_C debe ser de $3 \cdot 0.25mA$. Por consiguiente, el valor pedido de esta resistencia R_C es

$$R_C = \frac{2V_{CC} - V_{BE3} - V_{BE10}}{3 \cdot 0.25mA} = \frac{2 \cdot 12V - 0.7V - 0.7V}{3 \cdot 0.25mA} = 30.1k\Omega$$

— ° ○

⑥ Aplicando el principio de simetría del amplificador diferencial, fácilmente se demuestra que a componentes en modo diferencial el circuito original de la figura 49.1 se convierte en el circuito equivalente en alterna de la figura 49.2. En este caso, la etapa diferencial tiene una carga activa formada los transistores Q_3/Q_4 y Q_5/Q_6 . En pequeña señal, estos transistores se sustituyen por h_{oen}^{-1} , que es la resis-

tencia de salida de un transistor NPN. Al ser dos transistores en paralelo, la carga activa final es $h_{oen}^{-1} / 2$.

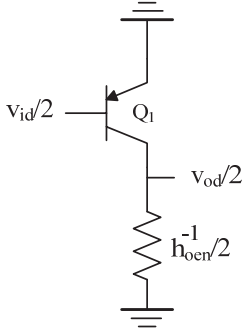


Fig. 49.2. Circuito equivalente en modo diferencial.

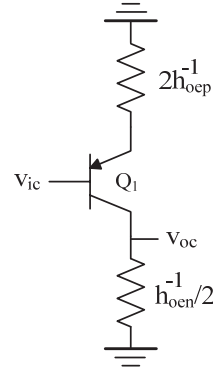


Fig. 49.3. Circuito equivalente en modo común.

La ganancia en modo diferencial pedida es

$$A_d = -h_{fep} \frac{h_{oep}^{-1} \parallel \left(h_{oen}^{-1} / 2 \right)}{h_{iep}} = -444.4$$

————— ◦ ○

© Utilizando el circuito equivalente a componentes en modo común mostrado en la figura 49.3, la ganancia en modo común vale

$$A_c = \frac{-h_{fep} \left(h_{oep}^{-1} \parallel \left(h_{oen}^{-1} / 2 \right) \right)}{\left(h_{iep} + 2h_{oep}^{-1} \right) \left(h_{oep}^{-1} + h_{oen}^{-1} / 2 \right) h_{oen}^{-1} + h_{iep} h_{oep}^{-1} 2h_{oep}^{-1}} \cong -\frac{h_{oen}^{-1} / 2}{2h_{oep}^{-1}} = -\frac{1}{4} = -0.25$$

————— ◦ ○

d) La relación de rechazo en modo común vale

$$CMRR = 20 \log \left(\frac{A_d}{A_c} \right) = 20 \log \left(\frac{444.4}{0.25} \right) = 65 \text{dB}$$

————— ◦ ○ ◦ —————

PROBLEMA 50

La figura 50.1 muestra el esquema de un amplificador operacional sencillo. Se pide:

- Calcular las intensidades que circula por cada uno de los transistores y el valor de v_o en continua. Utilizar los principios de simetría de los amplificadores diferenciales. Despreciar la I_B frente a I_C ($I_B \ll I_C$).
- Determinar la potencia de disipación de este circuito.
- Si los transistores Q_1 y Q_2 tienen una $h_{FE}=100$, calcular las corrientes de entrada.
- Obtener el modelo equivalente en tensión del amplificador utilizando las aproximaciones que se consideren oportunas.

Datos: $V_{CC}=15V$, $R_{C1}=20k\Omega$, $R_{C2}=R_{E1}=3k\Omega$, $R_{C3}=15k7\Omega$, $R_{C4}=28k6\Omega$, $R_{E2}=2k3\Omega$.

NPN: $V_{BE}=0.7V$, $h_{FE}=100$, $h_{fe}=150$, $h_{ie}=5k\Omega$, $h_{oe}=h_{re}=0$.

PNP: $V_{EB}=0.7V$, $h_{FE}=80$, $h_{fe}=120$, $h_{ie}=4k\Omega$, $h_{oe}=h_{re}=0$.

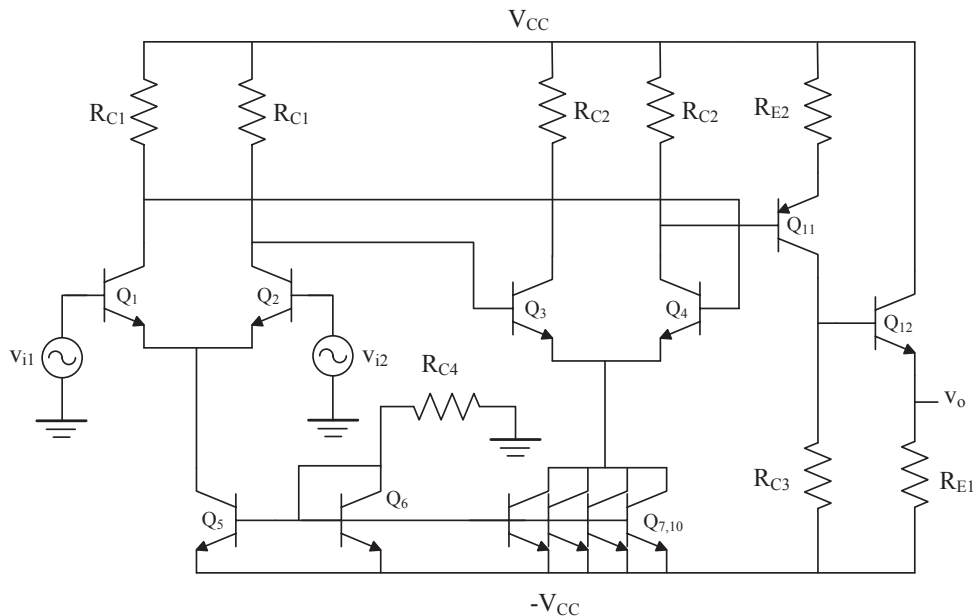


Fig. 50.1

— ○ ○ —

- Ⓐ En este circuito, Q_{5-10} forman un espejo de corriente de forma que

$$I_{C5} = I_{C6} = I_{C7} = I_{C8} = I_{C9} = I_{C10} = \frac{-V_{BE6} - (-V_{CC})}{R_{C4}} = \frac{-0.7V + 15V}{28.6k\Omega} = 0.5mA$$

La corriente de colector de Q_5 se reparte equitativamente entre los transistores Q_1 y Q_2 resultando

$$I_{C1} = I_{C2} = \frac{I_{C5}}{2} = \frac{0.5mA}{2} = 0.25mA$$

Por otra parte, la corriente en Q_3 y Q_4 vale

$$I_{C3} = I_{C4} = \frac{I_{C7} + I_{C8} + I_{C9} + I_{C10}}{2} = \frac{4I_{C7}}{2} = \frac{4 \cdot 0.5mA}{2} = 1mA$$

Analizando la base de Q_{11} se obtiene

$$I_{C4}R_{C2} = I_{C11}R_{E2} + V_{BE11} \Rightarrow I_{C11} = \frac{I_{C4}R_{C2} - V_{BE11}}{R_{E2}} = \frac{1mA \cdot 3k\Omega - 0.7V}{2k3\Omega} = 1mA$$

Por último, la corriente de Q_{12} se calcula como

$$I_{C11}R_{C3} = V_{BE12} + I_{C12}R_{E1} \Rightarrow I_{C12} = \frac{I_{C11}R_{C3} - V_{BE12}}{R_{E1}} = \frac{1mA \cdot 15.7k\Omega - 0.7V}{3k\Omega} = 5mA$$

La componente en continua (dc) de la salida v_o vale

$$v_o(dc) = I_{C12}R_{E1} + (-V_{CC}) = 5mA \cdot 3k\Omega - 15V = 0V$$

Esto significa que en ausencia de señal de entrada, la tensión de salida es nula.

— ◦ ○

- Ⓑ El cálculo de la potencia del circuito se realiza a partir de las corrientes que proporcionan las fuentes de alimentación.

$$\begin{aligned} P_{CC} &= 2V_{CC}(I_{C1} + I_{C2} + I_{C3} + I_{C4} + I_{C11} + I_{C12}) = \\ &= 2 \cdot 15V(0.25mA + 0.25mA + 1mA + 1mA + 1mA + 5mA) = 255mW \end{aligned}$$

— ◦ ○

- Ⓒ Las corrientes de polarización de entrada de la primera etapa diferencial valen

$$I_{B1} = I_{B2} = \frac{I_{C1}}{h_{FE}} = \frac{0.25\text{mA}}{100} = 2.5\mu\text{A}$$

— ○ ○

④ El amplificador de la figura 50.1 está constituido por dos amplificadores diferenciales conectados en cascada y una etapa salida basada en los transistores Q_{11} y Q_{12} . En la figura 50.2 se describe el circuito equivalente del amplificador completo donde se han aplicado los principios de simetría para simplificar el análisis de las amplificadores diferenciales.

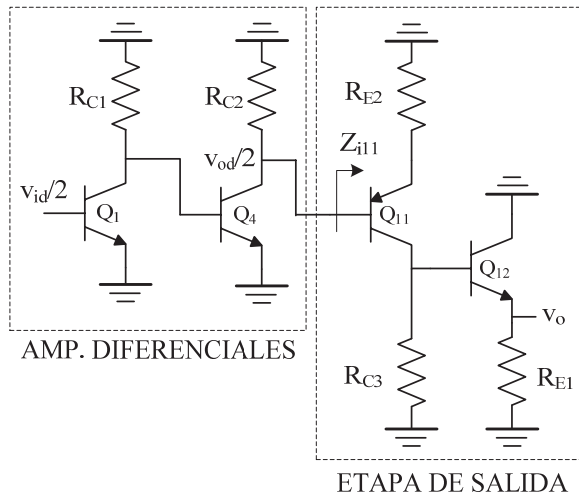


Fig. 50.2. Modelo simplificado del amplificador.

El circuito equivalente de los amplificadores diferenciales se reduce al análisis de dos etapas básicas en EC de forma que su ganancia total vale

$$A_d = \frac{-h_{fe1}(R_{C1} \parallel h_{ie4})}{h_{ie1}} \frac{-h_{fe4}(R_{C2} \parallel Z_{i11})}{h_{ie4}} \quad (1)$$

En este caso, la impedancia de entrada Z_{i11} , al operar Q_{11} en una configuración de EC con la resistencia de emisor R_{E2} , viene dada por la siguiente expresión

$$Z_{i11} = h_{ie11} + (1 + h_{fe11})R_{E2} = 282.3\text{k}\Omega$$

Reemplazando valores en la ecuación (1) resulta que $A_d=10686$.

Por otra parte, la etapa de salida está formada por dos etapas básicas: la primera tiene una ganancia aproximada de $A_{V1} \approx -R_{C3}/R_{E2} = -6.8$ (véase Prob. 13, pág. 38), y la segunda es un seguidor de emisor o CC cuya ganancia vale $A_{V2} \approx 1$. Por consiguiente, si combinamos todas las ganancias de las etapas amplificadoras da como resultado la ganancia en lazo abierto A_{OL} (*open-loop*) del amplificador completo, cuyo valor es

$$A_{OL} = \frac{A_d}{2} A_{V1} A_{V2} = -36.3 \cdot 10^3$$

En esta ecuación la ganancia diferencial hay que reducirla a la mitad porque la etapa de salida solo amplifica una salida, es decir, solo amplifica $v_{od}/2$.

La impedancia de entrada diferencial es

$$Z_{id} = h_{ie1} + h_{ie2} = 10\text{k}\Omega$$

La impedancia de salida es

$$Z_o = \frac{R_{C3} + h_{ie12}}{1 + h_{fe12}} \parallel R_{E1} \cong 130\Omega$$

En la figura 50.3 se presenta el esquema del amplificador operacional completo donde se incluyen los tres parámetros que lo caracterizan: Z_i , Z_o y A_{OL} . Este esquema es también utilizado por los fabricantes de amplificadores operacionales a la hora de especificar sus principales características.

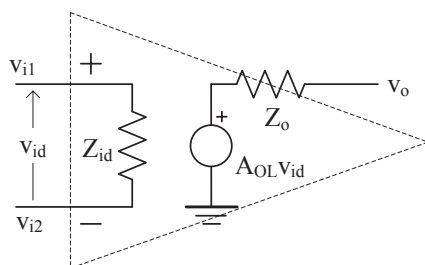


Fig. 50.3. Modelo equivalente del amplificador completo.

— ○ ○ —

PROBLEMA 51

El circuito de la figura 51.1 muestra una aplicación típica del amplificador operacional. El modelo utilizado para caracterizar este amplificador operacional es el siguiente:

- impedancia de entrada en modo diferencial ∞ ,
- ganancia en modo diferencial A_d ,
- ganancia en modo común 0,
- resistencia de salida r_o .

Con estos datos, obtener la expresión de la impedancia de salida Z_o .

Nota: No utilizar técnicas de amplificadores realimentados.

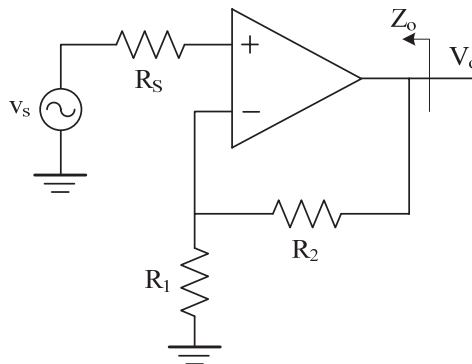


Fig. 51.1

Para obtener la expresión de la Z_o pedida es preciso sustituir el OA por su modelo equivalente y resolver el circuito resultante mostrado en la figura 51.2 buscando la relación $Z_o = v_o / i_o$.

Por inspección del circuito, fácilmente se comprueba que

$$v_{id} = -\frac{R_1}{R_1 + R_2} v_o \quad (1)$$

$$i_o = \frac{v_o}{R_1 + R_2} + \frac{v_o - A_d v_{id}}{r_o} \quad (2)$$

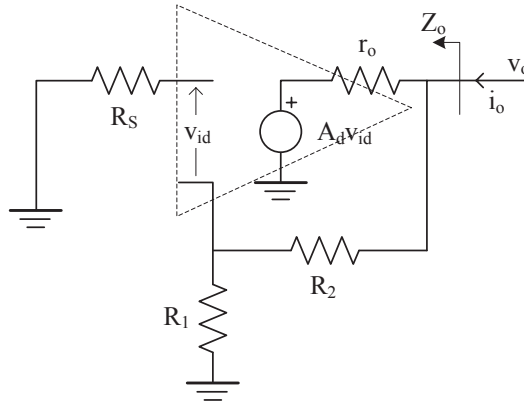


Fig. 51.2. Circuito equivalente en alterna.

Sustituyendo v_{id} de (1) en (2) resulta

$$i_o = \frac{v_o}{R_1 + R_2} + \frac{v_o}{r_o} + \frac{A_d v_o R_1}{r_o (R_1 + R_2)}$$

de forma que

$$Z_o = \frac{v_o}{i_o} = \frac{r_o}{1 + \frac{r_o}{R_1 + R_2} + \frac{R_1}{R_1 + R_2} A_d}$$

— ◦ ○ ◦ —

AMPLIFICADORES DE POTENCIA Y CONSIDERACIONES TÉRMICO-AMBIENTALES

Los amplificadores se utilizan para elevar el nivel de la señal aplicada a su entrada hasta el valor deseado, y para ello se conectan en cascada varias etapas hasta conseguir la ganancia necesaria. En muchos amplificadores, las etapas finales son amplificadores de gran señal, en los que se pone el énfasis en la ganancia de potencia. Los amplificadores de este tipo se denominan amplificadores de potencia. El análisis de un amplificador de potencia se complica por el hecho de que debe operar con grandes señales, y en este caso no son válidos los modelos de pequeña señal del transistor. Los modelos de gran señal solo se utilizan en simulación con herramientas CAD, ya que son demasiado complicados para realizar cálculos a mano. Con los amplificadores de potencia lo que se suele hacer es un análisis más simple, basado en líneas de carga y amplitudes máximas de tensión y corriente de salida conseguidas con una polarización óptima. Los transistores bipolares son muy utilizados en etapas de potencia por su excelente capacidad para manejar corriente, aunque también se utilizan transistores MOSFET (VMOS).

En las primeras etapas de un amplificador los transistores funcionan en clase A (con el punto de trabajo centrado en la recta de carga) donde el comportamiento del transistor es más lineal y produce menos distorsión. Pero requieren una absorción de corriente en reposo, sin señal de entrada, que es del 50% de $I_C(\text{sat})$, y además los transistores deben disipar una potencia máxima, $P_T(\text{máx})$, que es el doble de la potencia máxima eficaz, $P_o(\text{máx})$, que entregan en su salida a la carga. Estos requerimientos son admisibles en las primeras etapas de un amplificador, pero resultan prohibitivas en las etapas finales de potencia donde los requerimientos de corriente en reposo y de disipación de potencia, $P_T(\text{máx})$, de los transistores serían muy altos en clase A.

En las etapas de finales de potencia lineales los transistores están funcionando en clase B o AB, que tiene las ventajas de: (1) que la absorción de corriente en reposo suele ser de un 1% de $I_C(\text{máx})$ (ideal para equipos portátiles alimentados a baterías), y (2) que la potencia que deben disipar los transistores, $P_T(\text{máx})$, debe ser 1/5 de la de la potencia máxima eficaz, $P_o(\text{máx})$, que entregan en su salida a la carga.

Los transistores utilizados en amplificadores de potencia están dentro del área de dispositivos con alta disipación de potencia; por lo tanto, en algunos problemas

se determinarán las condiciones térmico-ambientales para un funcionamiento seguro.

Una característica de la calidad de un amplificador de potencia de audio es la cantidad de distorsión que produce, medida como la relación entre la amplitud de los armónicos que produce y la amplitud de la frecuencia fundamental. La distorsión armónica total de un buen amplificador de audio tiene un valor típico de 0.01%.

LISTADO DE PROBLEMAS

- Problema 52, pág. 161: *Etapa de potencia en clase A.*
- Problema 53, pág. 163: *Determinación de las condiciones térmico-ambientales en las que puede operar con seguridad el transistor 2N3904.*
- Problema 54, pág. 165: *Etapa de potencia en push-pull clase AB basada en dos bipolares complementarios y con polarización por diodos.*
- Problema 55, pág. 169: *Etapa de potencia en push-pull clase AB basada en dos bipolares complementarios y con polarización por BJTs complementarios.*
- Problema 56, pág. 173: *Amplificador de audio basado en un OA y en una etapa de potencia en push-pull clase B.*
- Problema 57, pág. 177: *Cálculo de la distorsión armónica total de un amplificador.*



PROBLEMA 52

Para la etapa de salida de la figura 52.1, se pide:

- El valor de V_{BB} para que la V_o tenga una componente en continua de $V_{CC}/2$.
- Calcular la eficiencia cuando $v_s = 3V \cdot \sin \omega t$ y la eficiencia máxima.
- Determinar la potencia promedio máxima que va a disipar el transistor.

Datos: $V_{CC} = 10V$, $V_{BE} = 0.7V$, $R_L = 8\Omega$.

Nota: Despreciar la potencia que proporciona V_{BB} en el análisis de potencia.

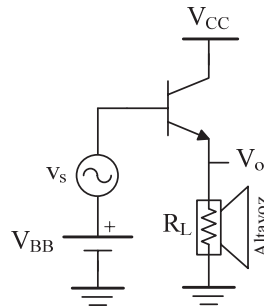


Fig. 52.1

Ⓐ Se trata de una etapa de salida clase A en donde la condición de máxima excursión de la tensión de salida exige que $V_o = V_{CC}/2$, condición que impone un valor de tensión a V_{BB} de

$$V_{BB} = V_{BE} + \frac{V_{CC}}{2} = 0.7V + \frac{10V}{2} = 5.7V$$

Ⓑ La eficiencia (η) de esta etapa se define como la relación entre la disipada en la carga (P_L) y la potencia promedio entregada por la fuente de alimentación (P_{CC}). El valor de P_L es

$$P_L = \frac{\hat{V}_o^2}{2R_L}$$

El valor de P_{CC} se determina sabiendo que en ausencia de señal $\hat{V}_o = V_{CC}/2$ de forma que

$$P_{CC} = V_{CC} \frac{\frac{V_{CC}}{2}}{R_L} = \frac{V_{CC}^2}{2R_L}$$

Luego el valor de la eficiencia es

$$\eta = \frac{P_L}{P_{CC}} = \frac{\frac{\hat{V}_o^2}{2R_L}}{\frac{V_{CC}^2}{2R_L}} = \left(\frac{\hat{V}_o}{V_{CC}} \right)^2 = \left(\frac{3V}{10V} \right)^2 = 0.09 \Rightarrow 9\%$$

La eficiencia máxima se produce cuando la amplitud máxima de la tensión de salida es $\hat{V}_o(\text{máx}) = V_{CC}/2$, de forma que

$$\eta_{\text{máx}} = \left(\frac{\hat{V}_o(\text{máx})}{V_{CC}} \right)^2 = \left(\frac{5V}{10V} \right)^2 = 0.25 \Rightarrow 25\%$$

————— ◦ ○

© En términos de potencia, la potencia promedio entregada por la fuente de alimentación (P_{CC}) es disipada en la carga (P_L) y en el transistor (P_T). A su vez, P_L tiene dos componentes, continua (dc) y alterna (ac), de forma que

$$P_{CC} = P_T + P_L = P_T + P_L(\text{dc}) + P_L(\text{ac})$$

Luego, despejando P_T se obtiene

$$P_T = P_{CC} - P_L(\text{dc}) - P_L(\text{ac}) = \frac{V_{CC}^2}{2R_L} - \frac{V_{CC}^2}{4R_L} - \frac{\hat{V}_o^2}{2R_L} = \frac{V_{CC}^2}{4R_L} - \frac{\hat{V}_o^2}{2R_L}$$

El valor de $P_T(\text{máx})$ se produce para $\hat{V}_o(\text{mín})=0$, es decir, en ausencia de señal de entrada. El valor de $P_T(\text{mín})$ se da para $\hat{V}_o(\text{máx})=V_{CC}/2$. Sus valores son

$$P_T(\text{máx}) = \frac{V_{CC}^2}{4R_L} = \frac{(10V)^2}{4 \cdot 8\Omega} = 3.125W \text{ y } P_T(\text{mín}) = \frac{V_{CC}^2}{8R_L} = \frac{P_T(\text{máx})}{2} = 1.563W$$

————— ◦ ○ ○ —————

PROBLEMA 53

Calcular la potencia máxima que puede disipar el transistor 2N3904 si la temperatura ambiente es de 50°C. Determinar la resistencia térmica de la aleta refrigeradora o radiador para que a esta temperatura pueda disipar este transistor la misma potencia que la que disiparía a 25°C.

— ◦ ○ ◦ —

Véase sección 7.9 del libro *Electrónica Básica para Ingenieros*.

— ◦ ○ ◦ —

MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	Value	Unit
Collector–Emitter Voltage	V _{CEO}	40	Vdc
Collector–Base Voltage	V _{CBO}	60	Vdc
Emitter–Base Voltage	V _{EBO}	6.0	Vdc
Collector Current — Continuous	I _C	200	mAdc
Total Device Dissipation @ T _A = 25°C Derate above 25°C	P _D	625 5.0	mW mW/°C
Total Device Dissipation @ T _C = 25°C Derate above 25°C	P _D	1.5 12	Watts mW/°C
Operating and Storage Junction Temperature Range	T _J , T _{stg}	–55 to +150	°C

THERMAL CHARACTERISTICS(1)

Characteristic	Symbol	Max	Unit
Thermal Resistance, Junction to Ambient	R _{θJA}	200	°C/W
Thermal Resistance, Junction to Case	R _{θJC}	83.3	°C/W

Fig. 53.1. Características térmico-ambientales del 2N3904.

En la figura 53.1 se reproduce el *datasheet* del 2N3904 que proporciona información sobre sus características térmico-ambientales proporcionado por el fabricante. A partir de los datos de esta tabla, se pueden extraer los siguientes parámetros de este dispositivo:

- Resistencia unión-ambiente o R_{θja} o θ_{ja}: 200°C/W.
- Resistencia unión-cápsula o R_{θjc} o θ_{jc}: 83.3°C/W.

- Potencia máxima de disipación del dispositivo o P_D a la temperatura ambiente $T_a=25^\circ\text{C}$: 625mW.
- Potencia máxima de disipación del dispositivo con radiador ∞ o P_C para una temperatura de cápsula $T_c=25^\circ\text{C}$: 1.5W. Nótese que en la figura 53.1 el fabricante utiliza la misma notación (P_D) para representar ambas potencias. Aquí, se utiliza la notación P_C para distinguirla de la anterior potencia.
- Temperatura máxima de la unión o $T_j(\text{máx})=150^\circ\text{C}$.

Se puede comprobar que estos parámetros suministrados por el fabricante verifican las ecuaciones de degradación térmica del dispositivo definidas como

$$T_j(\text{máx}) - T_a = P_D \theta_{ja} \Rightarrow 150^\circ\text{C} - 25^\circ\text{C} = 625\text{mW} \cdot 200^\circ\text{C} / \text{W}$$

$$T_j(\text{máx}) - T_c = P_C \theta_{jc} \Rightarrow 150^\circ\text{C} - 25^\circ\text{C} = 1.5\text{W} \cdot 83.3^\circ\text{C} / \text{W}$$

En el caso de que la temperatura ambiente $T_a=50^\circ\text{C}$, la potencia máxima de disipación del 2N3904 sería:

$$P_D = \frac{T_j(\text{máx}) - T_a}{\theta_{ja}} = \frac{150^\circ\text{C} - 50^\circ\text{C}}{200^\circ\text{C} / \text{W}} = 500\text{mW}$$

Esta potencia de 500mW es menor que los 625mW que disipa si la temperatura ambiente es 25°C . Para aumentar esta potencia de disipación hasta 625mW hay que reducir la θ_{ja} mediante un radiador. La ecuación de degradación térmica de este dispositivo con radiador es

$$T_j(\text{máx}) - T_a = P_C(\theta_{jc} + \theta_{cr} + \theta_{ra})$$

donde θ_{cr} es la resistencia térmica de la unión cápsula-aleta refrigeradora o radiador, y θ_{rc} es la resistencia térmica radiador-ambiente. Despejando de esta ecuación θ_{cr} y θ_{ra} , resulta que

$$\theta_{cr} + \theta_{ra} = \frac{T_j(\text{máx}) - T_a}{P_D} - \theta_{jc} = \frac{150^\circ\text{C} - 50^\circ\text{C}}{625\text{mW}} - 83.3^\circ\text{C} / \text{W} = 76.7^\circ\text{C} / \text{W}$$

PROBLEMA 54

El circuito de la figura 54.1 es una clase AB polarizado con diodos para eliminar la distorsión de cruce. Se pide:

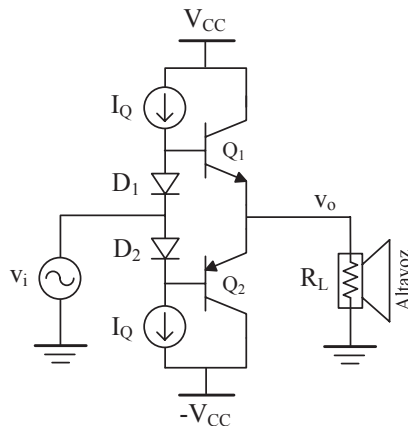


Fig. 54.1

- Calcular el rendimiento de la etapa si $V_i = 5V \cdot \sin \omega t$ despreciando el efecto de I_Q .
- Repetir el apartado a) incluyendo a las fuentes de corriente.
- Si $V_i = 7.5V \cdot \sin \omega t$, calcular la potencia promedio de las fuentes de alimentación, de la resistencia de carga y de cada uno de los transistores.
- Una característica sorprendente de esta etapa es que la potencia de disipación máxima de un transistor no se produce para una tensión máxima de salida como en principio parece lógico, sino cuando la tensión de salida toma el valor de

$$V_o = \frac{2V_{CC}}{\pi} = 0.636V_{CC}$$

Demostrar esa condición y determinar la potencia promedio de disipación máxima de un transistor. Comparar esta potencia con la que se obtiene cuando la tensión de salida es máxima.

- Si en el diseño de este circuito se utilizan los transistores 2N3904 y 2N3906, determinar el valor de la resistencia térmica de la aleta re-

frigeradora que asegure el correcto funcionamiento de los transistores en el peor caso.

Datos: $V_{CC}=10V$, $I_Q=1mA$, $R_L=8\Omega$

————— ◦ ○ ◦ —————

Ⓐ Esta etapa de salida es de la clase AB. Los transistores Q_1 y Q_2 están operando en la configuración CC o seguidor de emisor con una ganancia en tensión muy próxima a 1. Luego si la amplitud de entrada es $\hat{V}_i = 5V \Rightarrow \hat{V}_o = 5V$. La eficiencia (η) de esta etapa (véase la sección 7.4.1 del libro de *Electrónica Básica para Ingenieros*) se define como la relación entre la potencia promedio entregada por las fuentes de alimentación ($2P_{CC}$) y la disipada en la carga (P_L). El valor de P_{CC} y P_L es

$$P_L = \frac{1}{2} \frac{\hat{V}_o^2}{R_L} \quad \text{y} \quad P_{CC} = \frac{V_{CC}}{\pi} \frac{\hat{V}_o}{R_L}$$

de forma que para $\hat{V}_o = 5V$ se obtiene

$$\eta = \frac{P_L}{2P_{CC}} = \frac{\pi}{4} \frac{\hat{V}_o}{V_{CC}} = \frac{\pi}{4} \frac{5V}{10V} = 0.39 \Rightarrow 39\%$$

————— ◦ ○

Ⓑ En el cálculo de la eficiencia, el efecto de polarización de las fuentes de corriente I_Q afecta al término P_{CC} resultando

$$2P_{CC} = 2 \frac{V_{CC}}{\pi} \frac{\hat{V}_o}{R_L} + 2I_Q V_{CC} = 2 \frac{10V}{\pi} \frac{5V}{8\Omega} + 2 \cdot 1mA \cdot 10V = 3.98W + 20mW = 4W$$

Claramente se observa que el efecto de la polarización I_Q es despreciable sobre el total de la potencia del circuito. Luego valor de la eficiencia es similar al obtenido en el apartado a).

————— ◦ ○

Ⓒ La potencia promedio proporcionada por las fuentes de alimentación ($2P_{CC}$) se disipa en la carga (P_L) y en cada uno de los transistores (P_T), de forma que

$$2P_{CC} = P_L + 2P_T$$

Dado que $\hat{V}_i = 7.5V \Rightarrow \hat{V}_o = 7.5V$, entonces

$$P_L = \frac{1}{2} \frac{\hat{V}_o^2}{R_L} = \frac{1}{2} \frac{(7.5V)^2}{8\Omega} = 3.5W$$

$$2P_{CC} = 2 \frac{V_{CC}}{\pi} \frac{\hat{V}_o}{R_L} = 2 \frac{10V}{\pi} \frac{7.5V}{8\Omega} = 5.97W$$

Luego la potencia disipada por cada transistor es

$$P_T = \frac{2P_{CC} - P_L}{2} = \frac{5.97W - 3.5W}{2} = 1.24W$$

— • ○

④ En términos de potencia promedio tenemos la siguiente relación

$$2P_{CC} = P_L + 2P_T \Rightarrow 2P_T = 2P_{CC} - P_L$$

Reemplazando por sus correspondientes expresiones resulta

$$2P_T = 2 \frac{V_{CC}}{\pi} \frac{\hat{V}_o}{R_L} - \frac{1}{2} \frac{\hat{V}_o^2}{R_L} \quad (1)$$

La condición de máxima potencia respecto a la tensión de salida es

$$\frac{\partial(2P_T)}{\partial \hat{V}_o} = 0 = 2 \frac{V_{CC}}{\pi R_L} - \frac{\hat{V}_o}{R_L} \Rightarrow \hat{V}_o = 2 \frac{V_{CC}}{\pi} = 2 \frac{10V}{\pi} = 6.37V \quad (2)$$

Esta ecuación demuestra que, sorprendentemente, la máxima disipación del transistor no se produce para $\hat{V}_o(\max) = V_{CC}$ como sería previsible, sino para la tensión de salida especificada por la ecuación (2). Para demostrarlo, se va a calcular la potencia utilizando la ecuación (1) para dos casos: a) $\hat{V}_o(\max) = V_{CC} = 10V$ y b) $\hat{V}_o = 6.37V$.

$$a) P_T = \frac{1}{2} \left(\frac{V_{CC}}{\pi} \frac{\hat{V}_o}{R_L} - \frac{1}{2} \frac{\hat{V}_o^2}{R_L} \right) = \frac{1}{2} \left(2 \frac{10V}{\pi} \frac{10V}{8\Omega} - \frac{1}{2} \frac{10V}{8\Omega} \right) = 0.86W$$

$$b) P_T = \frac{1}{2} \left(2 \frac{10V}{\pi} \frac{6.37V}{8\Omega} - \frac{1}{2} \frac{6.37V}{8\Omega} \right) = 1.27W$$

Es claro que la potencia de disipación del transistor es un casi un 50% mayor para el caso b) que para el caso a).

————— ◦ ○

⑤ En el *datasheet* del fabricante, los transistores 2N3904 y 2N3906 pueden disipar una potencia máxima de 625mW a 25°C (véase Prob. 53, pág. 163). Esta potencia es muy inferior a la máxima potencia de 1.27W obtenida en el apartado d), luego se necesita añadir una aleta refrigeradora para evitar deteriorar estos dispositivos por efecto Joule. Teniendo en cuenta que la resistencia térmica unión-cápsula $R_{\theta_{jc}}$ o θ_{jc} vale 83.3°C/W y la temperatura máxima de la unión es $T_j(\text{máx})=150^\circ\text{C}$, entonces la ecuación de degradación térmica de un transistor es

$$T_j(\text{máx}) - T_a = P_T(\theta_{jc} + \theta_{cr} + \theta_{ra}) \quad (3)$$

donde T_a es la temperatura ambiente (típica 25°C), θ_{cr} es la resistencia térmica de la unión cápsula-aleta refrigeradora o radiador, y θ_{ra} es la resistencia térmica radiador-ambiente. Despejando en la ecuación (3) resulta

$$\theta_{cr} + \theta_{ra} = \frac{T_j(\text{máx}) - T_a}{P_T} - \theta_{jc} = 15^\circ\text{C/W}$$

θ_{cr} indica el tipo de acoplamiento entre la cápsula del transistor y la aleta de refrigeración o radiador. Admite cuatro posibilidades: contacto directo, contacto directo con pasta de silicona, acoplamiento a través de una lámina de mica y acoplamiento a través de una lámina de mica con pasta de silicona. Esta resistencia térmica varía entre 2°C/W y 0.5°C/W dependiendo del tipo de encapsulado y tipo de acoplamiento. No obstante, donde más libertad dispone el diseñador es a la hora de escoger el tipo de radiador puesto que en función de su tamaño y características varía enormemente su resistencia térmica (θ_{ra}). En casos extremos, se utilizan ventiladores para facilitar la disipación del calor.

————— ◦ ○ —————

PROBLEMA 55

En la figura 55.1 se muestra la estructura básica del amplificador de potencia LH01011C constituido por un amplificador operacional y una etapa de salida. Esta etapa está formada por cuatro transistores: dos de polarización (Q_1 y Q_2) y dos de potencia (Q_3 y Q_4) en configuración push-pull. Si todos los transistores son complementarios con idénticas características eléctricas, se pide:

- Calcular las corrientes de colector de todos los transistores en el caso de que $V_o=0$.
- Calcular la relación entre V_o y V_s .
- Obtener la expresión de V_s/I_s .
- Determinar las corrientes de colector de todos los transistores cuando $V_s=5V$.
- Obtener la eficiencia máxima aproximada de la etapa de salida.

Datos: $R_1=1.5k\Omega$, $R_2=R_L=45\Omega$, $V_{CC}=10V$. Para todos los transistores $|V_{BE}|=0.6V$, $h_{FE}=100$.

Nota: Hacer la aproximación $h_{FE} \gg 1$. Todos los transistores son complementarios.

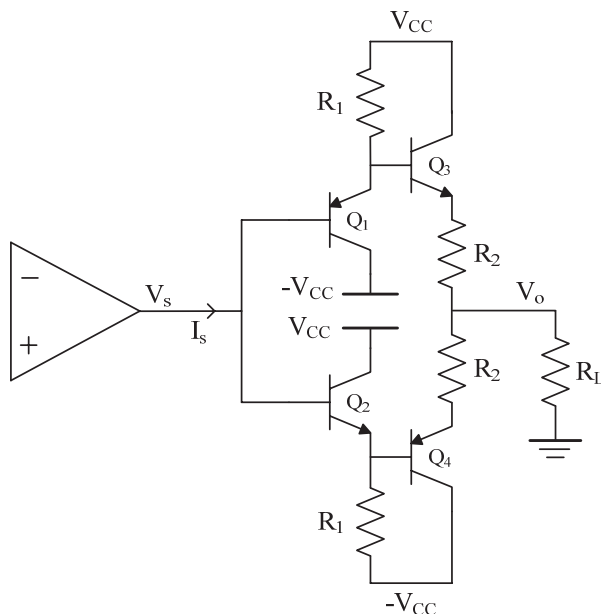


Fig. 55.1

— ○ ○ —

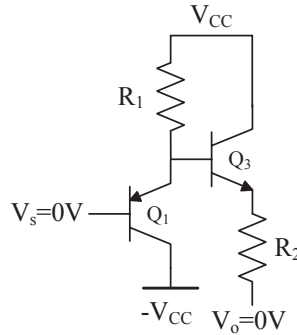


Fig. 55.2. Circuito equivalente para $V_s=0V$.

Ⓐ Si se considera que $V_o=0$ y aplicando principios de simetría, V_s debe ser 0 resultando el circuito equivalente de la figura 55.2. En estas condiciones se verifica

$$V_{EB1} = V_{BE3} + I_{C3}R_2$$

Al tener los transistores idénticas características eléctricas, Q_1 y Q_3 forman una fuente Widlar (véase Prob. 33 pág. 103) de forma que

$$V_{EB1} - V_{BE3} = I_{C3}R_2$$

Reemplazando las tensiones base-emisor por sus correspondientes expresiones del modelo de Ebers-Moll, teniendo en cuenta además que son transistores complementarios con igual I_S , resulta

$$V_T \ln \left(\frac{I_{C1}}{I_S} \right) - V_T \ln \left(\frac{I_{C3}}{I_S} \right) = I_{C3}R_2$$

$$V_T \ln \frac{I_{C1}}{I_{C3}} = I_{C3}R_2 \quad (1)$$

donde

$$I_{C1} = \frac{V_{CC} - V_{EB1}}{R_1} = \frac{10V - 0.7V}{1k5\Omega} = 6.27mA$$

Reemplazando este valor en la ecuación (1) se tiene

$$25mV \cdot \ln \frac{6.27mA}{I_{C3}} = I_{C3}45\Omega$$

Resolviendo esta ecuación no-lineal se obtiene que $I_{C3} \cong 1\text{mA}$. Por simetría, $I_{C3}=I_{C4}$ e $I_{C1}=I_{C2}$.

— ◦ ○

⑥ Por tratarse de una etapa *push-pull*, cuando se aplica una tensión de entrada positiva el transistor Q_3 conduce y Q_4 está cortado, y viceversa, para tensiones negativas es Q_4 el que conduce y Q_3 se corta. Por ejemplo, para $V_s > 0$ resulta

$$V_o = \frac{R_L}{R_L + R_2} (V_s + V_{EB1} - V_{BE3}) = \frac{45\Omega}{45\Omega + 45\Omega} V_s = \frac{1}{2} V_s$$

Es decir, la ganancia de la etapa de salida de este amplificador es de $\frac{1}{2}$.

— ◦ ○

⑦ Aplicando KCL a la salida del amplificador operacional se observa que

$$I_s = I_{B2} - I_{B1}$$

Por otra parte, aplicando KVL a ese mismo nudo se obtiene las siguientes ecuaciones

$$\begin{cases} V_s = V_{BE2} + h_{FE} I_{B2} R_1 - V_{CC} \\ V_s = V_{CC} - (V_{EB3} + h_{FE} I_{B1} R_1) \end{cases}$$

Sumando miembro a miembro y despejando se obtiene la relación pedida

$$\frac{V_s}{I_{B2} - I_{B1}} = \frac{V_s}{I_s} = \frac{h_{FE} R_1}{2}$$

— ◦ ○

⑧ Analizando el circuito se obtiene

$$I_{C1} = \frac{V_{CC} - V_s - V_{EB1}}{R_1} = \frac{10\text{V} - 5\text{V} - 0.6\text{V}}{1\text{k}\Omega} = 2.93\text{mA}$$

$$I_{C2} = \frac{V_s - V_{BE2} + V_{CC}}{R_1} = \frac{5\text{V} - 0.6\text{V} + 10\text{V}}{1\text{k}\Omega} = 9.6\text{mA}$$

$$I_{C3} = \frac{\frac{1}{2} V_s}{R_L} = \frac{\frac{5V}{2}}{45\Omega} = 55.56mA$$

$$I_{C4} = 0$$

————— ° ○

⑤ La eficiencia se define como la relación entre la potencia promedio entregada a la carga (P_L) y la potencia proporcionada por las fuentes de alimentación ($2P_{CC}$). P_L se define como

$$P_L = \frac{1}{2} \frac{\hat{V}_o^2}{R_L}$$

En este circuito, Q_1 y Q_2 constituyen el circuito de polarización de la etapa *push-pull* formado por Q_3 y Q_4 . Por ello, si consideramos la potencia promedio entregada por V_{CC} , ésta vale

$$2P_{CC} = 2I_{C1}V_{CC} + 2I_{C3}V_{CC} + \frac{V_{CC}}{\pi} \frac{\hat{V}_o}{R_L}$$

La eficiencia máxima se obtiene cuando la amplitud de salida es máxima. La máxima tensión de salida positiva de V_o se produce cuando Q_3 entra en saturación. en cuyo caso $V_o(\text{máx}) \approx 1/2 V_{CC} = 5V$. Por simetría, $V_o(\text{mín}) = -V_o(\text{máx})$. La eficiencia vale

$$\begin{aligned} \eta_{\text{máx}} &= \frac{P_L}{2P_{CC}} = \frac{\frac{1}{2} \frac{(\hat{V}_o(\text{máx}))^2}{R_L}}{4I_{C1}V_{CC} + 4I_{C3}V_{CC} + 2 \frac{V_{CC}}{\pi} \frac{\hat{V}_o(\text{máx})}{R_L}} = \\ &= \frac{\frac{1}{2} \frac{(5V)^2}{45\Omega}}{4 \cdot 2.93mA \cdot 10V + 4 \cdot 9.6mA \cdot 10V + 2 \frac{10V}{\pi} \frac{5V}{45\Omega}} = 0.28 \Rightarrow 28\% \end{aligned}$$

————— ° ○ —————

PROBLEMA 56

En la figura 56.1 se presenta el esquema de un amplificador de audio basado en un amplificador operacional y una etapa de potencia push-pull. Para este circuito, se pide:

- Representar gráficamente su VTC.
- Representar gráficamente la V_i frente a la V_{OA} .
- Calcular la eficiencia de la etapa push-pull cuando la tensión de pico $\hat{V}_i = 3V$.
- Calcular su eficiencia máxima.
- Potencia promedio disipada por cada transistor cuando la tensión de salida es máxima.
- Potencia máxima que disipa cada transistor y para qué tensión de salida se produce.
- Si Q_1 fuera el transistor 2N3904 y Q_2 el 2N3906, ¿se necesitaría aleta refrigeradora si la temperatura ambiente máxima es de 70°C ?

Datos: $V_{CC}=10V$, $R_L=20\Omega$, $R=1k\Omega$, $|V_{BE}|=0.7V$.

Nota: Considerar a efectos de análisis de potencia sólo a los dispositivos Q_1 , Q_2 y R_L ; suponer que el resto de los componentes disipan una potencia despreciable.

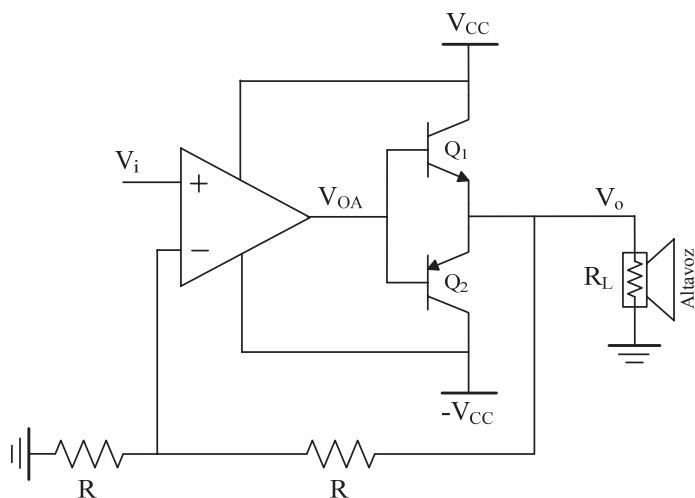


Fig. 56.1



Ⓐ La ganancia del amplificador está definida por la ganancia del amplificador operacional en configuración no inversora y vale $(1+R/R)=2$. El límite máximo y mínimo de la tensión de salida está fijado por la tensión de salida de OA que vale $\pm V_{CC}$. Luego, la tensión máxima de V_o es de $V_{CC}-V_{BE}=9.3V$, y por simetría su tensión mínima, $-9.3V$. Como resultado, en la figura 56.2 se representa la VTC del circuito.

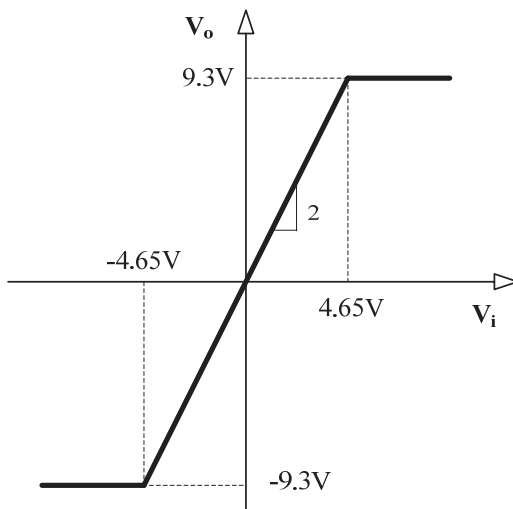


Fig. 56.2. VTC que representa la V_o frente a la V_i .

— ◦ ○

Ⓑ De forma similar, se obtiene la gráfica que relaciona la V_i frente a la V_{OA} . La única característica particular es la discontinuidad que presenta la V_{OA} debido a que es necesario que conduzca uno de los transistores para establecer la realimentación negativa, es decir, debido a un fenómeno conocido como distorsión de cruce, donde en ese tramo el OA actúa como comparador. El resto de las rectas se establecen a partir de las siguientes ecuaciones: $V_{OA}=V_{BE1}+V_o$ (para $V_o > 0$) y $V_{OA}=V_{BE2}+V_o$ (para $V_o < 0$). La figura 56.3 muestra la VTC pedida.

— ◦ ○

Ⓒ Si $V_i=3V \Rightarrow V_o=6V$. Luego la eficiencia de una etapa *push-pull* es

$$\eta = \frac{\pi}{4} \frac{\hat{V}_o}{V_{CC}} = \frac{\pi}{4} \frac{6V}{10V} = 0.47 \Rightarrow 47\%$$

— ◦ ○

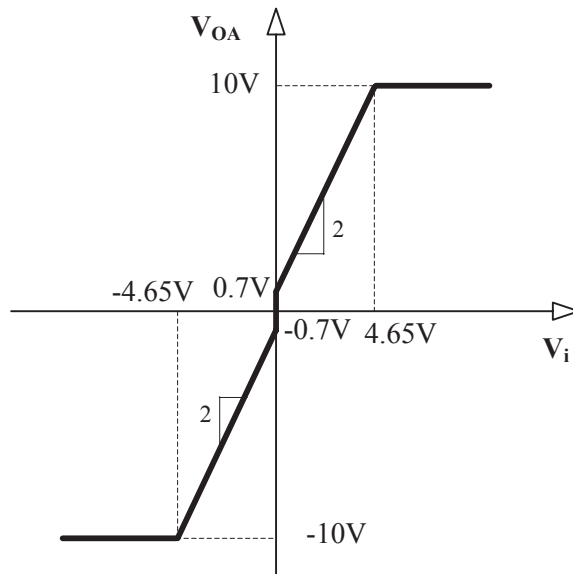


Fig. 56.3. VTC de V_{OA} frente V_i .

④ La eficiencia máxima se obtiene cuando la tensión de salida es máxima definida como $V_o(\text{máx}) = V_{CC} - V_{BE}$, resultando

$$\eta_{\text{máx}} = \frac{\pi}{4} \frac{V_{CC} - V_{BE}}{V_{CC}} = \frac{\pi}{4} \frac{10\text{V} - 0.7\text{V}}{10\text{V}} = 0.73 \Rightarrow 73\%$$

— ○ ○

⑤ Para obtener la potencia promedio disipada por los transistores es necesario establecer la siguiente ecuación:

$$2P_{CC} = 2P_T + P_L$$

donde P_{CC} es la potencia promedio proporcionada por cada fuente de alimentación, P_T es la potencia promedio disipada por cada transistor, y P_L es la potencia promedio disipada por el elemento de carga que es máxima cuando $\hat{V}_o = V_o(\text{máx}) = 9.3\text{V}$. Reemplazando cada uno de sus valores por las expresiones asociadas a una etapa *push-pull*, se

$$2 \frac{V_{CC}}{\pi} \frac{\hat{V}_o}{R_L} = 2P_T + \frac{1}{2} \frac{\hat{V}_o^2}{R_L}$$

Despejando P_T y sustituyendo valores

$$P_T = \frac{V_{CC}}{\pi} \frac{\hat{V}_o}{R_L} - \frac{1}{4} \frac{\hat{V}_o^2}{R_L} = \frac{10V}{\pi} \frac{9.3V}{20\Omega} - \frac{1}{4} \frac{(9.3V)^2}{20\Omega} = 0.4W$$

————— ◦ ○

Ⓕ La potencia de disipación máxima de los transistores (véase apartado d) del Prob. 54, pág. 165) se produce para la siguiente tensión de salida

$$V_o = \frac{2V_{CC}}{\pi} = \frac{2 \cdot 10V}{\pi} = 6.37V$$

Para esta V_o , la potencia promedio disipada por cada transistor se obtiene a partir de la relación del apartado e), de forma que P_T vale

$$P_T = \frac{V_{CC}}{\pi} \frac{\hat{V}_o}{R_L} - \frac{1}{4} \frac{\hat{V}_o^2}{R_L} = \frac{10V}{\pi} \frac{6.37V}{20\Omega} - \frac{1}{4} \frac{(6.37V)^2}{20\Omega} = 0.51W$$

————— ◦ ○

Ⓖ En primer lugar se calcula la temperatura máxima de la unión a partir de los datos del fabricante que es igual para ambos transistores: $P_D=625mW$ a $25^\circ C$, y $R_{\theta JA}=\theta_{ja}=200^\circ C/W$ (véase Prob. 53, pág. 163). Luego,

$$T_J(\max) = P_D \theta_{ja} + T_a = 625mW \cdot 200^\circ C / W + 25^\circ C = 150^\circ C$$

Si la temperatura ambiente máxima es de $70^\circ C$, la potencia máxima que puede disipar los transistores será de

$$P_D = \frac{T_J(\max) - T_a}{\theta_{ja}} = \frac{150^\circ C - 70^\circ C}{200^\circ C / W} = 400mW$$

Esta potencia es inferior a la obtenida en el apartado f). Por consiguiente, es necesaria una aleta refrigeradora o radiador para asegurar que el transistor no se deteriore por efecto Joule.

————— ◦ ○ ◦ —————

PROBLEMA 57

En un experimento para determinar la THD de un amplificador se ha aplicado una señal sinusoidal a la entrada de frecuencia 100Hz y el equipo de instrumentación de análisis de ondas conectado a su salida ha obtenido la siguiente señal

$$V_o = 2.5V \sin(2\pi 100t) + 0.25V \sin(2\pi 200t) + 0.1V \sin(2\pi 300t) + 0.05V \sin(2\pi 400t)$$

Determinar las componentes de distorsión armónica de segundo, tercer y cuarto orden, y el THD. Si la potencia de salida ideal es de 25W, calcular la potencia de salida real debida a la distorsión armónica.

————— ◦ ○ ◦ —————

Véase sección 7.7 del libro de *Electrónica Básica para Ingenieros*.

————— ◦ ○ ◦ —————

La componente armónica de segundo orden se calcula dividiendo la amplitud de la componente de 200Hz entre la amplitud de la componente fundamental de 100Hz de forma que

$$D_2 = \frac{A(2\omega)}{A(\omega)} = \frac{0.25}{2.5} = 0.1 \Rightarrow 10\%$$

De idéntica manera, la componente armónica de tercer orden es

$$D_3 = \frac{A(3\omega)}{A(\omega)} = \frac{0.1}{2.5} = 0.04 \Rightarrow 4\%$$

Y la de cuarto orden vale

$$D_4 = \frac{A(4\omega)}{A(\omega)} = \frac{0.05}{2.5} = 0.02 \Rightarrow 2\%$$

Por consiguiente, el valor de la distorsión armónica total o THD se obtiene a partir de las componentes armónicas anteriores de forma que

$$THD = \sqrt{D_2^2 + D_3^2 + D_4^2} = \sqrt{0.1^2 + 0.04^2 + 0.02^2} = 0.11 \Rightarrow 11\%$$

El efecto de la THD en el amplificador se traduce en un incremento de la potencia de disipación real (P_R) cuyo nuevo valor es

$$P_R = P(1 + \text{THD}^2) = 25\text{W}(1 + 0.11^2) = 25.3\text{W}$$

————— ◦ ○ ◦ —————

El amplificador operacional (OA) es un amplificador diferencial directamente acoplado, con salida única de baja impedancia, muy alta impedancia de entrada y muy alta ganancia de tensión. El OA es el circuito integrado analógico más utilizado, por las siguientes razones: (1) es fácil de utilizar y de hacer diseños con él, (2) aparece en cualquier circuito electrónico, desplazando a los tradicionales circuitos con transistores, (3) se puede tratar como una “caja negra”, a pesar de ser un circuito complejo.

Generalmente, las aplicaciones del OA están dentro de dos categorías: (1) circuitos lineales que se basan en el uso de la realimentación negativa, y (2) circuitos no-lineales que se basan en el uso de la realimentación negativa con redes no lineales, o el uso de la realimentación para construir comparadores.

En los problemas de este capítulo se van a analizar aplicaciones lineales del OA, tanto de uso regular como de uso más restringido, con el objetivo de que el estudiante se familiarice con el análisis de circuitos utilizando el modelo ideal del OA. La clave de un buen diseñador de circuitos es tener a mano una buena recopilación de circuitos, que cumplen funciones específicas, y conocer como operan cada uno. También se van a analizar las limitaciones y requerimientos de los OA reales (tales como: ganancia en lazo abierto, ancho de banda, slew-rate, corriente máxima de salida) utilizados en circuitos estándar.

Las aplicaciones no lineales que se analizan en este capítulo son aquellas que se basan en el uso de redes de realimentación negativa que emplean elementos no lineales tales como: diodos, diodos zener y transistores. Para la caracterización de dichos circuitos se suele emplear su característica de transferencia en tensión (VTC). Otras aplicaciones no lineales se van a analizar en capítulos posteriores, donde se verán circuitos con OA tales como: comparadores de tensión, disparadores de Schmitt, circuitos de monitorización de resistencia, osciladores, circuitos astables y monoestables.

LISTADO DE PROBLEMAS

- Problema 58, pág. 182: *Amplificador sumador inversor de dos entradas.*
- Problema 59, pág. 185: *Amplificador restador.*
- Problema 60, pág. 187: *Respuesta en frecuencia de un amplificador inversor.*

- Problema 61, pág. 189: *Limitación de la respuesta de un amplificador inversor y otro no-inversor por efecto del Slew-Rate (SR).*
- Problema 62, pág. 192: *Amplificador con carga de salida flotante basado en dos OAs.*
- Problema 63, pág. 193: *Amplificador con realimentación formado por la conexión en cascada de un amplificador inversor y un no-inversor basados en OAs.*
- Problema 64, pág. 194: *Convertidor de tensión-corriente.*
- Problema 65, pág. 195: *Fuente de corriente controlada por tensión.*
- Problema 66, pág. 197: *Fuente de referencia ajustable con Zener.*
- Problema 67, pág. 199: *Convertidor de corriente-tensión.*
- Problema 68, pág. 200: *Amplificador diferencial con ganancia ajustable.*
- Problema 69, pág. 202: *Circuito girador o convertidor de impedancia.*
- Problema 70, pág. 204: *Amplificador con realimentación por condensador formado por la conexión en cascada de un amplificador no-inversor y un inversor basados en OA.*
- Problema 71, pág. 206: *Amplificador no inversor de corriente alterna.*
- Problema 72, pág. 208: *Red en escalera R-2R con OA no-inversor.*
- Problema 73, pág. 210: *Fuente de corriente controlada por tensión utilizada como integrador no-inversor.*
- Problema 74, pág. 213: *Circuito diferenciador.*
- Problema 75, pág. 215: *Multiplicador logarítmico.*
- Problema 76, pág. 217: *Amplificador logarítmico compensado en temperatura.*
- Problema 77, pág. 219: *Amplificador antilogarítmico compensado en temperatura.*
- Problema 78, pág. 221: *Amplificador con control de ganancia por señal digital.*
- Problema 79, pág. 224: *Amplificador inversor a tramos con red limitadora de realimentación basada en diodos.*
- Problema 80, pág. 227: *Amplificador inversor a tramos con red limitadora de realimentación basada en diodo y divisor de tensión.*

- Problema 81, pág. 229: *Amplificador no-inversor a tramos con red limitadora de realimentación basada en diodos.*
- Problema 82, pág. 231: *Amplificador no-inversor a tramos con red limitadora de realimentación basada en diodos.*
- Problema 83, pág. 234: *Amplificador inversor con limitador de tensión basado en dos diodos Zener en oposición.*

———— ◦ ○ ◦ ————

PROBLEMA 58

Para el circuito de la figura 58.1, se pide:

- Obtener la expresión de la tensión de salida V_o en términos de las tensiones de entrada V_1 y V_2 .
- Calcular y representar gráficamente el valor de V_o si $V_1=0.3V \cdot \sin \omega t$ y $V_2=1V$.
- Si el OA es capaz de proporcionar una intensidad de salida máxima de 50mA, determinar el rango de valores permitidos de R_L .

Datos: $R_1=R_4=1k\Omega$, $R_2=5k\Omega$, $R_3=5k\Omega$, $R_L=10k\Omega$

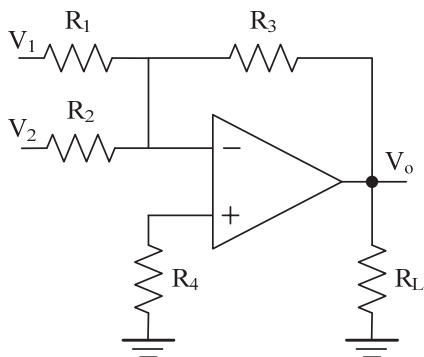


Fig. 58.1

Ⓐ El circuito de la figura 58.1 es un amplificador que suma las señales de entrada V_1 y V_2 con un peso diferente. La relación entre la tensión de salida y las tensiones de entrada se obtiene aplicando KCL al nudo V_n del OA

$$\frac{V_1 - V_n}{R_1} + \frac{V_2 - V_n}{R_2} = \frac{V_n - V_o}{R_3} \quad (1)$$

Al tratarse de un OA ideal se verifica $V_n = V_p$ y como $V_p = 0$ porque se desprecian las corrientes de entrada del OA, operando en la ecuación (1) resulta

$$V_o = -\frac{R_3}{R_1} V_1 - \frac{R_3}{R_2} V_2 = -\frac{5k\Omega}{1k\Omega} V_1 - \frac{5k\Omega}{5k\Omega} V_2 = -5V_1 - V_2$$

- ② Si se reemplazan los valores de V_1 y V_2 en la anterior ecuación resulta

$$V_o = -5 \cdot 0.3 \cdot \text{sen} \omega t - 1V = 1.5V \text{sen} \omega t - 1V$$

En este caso, la salida tiene una tensión en continua a la que se superpone una tensión sinusoidal. En la figura 58.2 se representan gráficamente las formas de onda de las entradas y de la salida.

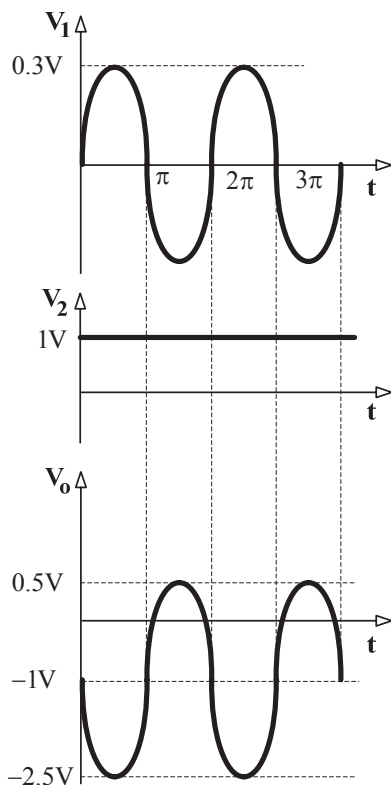


Fig. 58.2. Formas de onda de las señales del circuito.

— ○ ○

- ③ Todos los OA tienen circuitos de protección que limitan su corriente de salida para evitar posibles daños. En este caso, la limitación de corriente máxima es de 50mA. Por ello, si la carga es suficientemente baja se puede alcanzar este límite máximo. Para determinar el mínimo valor de R_L hay que buscar la condición en el circuito de máximos niveles de corriente. En la figura 58.3 se describen las condiciones límite para una corriente de salida máxima del OA de $I_o(\text{máx})=50\text{mA}$. Aquí,

la tensión de salida tiene un valor máximo en términos de valor absoluto $V_o(\text{máx}) = -2.5\text{V}$ tal como se observa en la figura 58.2. Aplicando KCL a V_o resulta

$$\frac{V_o(\text{máx})}{R_L(\text{mín})} + I_o(\text{máx}) + \frac{V_o(\text{máx})}{R_3} = 0$$

Despejando la $R_L(\text{mín})$ se obtiene

$$R_L(\text{mín}) = -\frac{-2.5\text{V}}{50\text{mA} + \frac{-2.5\text{V}}{5\text{k}\Omega}} \cong 50\Omega$$

Luego, si se desea que no se active el circuito de protección del OA es necesario que

$$R_L > R_L(\text{mín}) = 50\Omega$$

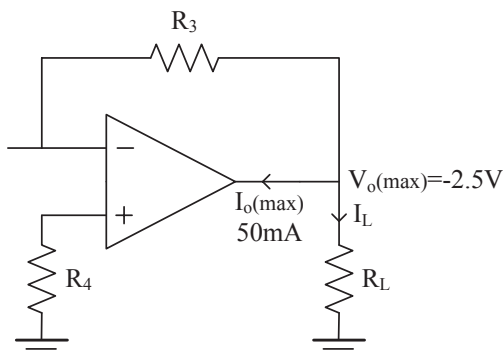


Fig. 58.3. Condición de máxima corriente de salida de OA.

— ◦ ○ ◦ —

PROBLEMA 59

En la figura 59.1 se muestra un amplificador basado en un OA ideal. Se pide:

- Calcular el valor de V_o .
- Obtener el valor de la corriente que circula por V_i .
- Calcular la corriente de salida del OA.
- Si el OA es el 741, calcular el valor mínimo de R_L .

Datos: $R_1=1k5\Omega$, $R_2=30k\Omega$, $R_3=4k5\Omega$, $R_4=90k\Omega$, $R_L=3k3\Omega$, $V_i=-0.1V$.

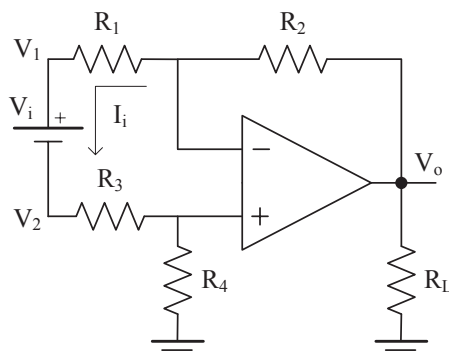


Fig. 59.1

Véase sección 8.4 del libro *Electrónica Básica para Ingenieros*.

① El circuito de la figura 59.1 responde al esquema de un amplificador restador. Si en un amplificador restador se cumple la siguiente relación entre las resistencias $R_2/R_1=R_4/R_3$ como sucede en este circuito, entonces la expresión de V_o viene dada por

$$V_o = \frac{R_2}{R_1}(V_2 - V_1) = \frac{R_2}{R_1}(-V_i) = \frac{30k\Omega}{1k5\Omega}0.1V = 2V$$

② Al ser un OA ideal, $V_p=V_n$. Luego la corriente I_i que circula por V_i vale

$$V_i = -I_i(R_1 + R_2) \Rightarrow I_i = -\frac{V_i}{R_1 + R_3} = -\frac{-0.1V}{1k5\Omega + 4k5\Omega} = 16.7\mu A$$

_____ ◦ ○

© Aplicando KCL a la salida del circuito y teniendo en cuenta que la V_o obtenida en el apartado a) es de 2V, la corriente de salida I_o del OA vale

$$I_o = I_i + \frac{V_o}{R_L} = 16.7\mu A + \frac{2V}{3k3\Omega} = 0.63mA$$

_____ ◦ ○

d) De la anterior ecuación se despeja R_L sabiendo que la corriente de salida máxima del OA 741 extraída a partir de las hojas de características proporcionadas por el fabricante es de $I_o(\text{máx})=25mA$. Luego la $R_L(\text{mín})$ es

$$R_L(\text{mín}) = \frac{V_o}{I_o(\text{máx}) - I_i} = \frac{2V}{25mA - 16.7\mu A} \cong \frac{2V}{25mA} = 80\Omega$$

_____ ◦ ○ ◦ _____

PROBLEMA 60

La figura 60.1 muestra la respuesta en frecuencia proporcionadas por el fabricante de un OA. Se pide:

- Calcular la "Unity Gain Bandwidth".
- Obtener la frecuencia de corte superior e inferior de este OA.
- Obtener la frecuencia de corte superior e inferior del amplificador de la figura 60.2.
- Se desea construir un amplificador de audio con este OA. Determinar la máxima ganancia de este amplificador si su ancho de banda debe ser de 20kHz.

Datos: $R_1 = 5k\Omega$, $R_2 = 30k\Omega$.

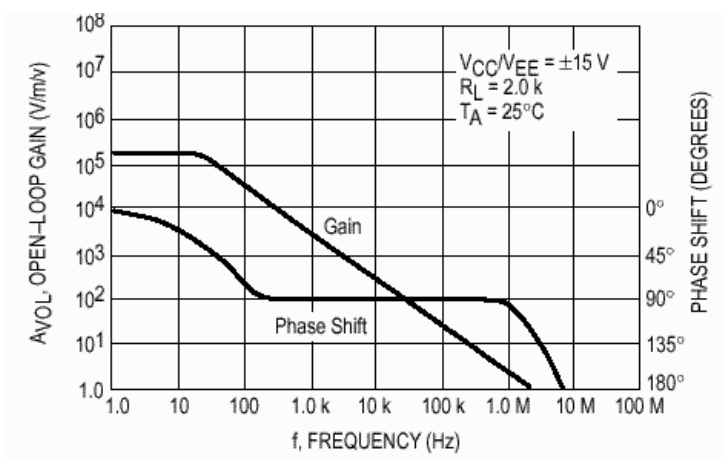


Fig. 60.1

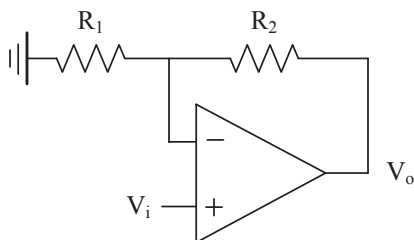


Fig. 60.2

— ○ ○ ○ —

Ⓐ La *Unity Gain Bandwidth* o frecuencia de ganancia unidad es la frecuencia a la cual la $A_{VOL}=1$ (véase sección 8.5.2 del libro *Electrónica Básica para Ingenieros*). En este caso, la gráfica de la figura 60.1 indica que es aproximadamente de 4MHz.

_____ ◦ ○

Ⓑ La frecuencia de corte superior (f_H) se define como la frecuencia a la cual la ganancia del amplificador cae de $1/\sqrt{2}$ respecto a la ganancia a frecuencias medias. En la gráfica de la figura 60.1, $A_{VOL}/\sqrt{2}$ se produce para una $f_H=30\text{Hz}$ (aproximadamente). Por otra parte, un amplificador operacional no tiene frecuencia de corte inferior.

_____ ◦ ○

Ⓒ La frecuencia de corte superior del circuito de la figura 60.2 se determina a partir de la siguiente fórmula

$$f_H = \frac{f_1}{1 + \frac{R_2}{R_1}} = \frac{4\text{MHz}}{1 + \frac{30\text{k}\Omega}{5\text{k}\Omega}} = 571\text{kHz}$$

No tiene frecuencia de corte inferior.

_____ ◦ ○

Ⓓ Un amplificador operacional realimentado verifica que $A_f \cdot f_H = f_1$. De forma que

$$A_f = \frac{f_1}{f_H} = \frac{4\text{MHz}}{20\text{kHz}} = 200$$

Esta sería la ganancia máxima del amplificador con un ancho de banda de 20kHz.

_____ ◦ ○ ◦ _____

PROBLEMA 61

Los amplificadores inversor y no inversor de las figuras 61.1 y 61.2 han sido realizados con el OA 741. En ambos circuitos se aplica a la entrada V_i una onda sinusoidal de $0.4V$ de amplitud. Se pide:

- Para el circuito de la figura 61.1, calcular su frecuencia máxima de operación especificando si está limitada por la frecuencia de corte superior o por el Slew-Rate. Determinar también la amplitud de V_i para la cual la frecuencia de corte del amplificador y la frecuencia limitada por el Slew-Rate coinciden.
- Repetir el apartado a) para el circuito de la figura 61.2.

Datos: 1) $R_1=5k\Omega$, $R_2=100k\Omega$

2) $R_1=R_2=10k\Omega$

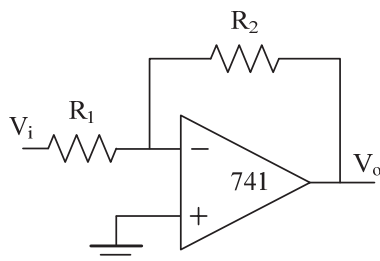


Fig. 61.1

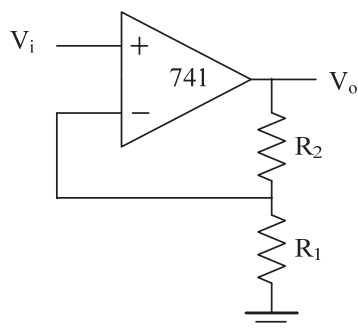


Fig. 61.2

① En el *datasheet* del OA 741 se extraen los siguientes parámetros necesarios para realizar el problema.

f_1 o *Unity gain crossover frequency* o frecuencia de ganancia unidad=1MHz

SR o *Slew-Rate*=0.5V/ μ s

Con estos parámetros, se calcula en primer lugar la frecuencia de corte superior (f_H) debido a la respuesta en frecuencia del OA

$$f_H = \frac{f_1}{1 + \frac{R_2}{R_1}} = \frac{1\text{MHz}}{1 + \frac{100\text{k}\Omega}{5\text{k}\Omega}} = 47.6\text{kHz}$$

La limitación de frecuencia superior debido al *Slew-Rate* (f_{SR}) es

$$f_{SR} = \frac{SR}{2\pi V_o}$$

Al tratarse de un amplificador inversor, el valor de la amplitud de tensión de salida es

$$V_o = \frac{R_2}{R_1} V_i = \frac{100\text{k}\Omega}{5\text{k}\Omega} 0.4\text{V} = 8\text{V}$$

Luego, el valor numérico de f_{SR} es

$$f_{SR} = \frac{0.5\text{V} / \mu\text{s}}{2\pi \cdot 8\text{V}} = 9.95\text{kHz}$$

Al ser $f_{SR} < f_H$ significa que el amplificador está limitado en frecuencia por el *Slew-Rate*. La tensión de salida que igualan ambas frecuencias ($f_{SR} = f_H$) es

$$f_{SR} = \frac{SR}{2\pi V_o} = f_H = \frac{f_1}{1 + \frac{R_2}{R_1}} = 47.6\text{kHz} \Rightarrow V_o = \frac{0.5\text{V} / \mu\text{s}}{2\pi \cdot 47.6\text{kHz}} = 1.67\text{V}$$

Esta tensión de salida corresponde a la siguiente tensión de entrada

$$V_i = \frac{V_o}{\frac{R_2}{R_1}} = \frac{1.67\text{V}}{\frac{100\text{k}\Omega}{5\text{k}\Omega}} = 83.5\text{mV}$$

————— ◦ ○

⑥ A continuación se repite para el circuito de la figura 61.2 el análisis previamente realizado en el circuito figura 61.1. En este caso se trata de un amplificador en configuración no-inversora. La frecuencia de corte superior (f_H) debido a la respuesta en frecuencia del OA vale

$$f_H = \frac{f_1}{1 + \frac{R_2}{R_1}} = \frac{1\text{MHz}}{1 + \frac{10\text{k}\Omega}{10\text{k}\Omega}} = 500\text{kHz}$$

El valor de la amplitud de tensión de salida de este circuito es

$$V_o = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) V_i = \left(1 + \frac{10\text{k}\Omega}{10\text{k}\Omega}\right) 0.4\text{V} = 0.8\text{V}$$

Luego, el valor numérico de f_{SR} es

$$f_{SR} = \frac{SR}{2\pi V_o} = \frac{0.5\text{V} / \mu\text{s}}{2\pi \cdot 0.8\text{V}} = 99.5\text{kHz}$$

Al ser $f_{SR} < f_H$, esto significa que el amplificador de la figura 61.2 está limitado en frecuencia por el *Slew-Rate*. La tensión de salida que igualan ambas frecuencias es

$$f_{SR} = \frac{SR}{2\pi V_o} = f_H = \frac{f_1}{1 + \frac{R_2}{R_1}} = 500\text{kHz} \Rightarrow V_o = \frac{0.5\text{V} / \mu\text{s}}{2\pi \cdot 500\text{kHz}} = 0.159\text{V}$$

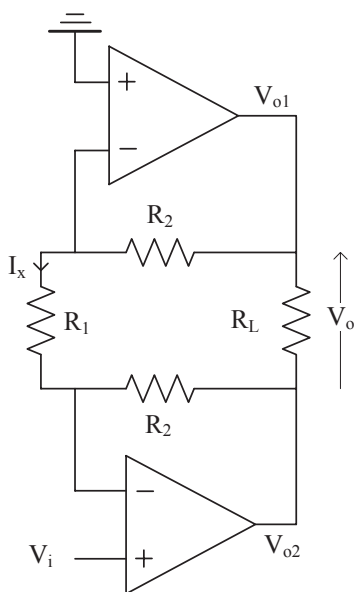
Esta tensión de salida corresponde a la siguiente tensión de entrada

$$V_i = \frac{V_o}{1 + \frac{R_2}{R_1}} = \frac{0.159\text{V}}{1 + \frac{10\text{k}\Omega}{10\text{k}\Omega}} = 79.5\text{mV}$$

— ◦ ○ ◦ —

PROBLEMA 62

Obtener la expresión de V_o en función de V_i del circuito de la Fig 62.1 basado en dos amplificadores operacionales ideales.

**Fig. 62.1**

I_x es la corriente que circula por las resistencias R_1 y R_2 al ser las corrientes de entrada de los OA nulas. En este circuito se pide calcular la relación entre V_i y $V_o = V_{o1} - V_{o2}$. Por inspección, se puede extraer las siguientes ecuaciones:

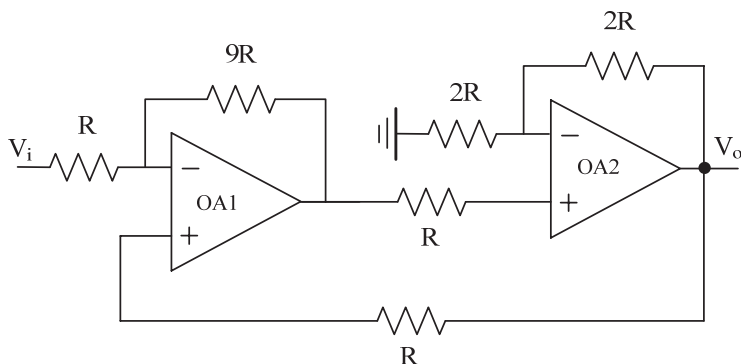
$$I_x = -\frac{V_i}{R_1} = \frac{V_{o1}}{R_2} = -\frac{V_{o2}}{R_1 + R_2} \Rightarrow \begin{cases} \frac{V_{o1}}{V_i} = -\frac{R_2}{R_1} \\ \frac{V_{o2}}{V_i} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} \end{cases}$$

Por consiguiente, la relación pedida se obtiene como

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{V_{o1} - V_{o2}}{V_i} = \frac{V_{o1}}{V_i} - \frac{V_{o2}}{V_i} = -\frac{R_2}{R_1} - \frac{R_1 + R_2}{R_1} = -\left(1 + 2\frac{R_2}{R_1}\right)$$

PROBLEMA 63

Encontrar la expresión de la ganancia V_o/V_i del amplificador de la figura 63.1 basado en dos amplificadores operacionales ideales.

**Fig. 63.1**

Por inspección del circuito se obtiene:

$$V_{p1} = \frac{9R}{9R + R} V_i + \frac{R}{9R + R} V_{o1} = \frac{9}{10} V_i + \frac{1}{10} V_{o1}$$

$$V_o = \left(1 + \frac{2R}{2R}\right) V_{o1} = 2V_{o1}$$

$$V_{n1} = V_o$$

Operando sobre estas ecuaciones y despejando, fácilmente se demuestra que

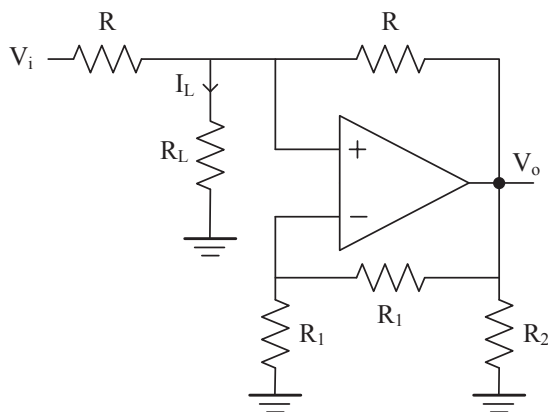
$$V_{p1} = \frac{9}{10} V_i + \frac{1}{10} V_{o1} = \frac{9}{10} V_i + \frac{1}{20} V_o$$

Como en un OA ideal, $V_{n1} = V_{p1}$, resulta que

$$V_{p1} = V_{n1} = V_o = \frac{9}{10} V_i + \frac{1}{20} V_o \Rightarrow \frac{V_o}{V_i} = \frac{18}{19}$$

PROBLEMA 64

Obtener la expresión de I_L del amplificador de la figura 64.1. ¿De qué circuito se trata?

**Fig. 64.1**

Analizando el circuito se obtienen las siguientes relaciones:

$$\frac{V_i - V_p}{R} = I_L + \frac{V_p - V_o}{R} \quad (1)$$

$$V_n = V_p = \frac{R_1}{R_1 + R_1} V_o = \frac{V_o}{2} \quad (2)$$

Sustituyendo la ecuación (2) en la (1) resulta

$$\frac{V_i - \frac{V_o}{2}}{R} = I_L + \frac{\frac{V_o}{2} - V_o}{R}$$

Operando sobre esta ecuación, fácilmente se demuestra que

$$I_L = \frac{V_i}{R}$$

Por consiguiente, se trata de un convertidor tensión-corriente.

PROBLEMA 65

Para el circuito lineal de la figura 65.1, se pide:

- El valor de la corriente de colector de Q_1 .
- El valor de la corriente I_o .

Datos: $h_{FE}=200$, $R_1=R_2=200k\Omega$, $R_3=2k5\Omega$, $R_4=100\Omega$, $V_{CC}=5V$.

Nota: Despreciar las corrientes de base frente a las corrientes de colector.

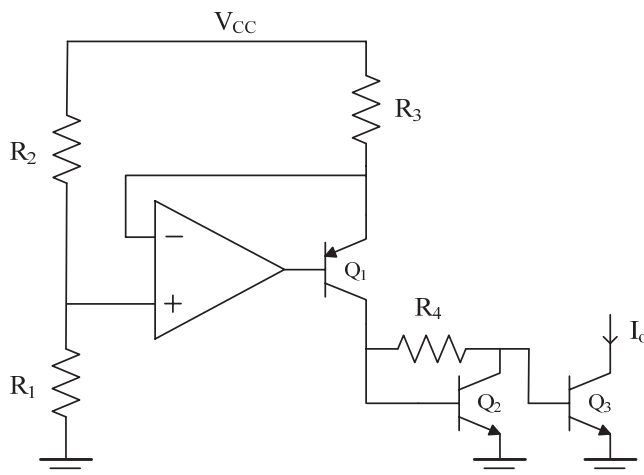


Fig. 65.1

- Ⓐ Al ser el OA ideal, se cumple

$$V_p = V_n = V_{E1} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{CC} = \frac{200k\Omega}{200k\Omega + 200k\Omega} 5V = 2.5V$$

Luego, la corriente de colector de Q_1 vale

$$I_{C1} = \frac{V_{CC} - V_{E1}}{R_3} = \frac{5V - 2.5V}{2k5\Omega} = 1mA$$

- Ⓑ Al despreciar las corrientes de base, se verifica $I_{C1}=I_{C2}$. Para calcular la corriente de salida se utiliza como ecuación de partida

$$V_{BE2} = I_{C1}R_4 + V_{BE3}$$

Utilizando la ecuación de Ebers-Moll, $V_{BE} = V_T \ln(I_C/I_S)$, y reemplazando en las tensiones base-emisor de la anterior ecuación se obtiene

$$V_T \ln\left(\frac{I_{C2}}{I_S}\right) = I_{C1}R_4 + V_T \ln\left(\frac{I_{C3}}{I_S}\right)$$

$$V_T \ln\left(\frac{I_{C2}}{I_S}\right) - V_T \ln\left(\frac{I_{C3}}{I_S}\right) = I_{C1}R_4$$

$$V_T \ln\left(\frac{I_{C2}}{I_{C3}}\right) = I_{C1}R_4$$

Como $I_o = I_{C3}$, despejando

$$I_o = I_{C3} = I_{C1} \exp\left(-\frac{I_{C1}R_4}{V_T}\right) = 1\text{mA} \cdot \exp\left(-\frac{1\text{mA} \cdot 100\Omega}{25\text{mV}}\right) = 18\mu\text{A}$$

————— ◦ ○ ◦ —————

PROBLEMA 66

Para el circuito de la figura 66.1, representar gráficamente V_o en función de la resistencia variable especificada a través del parámetro β ($0 \leq \beta \leq 1$).

Datos: $R_1=2k\Omega$, $R_2=R_4=10k\Omega$, $R_3=R_L=5k\Omega$, $V_Z=2.5V$, $V_{CC}=15V$.

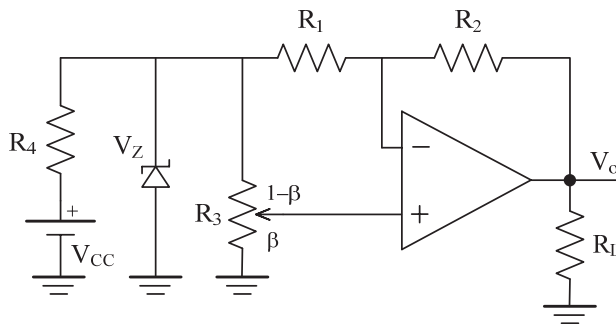


Fig. 66.1

En este circuito el diodo Zener, polarizado a través de V_{CC} , fija la tensión de referencia utilizada por el potenciómetro. En función del estado del potenciómetro especificado a través del parámetro β ($0 \leq \beta \leq 1$) se puede controlar la tensión de salida del OA. El potenciómetro tiene una resistencia máxima entre de sus terminales de valor R_3 . Su terminal central define dos resistencias βR_3 y $(1-\beta)R_3$ de forma que el valor de tensión en el terminal V_p vale

$$V_p = \frac{\beta R_3}{R_3} V_Z = \beta V_Z \quad (1)$$

Por otra parte, aplicando KCL a V_n resulta

$$\frac{V_Z - V_n}{R_1} = \frac{V_n - V_o}{R_2} \quad (2)$$

Las características del OA ideal hace que $V_n = V_p$. Luego, reemplazando V_n de la ecuación (2) por la expresión V_p de la ecuación (1) resulta

$$\frac{V_Z - \beta V_Z}{R_1} = \frac{\beta V_Z - V_o}{R_2}$$

Resolviendo, fácilmente se demuestra que

$$V_o = V_Z \frac{R_2}{R_1} \left[\beta \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right) - 1 \right] \quad (3)$$

La representación gráfica de esta ecuación se muestra en la figura 66.2. Esta gráfica representa la relación lineal entre V_o y β . Para representar esta recta, se escogen los dos valores extremos de β . El valor mínimo de V_o sucede cuando $\beta=0$, de forma que la ecuación (3) es

$$V_o = -V_Z \frac{R_2}{R_1} = -2.5V \frac{10k\Omega}{2k\Omega} = -12.5V, \text{ para } \beta = 0$$

Su valor máximo se da cuando $\beta=1$, de forma que

$$V_o = V_o = V_Z \frac{R_2}{R_1} \left[\left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right) - 1 \right] = V_Z = 2.5V, \text{ para } \beta = 1$$

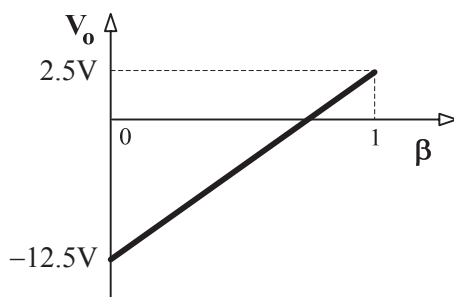
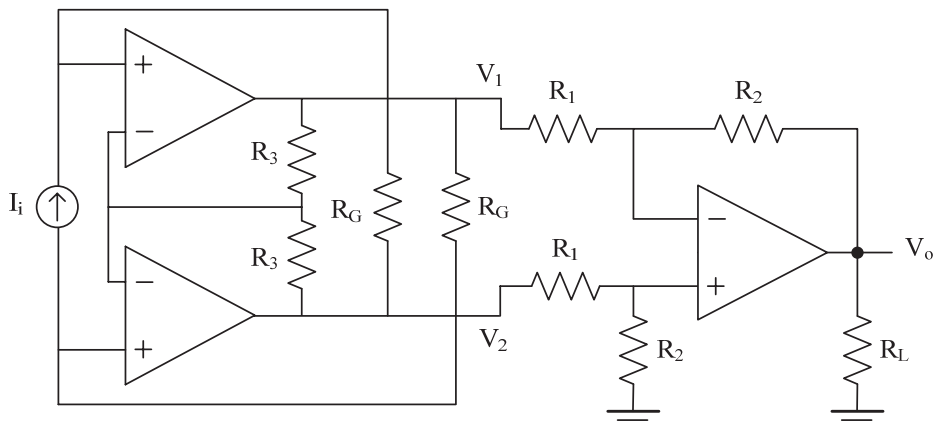


Fig. 66.2. Representación gráfica de V_o frente a β .

— ◦ ○ ◦ —

PROBLEMA 67

El circuito de la figura 67.1 es un convertidor corriente-tensión. Obtener la expresión que relaciona la tensión de salida V_o con la corriente de entrada I_i .

**Fig. 67.1**

Este circuito puede ser dividido en dos bloques: bloque de entrada formado por los dos OAs generan las tensiones V_1 y V_2 , y el bloque de salida que utiliza esas tensiones para producir V_o . El bloque de salida lo constituye un amplificador restador que, dado que utiliza resistencias R_1 y R_2 idénticas para cada entrada, verifica

$$V_o = \frac{R_2}{R_1}(V_2 - V_1)$$

A continuación se buscará la relación entre I_i y $V_1 - V_2$ para obtener la expresión pedida. Para ello, se utiliza las características de los OA ideales en la cual la tensión en los terminales de entrada es la misma. Si se aplica a la entrada ese concepto, se observa que la diferencia de tensión en la fuente de corriente I_i es cero. Luego, siguiendo la corriente I_i que circula por R_G resulta

$$V_1 = I_i R_G + I_i R_G + V_2 \Rightarrow V_2 - V_1 = -2I_i R_G$$

Reemplazando esta relación en la anterior ecuación, la expresión pedida es

$$V_o = -2R_G \frac{R_2}{R_1} I_i$$

PROBLEMA 68

Para el amplificador de la figura 68.1, se pide:

- Obtener V_o en función de V_1 y V_2 . ¿De qué tipo de circuito se trata?
- Calcular el rango de valores de R_G para que la ganancia (en módulo) esté comprendida entre 10 y 100.

Datos: $R_1=R_2=10k\Omega$, $R_3=R_L=3k\Omega$

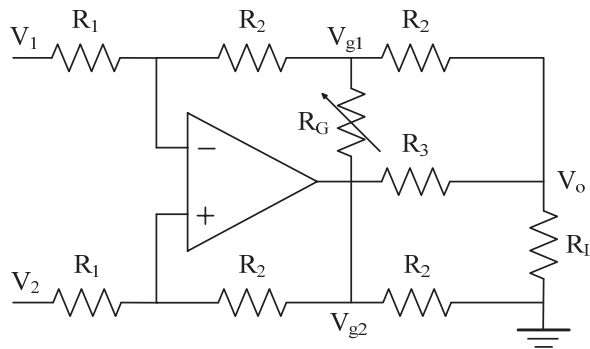


Fig. 68.1

- Ⓐ En primer lugar se analiza los nudos de entrada del OA.

$$\frac{V_1 - V_n}{R_1} = \frac{V_n - V_{g1}}{R_2}$$

$$\frac{V_2 - V_p}{R_1} = \frac{V_p - V_{g2}}{R_2}$$

Al tratarse de un OA ideal, $V_n=V_p$, luego restando miembro a miembro estas ecuaciones se demuestra que

$$\frac{V_1 - V_2}{R_1} = \frac{V_{g2} - V_{g1}}{R_2} \Rightarrow V_{g2} - V_{g1} = \frac{R_2}{R_1}(V_1 - V_2) \quad (1)$$

Por otra parte, aplicando KCL a los nudos V_{g1} y V_{g2}

$$\frac{V_n - V_{g1}}{R_2} = \frac{V_{g1} - V_{g2}}{R_G} + \frac{V_{g1} - V_o}{R_2}$$

$$\frac{V_p - V_{g2}}{R_2} = \frac{V_{g2} - V_{g1}}{R_G} + \frac{V_{g2}}{R_2}$$

Restando miembro a miembro ambas ecuaciones y operando se encuentra que

$$\frac{V_o}{R_2} = 2(V_{g1} - V_{g2}) \left[\frac{1}{R_G} + \frac{1}{R_2} \right]$$

Reemplazando el término $V_{g1} - V_{g2}$ por la expresión de la ecuación (1) resulta

$$V_o = 2 \frac{R_2}{R_1} \left[1 + \frac{R_2}{R_G} \right] (V_2 - V_1)$$

Luego, este circuito es un amplificador diferencial cuya ganancia varía con el valor de R_G .

————— ◦ ○

ⓑ El potenciómetro R_G controla la ganancia del amplificador. Si la ganancia debe estar comprendida entre 10 y 100, tenemos dos valores extremos de R_G , R_{G1} y R_{G2} , que fijan el valor de esas ganancias de forma que

$$\frac{V_o}{(V_2 - V_1)} = 10 = 2 \frac{R_2}{R_1} \left[1 + \frac{R_2}{R_{G1}} \right]$$

$$\frac{V_o}{(V_2 - V_1)} = 100 = 2 \frac{R_2}{R_1} \left[1 + \frac{R_2}{R_{G2}} \right]$$

Dado que $R_1 = R_2 = 10\text{k}\Omega$, despejando R_{G1} y R_{G2} de estas ecuaciones se determina que el rango de valores de R_G que limita la ganancia del amplificador entre 10 y 100 es

$$204\Omega = R_{G1} \leq R_G \leq R_{G2} = 2.5\text{k}\Omega$$

————— ◦ ○ ◦ —————

PROBLEMA 69

Para el circuito de la figura 69.1, se pide:

- Obtener la expresión de la impedancia de entrada Z_i .
- En el caso de que $R_1=R_3=20k\Omega$, $R_2=R_4=10k\Omega$ y Z sea un condensador de valor $C=1nF$, indicar el tipo de impedancia que se observa desde la entrada.

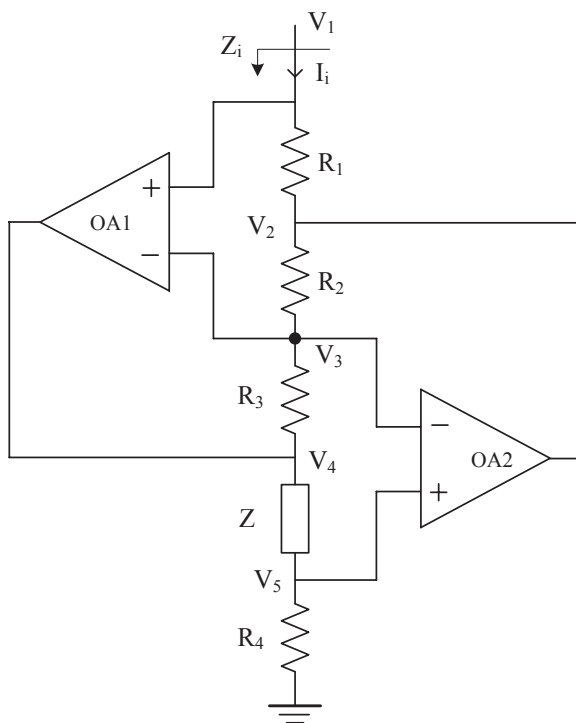


Fig. 69.1

Ⓐ En este circuito, la expresión de Z_i se obtiene encontrando la relación V_1/I_i . Para calcular esta relación se parte del divisor de tensión en V_5

$$V_5 = \frac{R_4}{R_4 + Z} V_4 \quad (1)$$

Al ser OA ideales, $V_{n1}=V_{p1}=V_{n2}=V_{p2}$, luego

$$V_5 = V_3 = V_1 \quad (2)$$

Además, la corriente que circula por R_2 y R_3 es la misma

$$\frac{V_2 - V_3}{R_2} = \frac{V_3 - V_4}{R_3} \quad (3)$$

Resolviendo las ecuaciones (1), (2) y (3), fácilmente se comprueba que

$$V_2 = V_5 \left[1 - \frac{ZR_2}{R_4R_3} \right] = V_1 \left[1 - \frac{ZR_2}{R_4R_3} \right] \Rightarrow \frac{V_2}{V_1} = 1 - \frac{ZR_2}{R_4R_3} \quad (4)$$

De esta manera

$$Z_i = \frac{V_1}{I_i} = \frac{V_1}{\frac{V_1 - V_2}{R_1}} = \frac{R_1}{1 - \frac{V_2}{V_1}}$$

Sustituyendo V_2/V_1 de esta ecuación por la expresión obtenida en la ecuación (4) y operando se obtiene

$$Z_i = \frac{V_1}{I_i} = \frac{R_4R_3R_1}{ZR_2}$$

————— ◦ ○

⑥ Sustituyendo los valores numéricos en la expresión de Z_i resulta

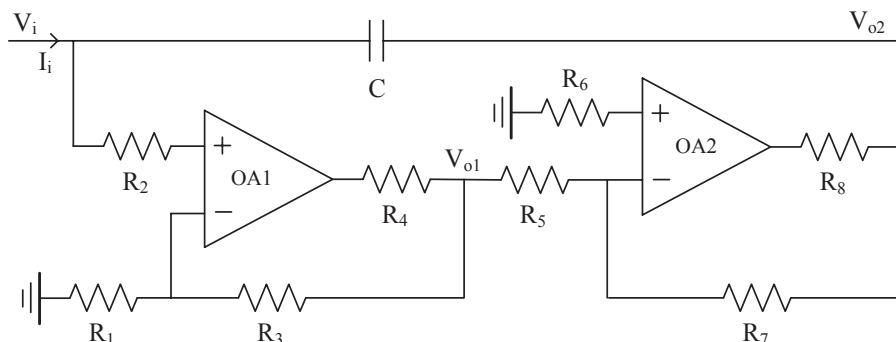
$$Z_i = \frac{R_4R_3R_1}{ZR_2} = \frac{10\text{k}\Omega 220\text{k}\Omega 220\text{k}\Omega}{\frac{1}{1\text{nF} \cdot j\omega} 10\text{k}\Omega} = 0.4j\omega \text{ H}$$

Por consiguiente, Z_i se comporta como una autoinducción de valor 0.4H .

————— ◦ ○ ◦ —————

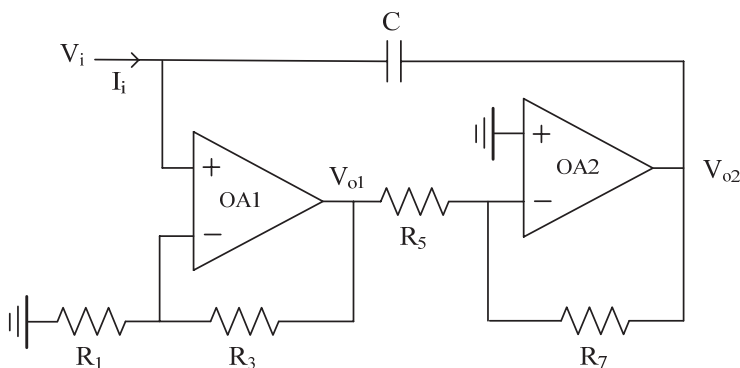
PROBLEMA 70

Obtener la expresión de la impedancia de entrada del circuito ($Z_i = V_i/I_i$) de la figura 70.1. ¿Qué tipo de impedancia se observa a la entrada?

**Fig. 70.1**

Si consideramos a los OA como ideales, entonces las resistencias R_2 , R_4 , R_6 y R_8 no intervienen en las características del circuito. En términos de amplificación, se reduce a analizar el circuito equivalente de la figura 70.2. Es fácil de observar que el OA1 opera en configuración no inversora y el OA2 en configuración inversora. Luego, la ganancia del amplificador completo es

$$\frac{V_{o2}}{V_i} = \frac{V_{o1}}{V_i} \frac{V_{o2}}{V_{o1}} = \left(1 + \frac{R_3}{R_1}\right) \left(-\frac{R_7}{R_5}\right) \quad (1)$$

**Fig. 70.2.** Circuito simplificado.

Por consiguiente, la expresión de la impedancia de entrada pedida es

$$Z_i = \frac{V_i}{I_i} = \frac{V_i}{\frac{V_i - V_{o2}}{Z_C}} = Z_C \frac{V_i}{V_i - V_{o2}} \quad (2)$$

Sustituyendo V_{o2} de la ecuación (1) en la ecuación (2) y operando resulta

$$Z_i = \frac{V_i}{I_i} = \frac{Z_C}{1 + \frac{R_7}{R_5} \left(1 + \frac{R_3}{R_1} \right)}$$

Esto significa que la impedancia que se observa a la entrada de este circuito es un condensador equivalente C_i cuyo valor es C multiplicado por un factor de forma que

$$C_i = \left[1 + \frac{R_7}{R_5} \left(1 + \frac{R_3}{R_1} \right) \right] C$$

————— ◦ ○ ◦ —————

PROBLEMA 71

Calcular la expresión y el valor de la impedancia de entrada del circuito de la figura 71.1.

Datos: $R=10k\Omega$, $C=100nF$.

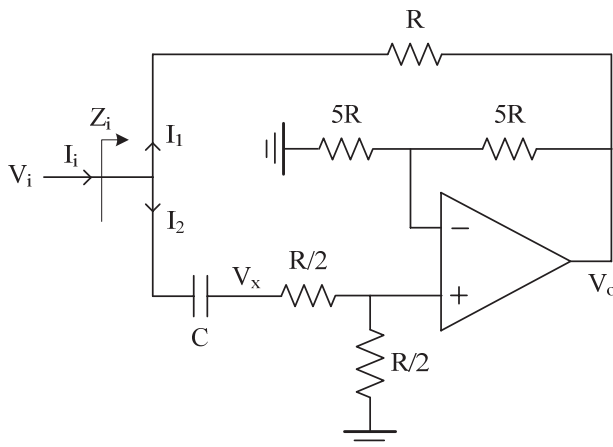


Fig. 71.1

— ○ ○ —

En primer lugar se obtiene la relación entre V_o y V_x

$$\left. \begin{aligned} V_o &= \left(1 + \frac{5R}{5R}\right) V_n = 2V_n \\ V_n &= \left(\frac{R/2}{R/2 + R/2}\right) V_x = \frac{V_x}{2} \end{aligned} \right\} \Rightarrow V_o = V_x$$

La Z_i viene dada

$$Z_i = \frac{V_i}{I_i} = \frac{V_i}{I_1 + I_2} = \frac{V_i}{\frac{V_i - V_o}{R} + \frac{V_i - V_x}{Z_C}} = (R \parallel Z_C) \frac{V_i}{(V_i - V_o)} \quad (1)$$

Analizando este circuito, fácilmente se comprueba que

$$V_x = V_o = \frac{R/2 + R/2}{R/2 + R/2 + Z_C} V_i = \frac{R}{R + Z_C} V_i \quad (2)$$

Reemplazando la expresión de V_o de la ecuación (2) en la ecuación (1) y operando resulta

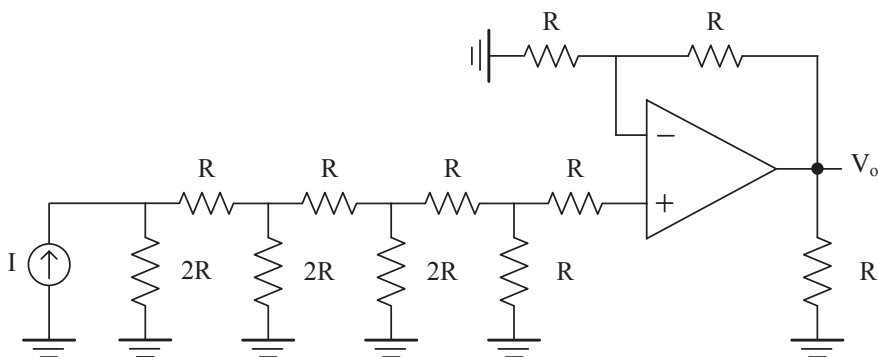
$$Z_i = \frac{V_i}{I_i} = (R \parallel Z_C) \frac{V_i}{\left(V_i - \frac{R}{R + Z_C} V_i \right)} = R = 10\text{k}\Omega$$

$$Z_i = \frac{V_i}{I_i} = R = 10\text{k}\Omega$$

————— ◦ ○ ◦ —————

PROBLEMA 72

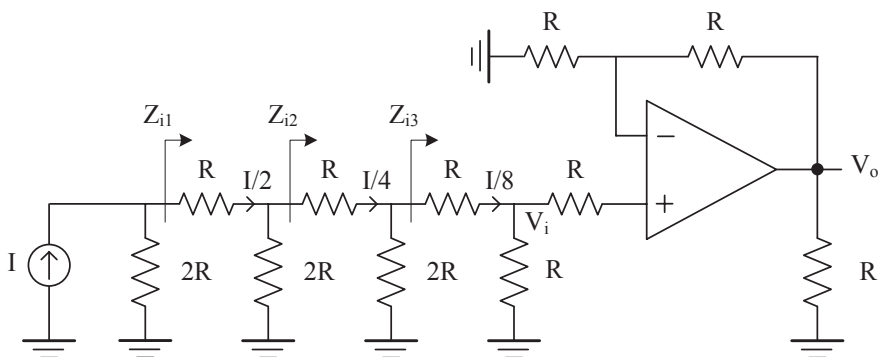
Obtener la expresión de V_o en función de la fuente de corriente de entrada de valor I del circuito de la figura 72.1.

**Fig. 72.1**

— ○ ○ —

Para analizar este circuito, se determina en primer lugar el reparto de las corrientes en la red R-2R tal como se indica en la figura 72.2. Este resultado se obtiene directamente analizando las impedancias equivalentes, Z_{i1} , Z_{i2} y Z_{i3} , y aplicando el principio de división de corrientes en cada rama. Con ello, se calcula el valor de V_i de forma que al actuar el OA en configuración no inversora, se verifica que

$$V_o = \left(1 + \frac{R}{R}\right) V_i = 2V_i \quad (1)$$

**Fig. 72.2.** Distribución de las corrientes en la red R-2R.

En primer lugar se calculan las siguientes impedancias:

$$Z_{i3} = R + R = 2R$$

$$Z_{i2} = R + 2R \parallel Z_{i3} = R + R = 2R$$

$$Z_{i1} = R + 2R \parallel Z_{i2} = R + R = 2R$$

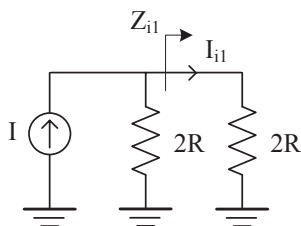


Fig. 72.3. Circuito equivalente a la entrada.

Una vez conocido que $Z_{i1}=2R$, el circuito equivalente visto desde la fuente de corriente de entrada I se describe en la figura 72.3. La corriente que circula por Z_{i1} , I_{i1} , se calcula aplicando la técnica de reparto de corriente de I entre las resistencias $2R$ y Z_{i1} , y su valor es

$$I_{i1} = \frac{Z_{i1}}{Z_{i1} + 2R} I = \frac{2R}{2R + 2R} I = \frac{I}{2}$$

Repitiendo el proceso para el resto de las impedancias equivalentes, Z_{i2} y Z_{i3} , tenemos

$$I_{i2} = \frac{Z_{i2}}{Z_{i2} + 2R} I_{i1} = \frac{2R}{2R + 2R} \frac{I}{2} = \frac{I}{4}$$

$$I_{i3} = \frac{Z_{i3}}{Z_{i3} + 2R} I_{i2} = \frac{2R}{2R + 2R} \frac{I}{4} = \frac{I}{8}$$

El valor del nudo V_i de la figura 72.2 es $V_i = I_{i3}R = I \cdot R/8$. Por consiguiente, el valor de la tensión V_o obtenida en la ecuación (1) es

$$V_o = 2V_i = 2 \frac{I}{8} R = \frac{I \cdot R}{4}$$

— ○ ○ —

PROBLEMA 73

En la figura 73.1 se muestra una aplicación típica de un OA trabajando en la zona lineal y tiene como elemento de carga la impedancia Z . Para este circuito, se pide:

- Obtener la expresión que relaciona V_i con I_L . ¿De qué circuito se trata?
- Si Z es un condensador de valor C , determinar la expresión que relaciona la tensión de salida V_o con la tensión de entrada V_i . ¿De qué circuito se trata?
- Si Z es un condensador de valor C , representar gráficamente la respuesta del circuito a la entrada indicada en la figura 73.2.

Datos: $R_1=33k\Omega$, $R=10k\Omega$, $C=10nF$. Suponer el condensador inicialmente descargado.

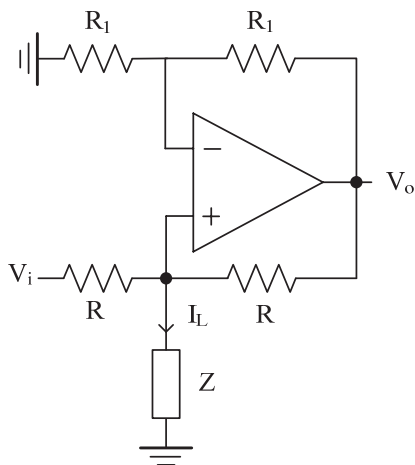


Fig. 73.1

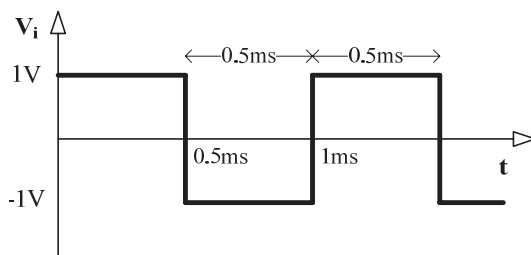


Fig. 73.2

① Para calcular la relación pedida, se extraen las ecuaciones asociadas a la entrada del OA que son:

$$V_n = \frac{R_1}{R_1 + R_1} V_o = \frac{V_o}{2}$$

$$\frac{V_i - V_p}{R} = I_L + \frac{V_p - V_o}{R}$$
(1)

Al trabajar el OA en la región lineal y ser ideal, se verifica que $V_p = V_n$. A partir de la ecuación (1), es fácil demostrar que

$$I_L = \frac{V_i}{R}$$

Luego se trata de una fuente de corriente controlada por tensión al depender I_L de V_i y ser independiente del elemento de carga Z .

— • ○

ⓑ Si Z es un condensador por el que circula una corriente I_L , entonces

$$I_L = C \frac{dV_p}{dt} = \frac{C}{2} \frac{dV_o}{dt} = \frac{V_i}{R}$$

puesto que de la ecuación (1) $V_n = V_p = V_o/2$. Integrando a ambos miembros y despejando resulta

$$V_o = \frac{2}{RC} \int V_i dt \quad (2)$$

Por consiguiente, se trata de un circuito integrador no inversor.

— • ○

ⓒ Para calcular la respuesta del circuito a la entrada de la figura 73.2, se analizará por separado cada uno de sus tramos.

- Tramo 1: $t \in [0, 0.5\text{ms}]$. Intervalo temporal con $V_i = 1\text{V}$. Al ser V_i constante, de la ecuación (2) se obtiene

$$V_o = \frac{2}{RC} \int V_i dt = \frac{2}{RC} t + Cte$$

La Cte es 0 puesto que el condensador está inicialmente descargado. Esta ecuación indica que la forma de onda de V_o es una recta de pendiente $2/RC$. La tensión final vale

$$V_o(t = 0.5\text{ms}) = \frac{2}{10\text{k}\Omega \cdot 10\text{nF}} 0.5\text{ms} = 10\text{V} \quad (3)$$

- Tramo 2: $t \in [0.5\text{ms}, 1\text{ms}]$. De la misma manera, para el intervalo temporal en el que $V_i = -1\text{V}$, se cumple

$$V_o(t) = -\frac{2}{RC}t + 10$$

puesto que la Cte es la tensión final en el tramo 1 obtenido en la ecuación (4), es decir, $V_o(t=0)=Cte=10V$. Esta ecuación indica que la forma de onda de V_o es una recta de pendiente $-2/RC$. La tensión final de este tramo es

$$V_o(t = 0.5ms) = -\frac{2}{10k\Omega \cdot 10nF}0.5ms + 10V = 0$$

Este proceso se repite indefinidamente al ser señales periódicas alternando ecuaciones de los tramos 1 y 2. Como resultado de combinar ambos casos, se generan las señales indicadas en la gráfica de la figura 73.3.

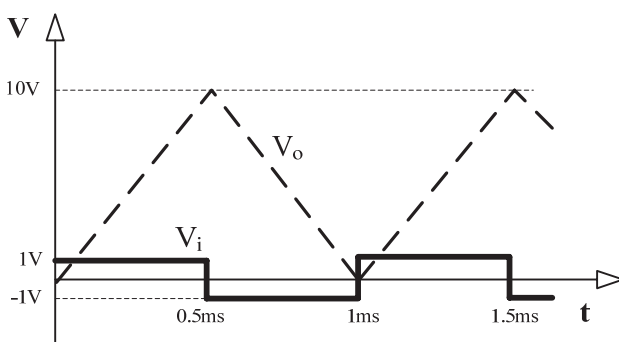


Fig. 73.3. Formas de onda del circuito.

— ○ ○ —

PROBLEMA 74

La entrada del amplificador diferenciador de la figura 74.1 es una onda triangular simétrica de 1kHz mostrada en la figura 74.2. Representar gráficamente la forma de onda de salida.

Datos: $R=R_L=R_p=10k\Omega$, $C=470nF$.

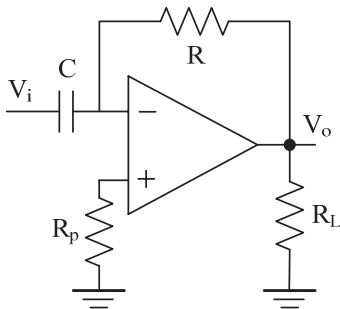


Fig. 74.1

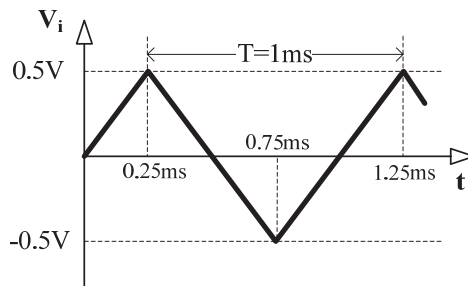


Fig. 74.2

El circuito de la figura 74.1 es un integrador que realiza la siguiente operación

$$V_o = -RC \frac{dV_i}{dt} \quad (1)$$

A continuación se analizan los diferentes tramos de la onda de entrada de la figura 74.2 para calcular la respuesta del circuito.

- **Tramo $0 \leq t < 0.25ms$.** En este tramo la tensión de entrada responde a la siguiente ecuación

$$V_i = \frac{0.5V}{0.25ms} t$$

Reemplazando esta ecuación en la ecuación (1) resulta

$$V_o = -RC \frac{dV_i}{dt} = -10k\Omega \cdot 470nF \frac{0.5V}{0.25ms} = -9.4V$$

- **Tramo $0.25ms \leq t < 0.75ms$.** La tensión de entrada vale

$$V_i = -\frac{1V}{0.5ms} t + 0.5V$$

Reemplazando esta ecuación en la ecuación (1) resulta

$$V_o = -RC \frac{dV_i}{dt} = 10\text{k}\Omega \cdot 470\text{nF} \frac{1\text{V}}{0.5\text{ms}} = 9.4\text{V}$$

- **Tramo $0.75\text{ms} \leq t < 1.725\text{ms}$.** La tensión de entrada vale

$$V_i = \frac{1\text{V}}{0.5\text{ms}} t - 0.5\text{V}$$

Reemplazando esta ecuación en la ecuación (1) resulta

$$V_o = -RC \frac{dV_i}{dt} = -10\text{k}\Omega \cdot 470\text{nF} \frac{1\text{V}}{0.5\text{ms}} = -9.4\text{V}$$

Para una mejor visualización, la figura 74.3 ilustra gráficamente los diferentes resultados obtenidos en el análisis de este problema.

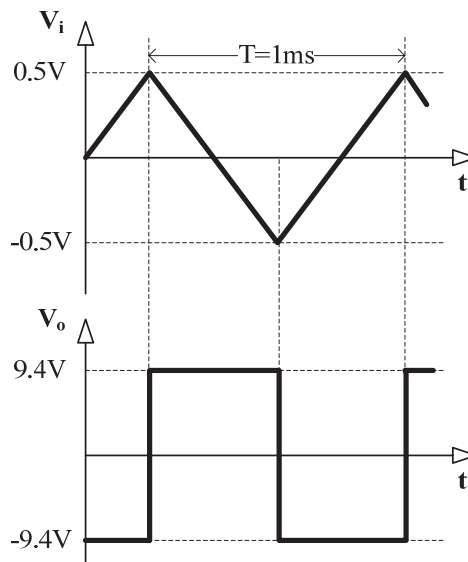


Fig. 74.3. Formas de onda del circuito.

PROBLEMA 75

Caracterizar la función que realiza el circuito de la figura 75.1 a partir de sus bloques funcionales. Comprobar la compatibilidad de los signos de las tensiones con la posición de los diodos.

Nota: Considerar $V_1, V_2 > 0$.

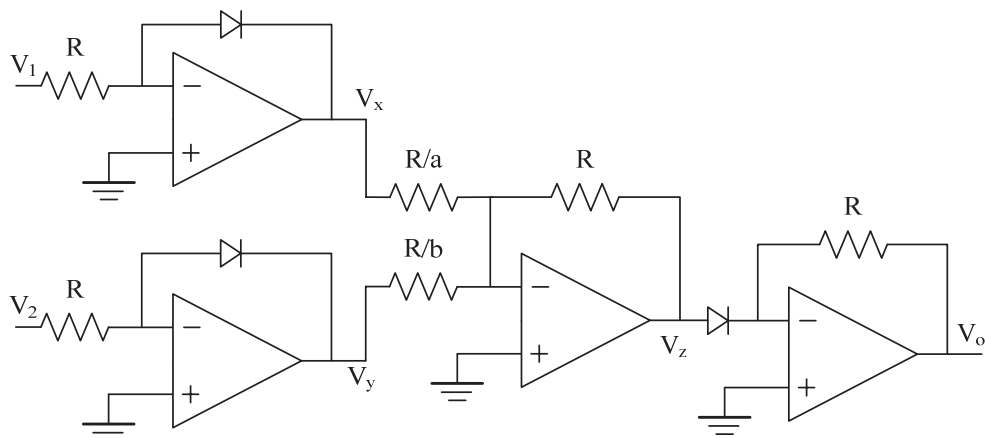


Fig. 75.1

Véase sección 8.4 del libro de *Electrónica Básica de Electrónica*.

Este circuito está constituido por cuatro bloques funcionales cada uno de ellos implementado con OAs. Los dos circuitos de entrada corresponden al esquema de un amplificador logarítmico de forma que a sus salidas verifican

$$V_x \propto \ln(V_1) \text{ y } V_y \propto \ln(V_2) \quad (1)$$

El amplificador central es un sumador con un factor de peso diferente a la entrada (véase apartado a) del Prob. 58, pág. 179) de forma que

$$V_z = -\frac{R}{R/a} V_x - \frac{R}{R/b} V_y = -aV_x - bV_y$$

Reemplazando en esta ecuación las expresiones de la ecuación (1) resulta

$$V_z \propto a \cdot \ln(V_1) + b \cdot \ln(V_2) = \ln(V_1^a) + \ln(V_2^b) = \ln(V_1^a \cdot V_2^b) \quad (2)$$

El circuito de salida es un circuito antilogarítmico que anula la función logarítmica de la ecuación (2)

$$V_o \propto \ln^{-1} \left[\ln(V_1^a \cdot V_2^b) \right] = V_1^a \cdot V_2^b$$

La figura 75.2 es una representación funcional de este circuito donde se identifican los diferentes bloques funcionales que lo forman. La posición de los diodos condiciona el tipo de polaridad a la entrada de los circuitos logarítmicos (\ln) y anti-logarítmico (\ln^{-1}). En este caso, los amplificadores logarítmicos de entrada solo operan para tensiones de entrada positivas (+), de forma que V_1, V_2 deben ser > 0 . Sus salidas son negativas las cuales son a su vez invertidas a la salida del sumador resultando de polaridad +. La polaridad a la entrada del amplificador antilogarítmico es +, compatible con la posición del diodo. Luego se trata de un circuito que opera solamente en el primer cuadrante ($V_1, V_2 > 0$) y la salida $V_o < 0$.

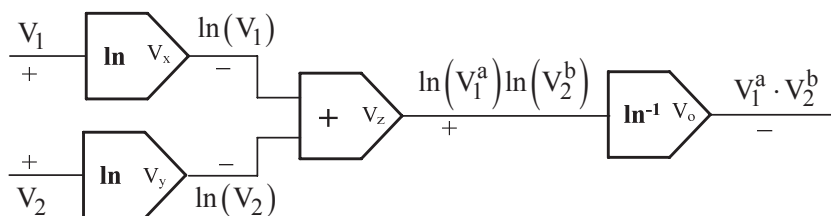


Fig. 75.2. Representación funcional del circuito.

— ○ ○ —

PROBLEMA 76

Obtener V_o en función de V_i del amplificador logarítmico de la figura 76.1 suponiendo que ambos transistores son idénticos. Realizar las aproximaciones que se consideren oportunas.

Datos: $R_1=10k\Omega$, $R_2=3k\Omega$, $R_3=R_4=R_5=1k\Omega$, $R_6=30k\Omega$, $V_{CC}=12V$.

Nota: Despreciar las corrientes de base.

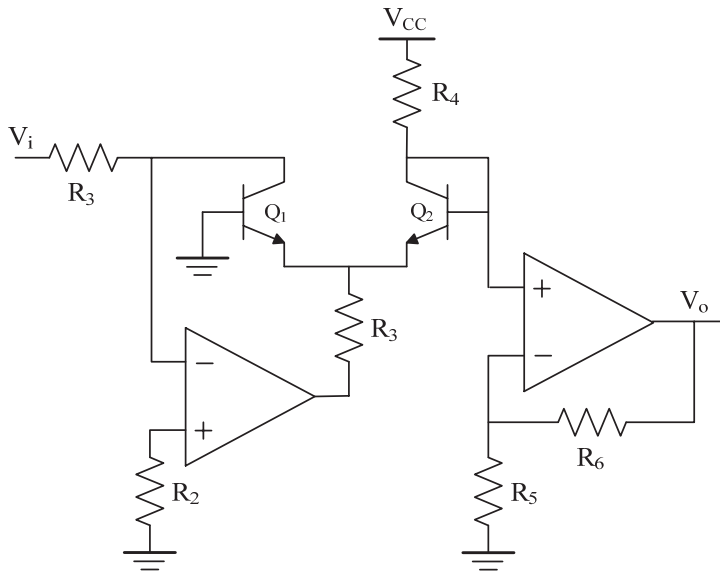


Fig. 76.1

Este circuito es una versión simplificada de un amplificador logarítmico comercial. La función logarítmica es implementada en el transistor Q_1 , actuando el transistor Q_2 como circuito acoplador junto con el OA de salida. La salida V_o se puede expresar, al tratarse de un OA en configuración no-inversora, como

$$V_o = \left(1 + \frac{R_6}{R_5}\right) V_{B2} = \left(1 + \frac{30k\Omega}{1k\Omega}\right) V_{B2} = 31 \cdot V_{B2} \quad (1)$$

donde la tensión base de Q_2 , V_{B2} , vale

$$V_{B2} = V_{BE2} - V_{BE1} = V_T \ln \frac{I_{C2}}{I_S} - V_T \ln \frac{I_{C1}}{I_S} = V_T \ln \frac{I_{C2}}{I_{C1}} \quad (2)$$

La corriente I_{C1} es igual a la corriente de entrada puesto que $V_n=V_p=0$, es decir, su valor es

$$I_{C1} = \frac{V_i}{R_3} \quad (3)$$

La corriente I_{C2} se expresa como

$$I_{C2} = \frac{V_{CC} - V_{B2}}{R_4} \quad (4)$$

En la ecuación (2) se puede observar que $V_{B2}=V_{BE2}-V_{BE1}$, de forma que $V_{CC} \gg V_{B2}$, luego la ecuación (4) se puede aproximar como

$$I_{C2} = \frac{V_{CC} - V_{B2}}{R_4} \cong \frac{V_{CC}}{R_4} \quad (5)$$

Reemplazando las ecuaciones (3) y (5) en (2) se consigue la siguiente relación

$$V_{B2} = V_T \ln \left(\frac{\frac{V_{CC}}{R_4}}{\frac{V_i}{R_3}} \right) = V_T \ln \left(\frac{V_{CC} R_3}{V_i R_4} \right)$$

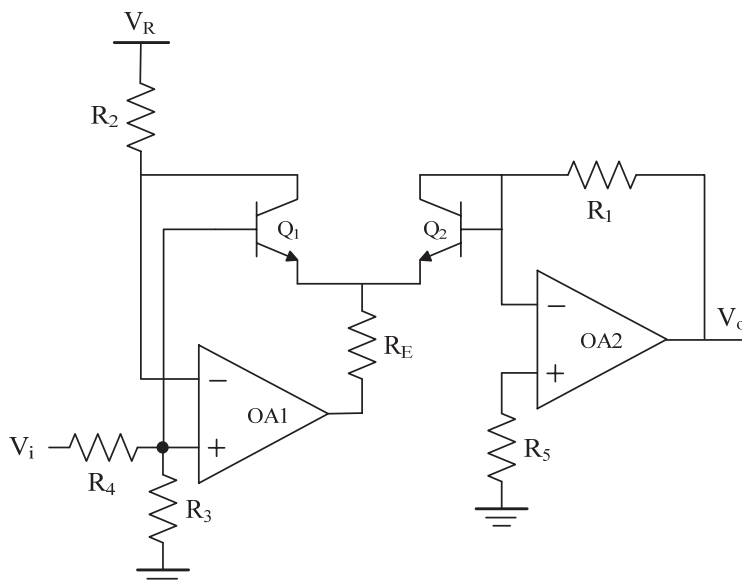
Finalmente, si se reemplaza la V_{B2} de esta expresión en la ecuación (1) se obtiene la relación logarítmica pedida entre la tensión de entrada y salida expresada como

$$V_o = 31 \cdot V_T \ln \left(\frac{V_{CC} R_3}{V_i R_4} \right) = 31 \cdot 25\text{mV} \cdot \ln \left(\frac{12\text{V} \cdot 1\text{k}\Omega}{V_i \cdot 1\text{k}\Omega} \right) = 775\text{mV} \cdot \ln \left(\frac{12\text{V}}{V_i} \right)$$

————— ◦ ○ ◦ —————

PROBLEMA 77

Obtener la expresión que relaciona la tensión de salida V_o con la tensión de entrada V_i del amplificador antilogarítmico (exponencial) cuyo esquema se muestra en la figura 77.1. Despreciar las corrientes de base y suponer transistores idénticos. Hacer las aproximaciones que se consideren oportunas.

**Fig. 77.1**

Los transistores están acoplados por su emisor, y como la entrada V_{p2} está conectada a masa, se puede establecer la siguiente ecuación

$$V_{p1} = V_{BE1} - V_{BE2}$$

Esta ecuación junto a la ecuación que relaciona V_{p1} con la tensión de entrada V_i resulta

$$V_{p1} = \frac{R_3}{R_3 + R_4} V_i \Rightarrow V_i = \left(1 + \frac{R_4}{R_3} \right) (V_{BE1} - V_{BE2})$$

Reemplazando la V_{BE} de los transistores por su modelo de Ebers-Moll tenemos

$$V_i = \left(1 + \frac{R_4}{R_3}\right) \left(V_T \ln \left(\frac{I_{C1}}{I_S} \right) - V_T \ln \left(\frac{I_{C2}}{I_S} \right) \right) = \left(1 + \frac{R_4}{R_3}\right) V_T \ln \left(\frac{I_{C1}}{I_{C2}} \right) \quad (1)$$

A continuación se obtienen las expresiones de las corrientes de colector de ambos transistores. La I_{C1} de Q_1 vale

$$I_{C1} = \frac{V_R - V_{n1}}{R_2} = \frac{V_R - V_{p1}}{R_2} = \frac{V_R - (V_{BE1} - V_{BE2})}{R_2} \cong \frac{V_R}{R_2}$$

Aproximación que se puede realizar puesto que $V_R \gg V_{BE1} - V_{BE2}$. La I_{C2} de Q_2 es

$$I_{C2} = \frac{V_o}{R_1}$$

Sustituyendo las expresiones de estas corrientes en la ecuación (1) resulta

$$V_i = \left(1 + \frac{R_4}{R_3}\right) V_T \ln \left(\frac{V_R}{V_o} \frac{R_1}{R_2} \right)$$

Despejando la V_o se obtiene la relación pedida

$$V_o = \frac{R_1}{R_2} \cdot \exp \left(- \left(1 + \frac{R_4}{R_3}\right) \frac{V_i}{V_T} \right)$$

————— ◦ ○ ◦ —————

PROBLEMA 78

El circuito de la figura 78.1 tiene dos líneas de entrada: una analógica, V_i , y otra digital, D que puede ser "0" o "1". Se pide:

- Expresar V_o en función de V_i y D .
- Representar gráficamente V_o para las señales V_i y D indicadas en la figura 78.2.

Datos: $R=33k\Omega$, $R_L=12k\Omega$

Nota: Los transistores NMOS son ideales y pueden ser sustituidos por una llave cerrada cuando se aplica un "1" lógico a su puerta y por una llave abierta en caso contrario.

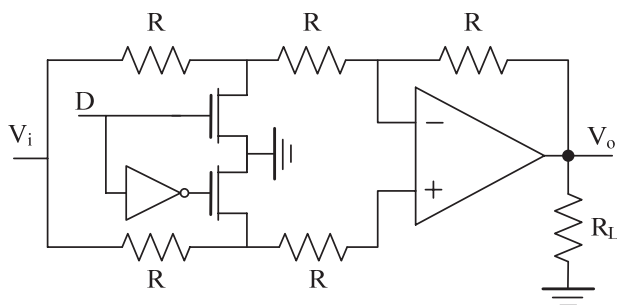


Fig. 78.1

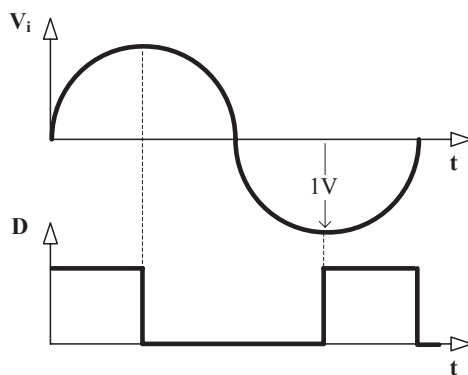


Fig. 78.2

- Ⓐ Se trata de un amplificador cuya ganancia está controlada por la señal digital D . El modelo de *switch* o llave del transistor NMOS permite reemplazarlo por una

llave abierta cuando se aplica un 0 lógico en su puerta y por una llave cerrada cuando se aplica un 1 lógico. Una representación gráfica de este modelo de llave se presenta en la figura 78.3.

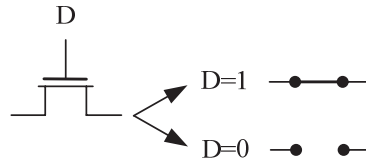


Fig. 78.3. Modelo switch o llave del transistor NMOS.

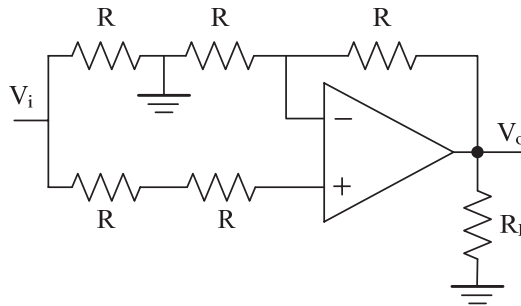


Fig. 78.4. Circuito equivalente para $D=1$.

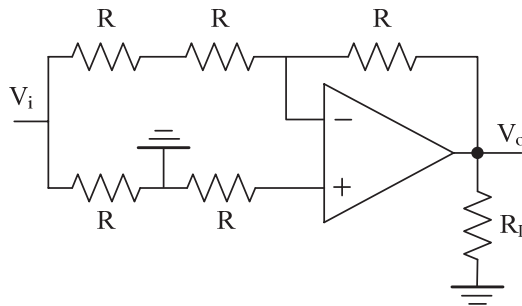


Fig. 78.5. Circuito equivalente para $D=0$.

Utilizando el modelo de llave, en la figura 78.4 se muestra el circuito equivalente cuando $D=1$. En este caso, el OA opera en la configuración no-inversora con una ganancia

$$A_{V1} = 1 + \frac{R}{R} = 2$$

En la figura 78.4 se muestra el circuito equivalente cuando $D=0$. Aquí, el OA está operando en configuración inversora con una ganancia

$$A_{V2} = -\frac{R}{R+R} = -\frac{1}{2}$$

— ○ —

⑥ El circuito de la figura 78.1 varía su ganancia con el estado de D a un valor de 2, para $D=1$, y de $-1/2$, para $D=0$. La representación gráfica de la salida para las condiciones de entrada especificadas se encuentra en la figura 78.6. Se puede observar una discontinuidad en V_o debido al cambio de ganancia del amplificador cuando la señal D varía de estado lógico.

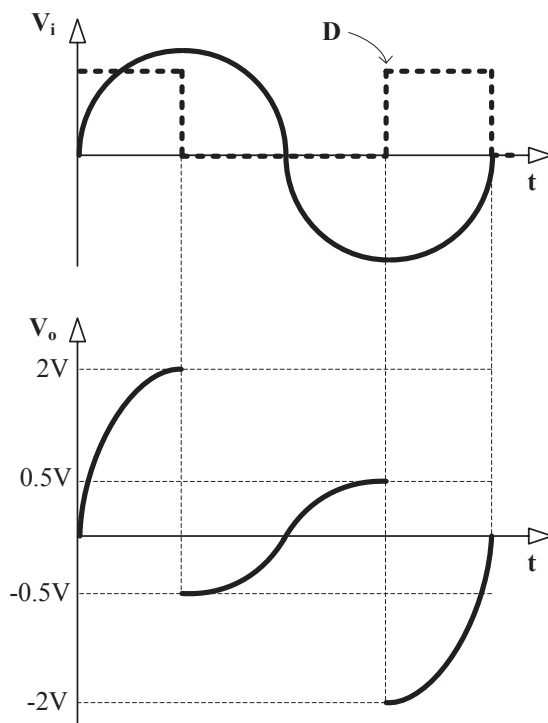


Fig. 78.6. Respuesta del circuito para la entrada especificada.

— ○ —

PROBLEMA 79

Obtener la característica de transferencia en tensión (VTC) del circuito de la figura 79.1.

Datos: $R=3k3\Omega$, $V_d=0.7V$.

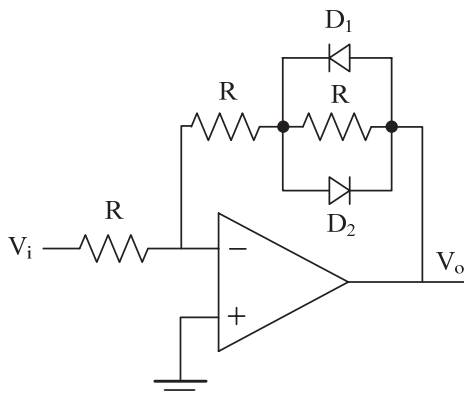


Fig. 79.1

Este circuito es un amplificador lineal a tramos cuya ganancia varía con el estado de los diodos. Se pueden dar tres casos: ambos diodos están cortados, conduce D_1 y conduce D_2 . Al estar los diodos en paralelo y contrapuestos, nunca se puede dar el caso de que ambos diodos conduzcan simultáneamente.

• **D_1 y D_2 OFF.** A efectos prácticos es como si los diodos no existiesen. El circuito se comporta como un amplificador inversor cuya ganancia es

$$A_{V1} = \frac{V_o}{V_i} = -\frac{R+R}{R} = -2 \quad (1)$$

• **D_1 ON (D_2 OFF).** Este diodo puede ser reemplazado por una fuente de tensión de valor V_d . En la figura 79.2 se muestra el circuito equivalente. En este caso

$$\left. \begin{aligned} \frac{V_i - V_n}{R} &= \frac{V_n + V_d - V_o}{R} \\ V_n &= V_p = 0 \end{aligned} \right\} \Rightarrow V_o = -V_i + V_d \quad (2)$$

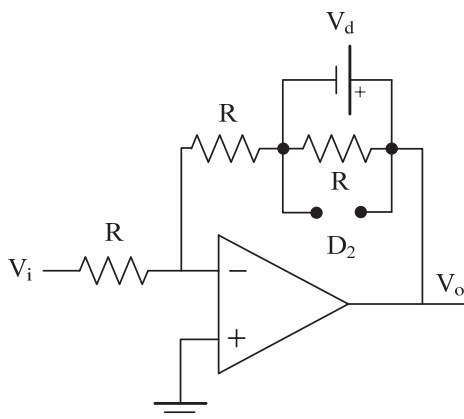


Fig. 79.2. Circuito equivalente para D_1 ON (D_2 OFF).

El calculo de la tensión de entrada necesaria para producir la transición D_1 : OFF \rightarrow ON se determina encontrando la intersección de las rectas indicadas por las ecuaciones (1) y (2), es decir, resolviendo el siguiente sistema de ecuaciones

$$\left. \begin{array}{l} V_o = -2V_i \\ V_o = -V_i + V_d \end{array} \right\} \Rightarrow \begin{cases} V_i = -V_d = -0.7V \\ V_o = 1.4V \end{cases} \quad (3)$$

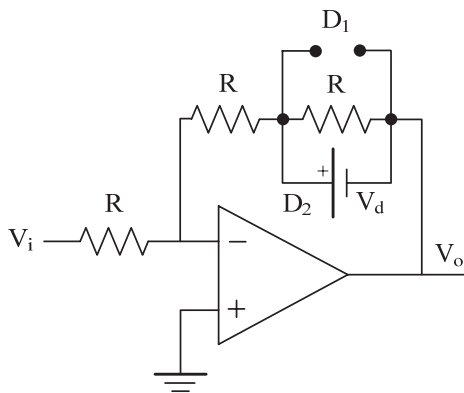


Fig. 79.3. Circuito equivalente para D_2 ON (D_1 OFF).

• **D_2 ON (D_1 OFF).** En la figura 79.3 se muestra el circuito equivalente para el caso de que D_2 conduzca. En este circuito se tiene que

$$\left. \begin{array}{l} \frac{V_i - V_n}{R} = \frac{V_n - V_d - V_o}{R} \\ V_n = V_p = 0 \end{array} \right\} \Rightarrow V_o = -V_i - V_d \quad (4)$$

El calculo de la tensión de entrada necesaria para producir la transición D_2 : OFF \rightarrow ON se obtiene encontrando la intersección de las rectas indicadas por las ecuaciones (1) y (4), es decir, resolviendo el sistema de ecuaciones

$$\left. \begin{array}{l} V_o = -2V_i \\ V_o = -V_i - V_d \end{array} \right\} \Rightarrow \begin{cases} V_i = V_d = 0.7V \\ V_o = -1.4V \end{cases} \quad (5)$$

En la VTC de este circuito mostrada en la figura 79.4 se han representado los tramos lineales indicados por las ecuaciones (1), (2) y (4), y los puntos de intersección de esos tramos especificados en (3) y (5). La ganancia del amplificador para el caso de los diodos cortados es de -2 , pero pasa a valer -1 cuando de los diodos conducen.

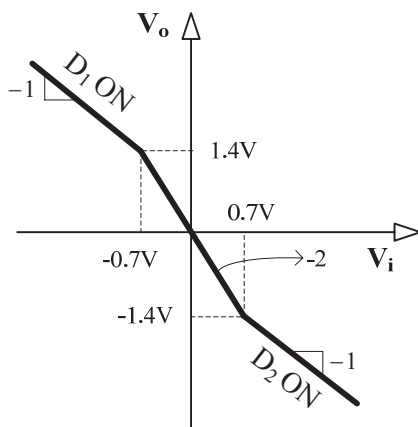


Fig. 79.4. VTC del circuito.

— ○ ○ —

PROBLEMA 80

Representar gráficamente la VTC del circuito de la figura 80.1. Indicar claramente los puntos críticos y pendientes de las rectas.

Datos: $R_1=4k\Omega$, $R_2=1k\Omega$, $R_3=20k\Omega$, $R_4=40k\Omega$, $R_5=30k\Omega$, $R_6=8k\Omega$, $R_7=10k\Omega$, $V_{CC}=10V$, $V_{DD}=+3V$, $V_d=0.6V$.

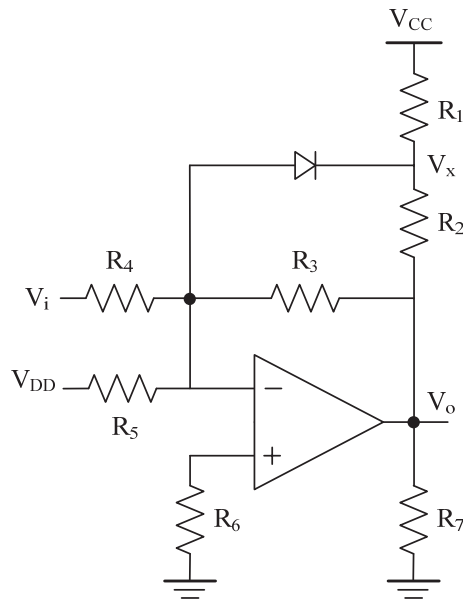


Fig. 80.1

Si el diodo está cortado (D OFF), el circuito se comporta como un amplificador sumador de forma que

$$V_o = -\frac{R_3}{R_4} V_i - \frac{R_3}{R_5} V_{DD} = -0.5V_i - 2 \quad (1)$$

En este caso, la pendiente de la recta vale -0.5 . La tensión en el nudo V_x se determina aplicando superposición como

$$V_x = \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_o + \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{CC} = 0.8V_o + 2 \quad (2)$$

El diodo va a entrar en conducción (D ON) cuando $V_x = -0.6V$ puesto que la tensión del ánodo del diodo vale $V_n = V_p = 0$. Despejando V_o de la ecuación (2) y operando resulta

$$V_o = 1.25V_x - 2.5 = 1.25 \cdot (-0.6V) - 2.5 = -3.25V$$

Es decir, la conducción del diodo se va a producir para una tensión de salida $V_o = -3.25V$. La ecuación (1) permite calcular la tensión de entrada correspondiente

$$V_i = \frac{V_o + 2}{-0.5} = \frac{-3.25 + 2}{-0.5} = 2.5V$$

Una vez que el diodo entra en conducción, la resistencia de realimentación del OA pasa de ser R_3 a $R_3 \parallel R_2$. Estas condiciones, la ganancia del amplificador vale:

$$A_V = -\frac{R_2 \parallel R_3}{R_4} = -0.024$$

En la figura 80.2 se representa la VTC del circuito en ambos estados del diodo, conducción o corte, donde se indican las pendientes de las rectas y puntos de intersección.

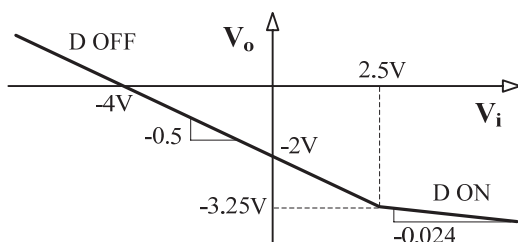


Fig. 80.2. VTC del circuito.

— ○ ○ —

PROBLEMA 81

Representar gráficamente la VTC del circuito mostrado en la figura 81.1 indicando claramente los puntos críticos y pendientes.

Datos: $R_1=12k\Omega$, $R_2=R_4=4k\Omega$, $R_3=8k\Omega$, $R_5=32k\Omega$, $V_d=0.6V$.

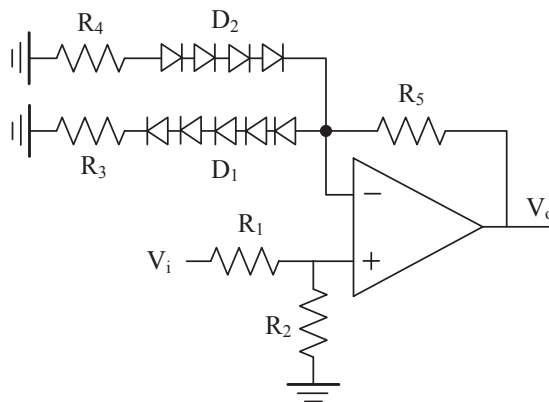


Fig. 81.1

Se trata de un amplificador lineal a tramos cuya ganancia varía con el estado de los grupos de diodos D_1 y D_2 . En este circuito, la tensión en la entrada del OA vale

$$V_p = \frac{R_2}{R_2 + R_1} V_i = \frac{4k\Omega}{4k\Omega + 12k\Omega} V_i = \frac{V_i}{4}$$

Se pueden dar tres casos:

• **Caso 1.** D_1 y D_2 , ambos en OFF. El circuito se comporta como un amplificador seguidor (véase sección 8.3 del libro de *Electrónica Básica para Ingenieros*). En este caso, la ganancia del amplificador es

$$V_o = V_p = \frac{V_i}{4} \Rightarrow A_{V1} = \frac{1}{4}$$

• **Caso 2.** $V_o \gg 0$, D_1 ON y D_2 OFF. La expresión de la ganancia vale

$$V_o = \left(1 + \frac{R_5}{R_3}\right) \frac{V_i}{4} \Rightarrow A_{V2} = \frac{5}{4}$$

Aquí, el paso de D_1 : OFF \rightarrow ON se produce cuando

$$V_p = 5V_d = 3V \Rightarrow V_i = 4V_p = 4 \cdot 3V = 12V$$

Esta $V_i = 12V$ corresponde a la siguiente tensión de salida

$$V_o = \frac{V_i}{A_{V1}} = \frac{12V}{4} = 3V$$

• **Caso 3.** $V_o \ll 0$, D_2 ON y D_1 OFF. La expresión de la ganancia vale

$$V_o = \left(1 + \frac{R_5}{R_4}\right) \frac{V_i}{4} \Rightarrow A_{V3} = \frac{9}{4}$$

El paso de D_2 : OFF \rightarrow ON sucede cuando

$$V_p = -4V_d = -2.4V \Rightarrow V_i = 4V_p = 4 \cdot (-2.4V) = -9.6V$$

Esta $V_i = -9.6V$ corresponde a la siguiente tensión de salida

$$V_o = \frac{V_i}{A_{V1}} = \frac{-9.6V}{4} = -2.4V$$

En la gráfica de la figura 81.2 se representa cada uno de los casos antes mencionados. Se observa las diferentes ganancias expresadas en términos de pendientes y los puntos de cambios de estado de los diodos.

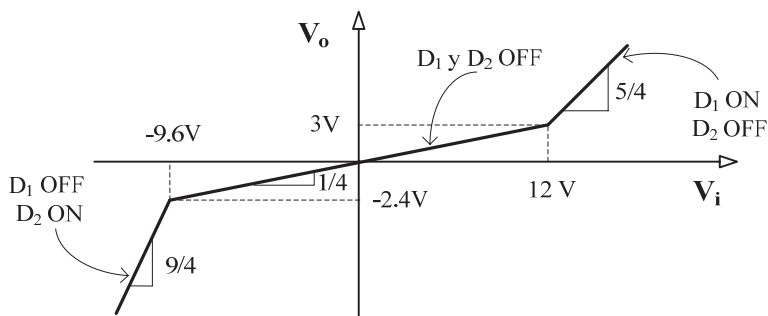


Fig. 81.2. Representación gráfica de la VTC.

— ○ ○ —

PROBLEMA 82

Representar gráficamente la VTC del circuito mostrado en la figura 82.1 indicando claramente la pendiente de cada uno de sus tramos, puntos críticos y estados de los diodos.

Datos: $R_1 = 2k\Omega$, $V_d = 0.6V$.

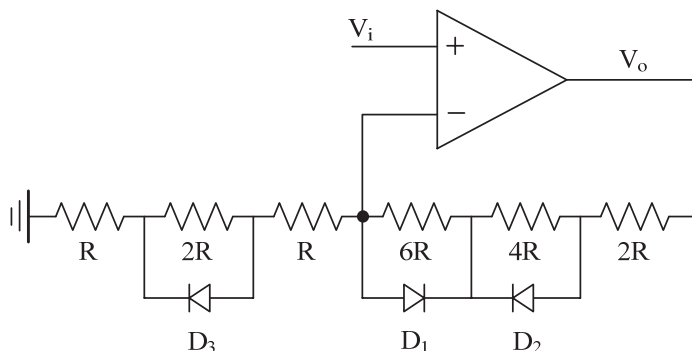


Fig. 82.1

Se trata de un circuito lineal en donde el OA actúa en configuración no inversora con una VTC lineal a tramos por la presencia de los diodos. Por la orientación de los diodos, en el caso de que D_1 ON, los diodos D_2 y D_3 están OFF. Por el contrario, en el caso de que D_2 o D_3 ON, D_1 estará OFF. Además, D_2 entrará en conducción antes que D_3 debido a que su resistencia asociada ($4R$) es mayor que la asociada a D_3 que es $2R$. Esto significa que si la corriente que circula por ambas resistencias es la misma, entonces será mayor la caída de tensión en la resistencia $4R$ que en la $2R$, luego D_2 entrará antes en conducción. A continuación se estudiarán las diferentes situaciones en función de los posibles estados de los diodos.

1. **Todos los diodos en OFF.** Configuración no inversora del OA con una ganancia que vale

$$A_{V1} = 1 + \frac{6R + 4R + 2R}{R + 2R + R} = 4$$

2. **Caso $V_o > 0$.** En este caso solamente pueden conducir los diodos D_2 y D_3 . Conduce antes el diodo D_2 porque al aumentar la V_o , la resistencia $4R$ asociada a D_2 alcanzará antes la tensión de $0.6V$ de conducción de este diodo que la resistencia $2R$ de D_3 . Por ello, pueden darse

a su vez sus dos casos: a) solo D_2 está ON, y b) D_2 y D_3 ambos están ON.

2.a) **D_2 en ON.** D_2 entrará en conducción cuando la caída de tensión en la resistencia de $4R$ sea de 0.6 V . Es decir,

$$V_o \frac{4R}{R + 2R + R + 4R + 6R + 2R} = \frac{1}{4} V_o = V_d = 0.6\text{ V}$$

En este caso, el cambio de la recta se origina en el punto

$$V_o = 4V_d = 4 \cdot 0.6\text{ V} = 2.4\text{ V}$$

$$V_i = \frac{V_o}{A_{V1}} = \frac{2.4\text{ V}}{4} = 0.6\text{ V}$$

La ganancia en este tramo se determina anulando la resistencia $4R$ asociada al diodo D_2 puesto que está en conducción, resultando

$$A_{V2} = 1 + \frac{6R + 2R}{R + 2R + R} = 3$$

y la tensión de salida es

$$V_o = V_d + 3V_i$$

2.b) **D_2 y D_3 en ON.** Una vez que D_2 está en conducción lo hará D_3 cuando la caída de tensión en su resistencia asociada de $2R$ sea de 0.6 V , es decir, se verifica

$$\frac{(V_o - V_d)}{R + 2R + R + 6R + 2R} 2R = \frac{V_o - V_d}{6} = V_d = 0.6\text{ V}$$

El cambio de la recta se produce cuando

$$V_o = 6 \cdot 0.6\text{ V} + 0.6\text{ V} = 4.2\text{ V}$$

$$V_i = \frac{V_o - V_d}{3} = 1.2\text{ V}$$

y la ganancia en este tramo es

$$A_{V3} = 1 + \frac{8R}{2R} = 5$$

3. $V_o < 0$. En este caso solamente puede conducir D_1 cuando se cumpla la siguiente condición

$$V_o \frac{6R}{R + 2R + R + 4R + 6R + 2R} = \frac{3}{8} V_o = -V_d = -0.6 \text{ V}$$

El diodo D_1 entrará en conducción cuando

$$V_o = \frac{8}{3}(-0.6\text{V}) = -1.6\text{V}$$

$$V_i = \frac{V_o}{A_{V1}} = -0.4\text{V}$$

La ganancia en este nuevo tramo es

$$A_{V4} = 1 + \frac{4R + 2R}{R + 2R + R} = 2.5$$

El resultado de los casos 1, 2 y 3 analizados se presentan en la figura 82.2.

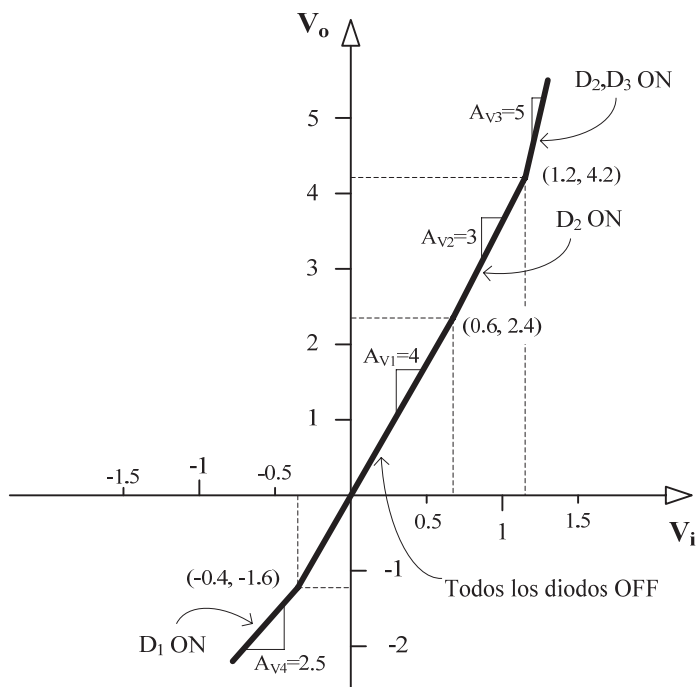


Fig. 82.2. VTC del circuito.

— ○ ○ —

PROBLEMA 83

Obtener la característica de transferencia en tensión (VTC) del circuito de la figura 83.1.

Datos: $R_1=R_2=10k\Omega$, $R_3=30k\Omega$, $V_Z=4.3V$, $V_d=0.7V$.

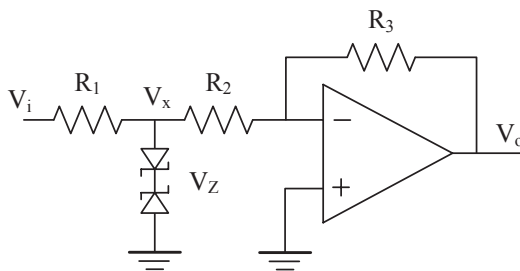


Fig. 83.1

Se trata de un amplificador inversor con un circuito limitador de tensión a través de los diodos Zener en oposición. Esta asociación de diodos limita la tensión V_x a los siguientes límites

$$-V_Z - V_d = -4.3V - 0.7V = -5V \leq V_x \leq V_Z + V_d = 4.3V + 0.7V = 5V$$

El paso de corte a conducción de los diodos, y viceversa, sucede cuando la tensión de entrada produce una caída de tensión de $+5V$ o $-5V$ en el nudo V_x , de forma que

$$V_x = -\frac{R_2}{R_1 + R_2} V_i \Rightarrow V_i = \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) V_x = \left(1 + \frac{10k\Omega}{10k\Omega}\right) V_x = 2V_x = \begin{cases} +10V, & \text{para } V_x = +5V \\ -10V, & \text{para } V_x = -5V \end{cases}$$

En el caso de que la tensión de entrada V_i sea suficientemente baja para tener los diodos cortados, el circuito se comporta como un amplificador inversor cuya ganancia vale

$$A_V = \frac{V_o}{V_i} = -\frac{R_3}{R_1 + R_2} = -\frac{30k\Omega}{10k\Omega + 10k\Omega} = -\frac{3}{2}$$

En caso de conducir los diodos, éstos fijan V_x a $+5V$ o $-5V$ en función de la polaridad de V_i . Luego,

$$V_o = -\frac{R_3}{R_2} V_x = -\frac{30\text{k}\Omega}{10\text{k}\Omega} V_x = -3 \cdot V_x = \begin{cases} +15\text{V}, & \text{para } V_i < -10\text{V y } V_x = -5\text{V} \\ -15\text{V}, & \text{para } V_i > +10\text{V y } V_x = +5\text{V} \end{cases}$$

La VTC de este circuito se muestra en la figura 83.2 donde se indican sus diferentes puntos críticos.

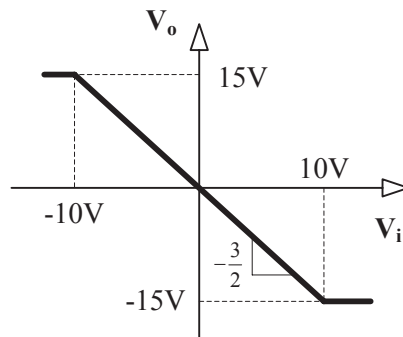


Fig. 83.2. VTC del circuito.

— ○ ○ —

Un comparador es un circuito de salida binaria resultado de comparar dos niveles de tensión de entrada. La forma más simple de realizar un comparador es utilizar un OA. Sin embargo, hay circuitos integrados diseñados especialmente para ser utilizados como comparadores al tener una respuesta muy rápida y sus salidas son más flexibles que las de los amplificadores operacionales para ser compatibles con los niveles lógicos de los circuitos digitales. Un amplificador operacional utiliza una etapa de salida en push-pull, mientras que un comparador suele utilizar una salida en colector abierto.

En los problemas de este capítulo se analizan circuitos comparadores basados en OAs así como circuitos que utilizan comparadores monolíticos, tales como el LM339 y el LM311.

LISTADO DE PROBLEMAS

- Problema 84, pág. 238: *Comparador con OA y limitador de tensión basado en diodos Zener en oposición.*
- Problema 85, pág. 240: *Comparador de nivel basado en un OA.*
- Problema 86, pág. 242: *Comparador de ventana basado en el LM311.*
- Problema 87, pág. 244: *Disparador de Schmitt basado en el LM339.*



PROBLEMA 84

Obtener la característica de transferencia en tensión (VTC) del circuito de la figura 84.1.

Datos: $R_1=R_2=10k\Omega$, $V_{Z1}=4.3V$, $V_{Z2}=9.3V$, $V_d=0.7V$.

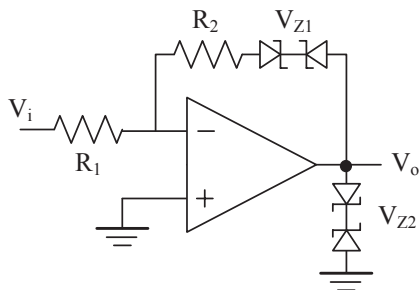


Fig. 84.1

En este circuito, los diodos Zener V_{Z2} limitan la tensión de salida V_o al siguiente rango de valores mínimo y máximo

$$V_o(\text{mín}) = -V_{Z2} - V_d = -9.3 - 0.7V = -10V \leq V_o \leq V_o(\text{máx}) = V_{Z2} + V_d = 10V$$

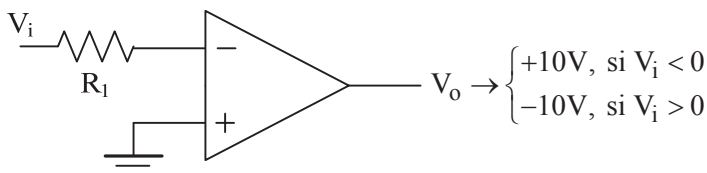


Fig. 84.2. Circuito equivalente cuando los diodos V_{Z1} están OFF.

Por otra parte, este circuito opera en dos modos; comparador y amplificador, de forma que su VTC presenta una discontinuidad debido al comportamiento de los diodos Zener V_{Z1} . En primer lugar, consideremos que los diodos Zener V_{Z1} están cortados tal como se muestra en la figura 84.2. En este caso, al no existir realimentación negativa se comporta como un comparador. La tensión de salida irá hacia $V_o(\text{máx})$ y $V_o(\text{mín})$, es decir, se moverá con polaridad opuesta a la tensión de entrada V_i por estar conectada a la entrada inversora del OA. En este proceso, cuando V_o alcance la tensión

$$V_o^+ = V_{Z1} + V_d = 4.3V + 0.7V = +5V$$

$$V_o^- = -V_{Z1} - V_d = -4.3V - 0.7V = -5V$$

los diodos Zener V_{Z1} entrarán en conducción reestableciéndose la realimentación negativa. En la figura 84.3 se presenta el circuito equivalente en alterna donde los diodos Zener V_{Z1} son reemplazados por un cortocircuito ya que su componente en continua no afecta a la ganancia del amplificador. Como resultado, este circuito se comporta como un amplificador inversor de ganancia

$$A_V = -\frac{R_2}{R_1} = \frac{10k\Omega}{10k\Omega} = -1$$

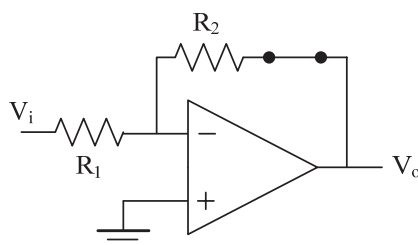


Fig. 84.3. Circuito equivalente en alterna cuando los diodos V_{Z1} están ON.

La VTC de este circuito queda reflejada en la figura 84.4. La discontinuidad que existe alrededor de $V_i=0$ origina un salto en la VTC hasta $+5V$ o $-5V$ dependiendo de la polaridad de V_i . En estas condiciones, la ganancia vale -1 y la tensión máxima de salida está fijada por los diodos V_{Z2} .

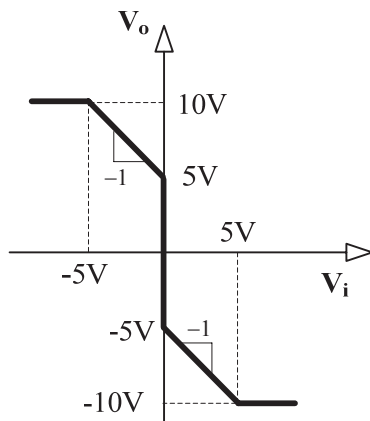


Fig. 84.4. VTC del circuito.

PROBLEMA 85

Representar gráficamente la VTC del circuito de la figura 85.1. Si se aplica a la entrada una onda sinusoidal de 30V de amplitud, representar la respuesta del circuito.

Datos: $R_1=20k\Omega$, $R_2=5k\Omega$, $V_{BB}=5V$, $V_{CC}=15V$.

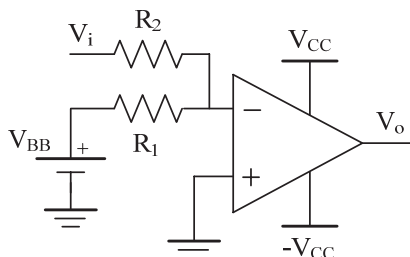


Fig. 85.1

En este circuito, el OA está operando como comparador al carecer de realimentación negativa. Aplicando superposición, el valor de V_n es

$$V_n = \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{BB} + \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_i = \frac{20k\Omega}{20k\Omega + 5k\Omega} 5V + \frac{5k\Omega}{20k\Omega + 5k\Omega} V_i = 4V + 0.2V_i$$

Al ser un comparador, la tensión de salida está fijada por las tensiones de alimentación del OA

$$V_n < V_p \Rightarrow V_o^+ = V_{OH} = V_{CC} = 15V$$

$$V_n > V_p \Rightarrow V_o^- = V_{OL} = -V_{CC} = -15V$$

El cambio del comparador se produce cuando $V_n = V_p = 0$ que corresponde con la siguiente tensión de entrada

$$0 = 4V + 0.2V_i \Rightarrow V_i = -\frac{4V}{0.2} = -20V$$

La VTC del circuito se muestra en la figura 85.2. Se trata de un comparador inversor cuya tensión de entrada de comparación es de $-20V$.

En la figura 85.3 se presenta la respuesta del circuito a una entrada sinusoidal de 30V de amplitud. La salida es una onda cuadrada cuyo estado cambia cuando la entrada alcanza los -20V . Al ser un comparador inversor, la salida invierte la polaridad de la tensión de entrada.

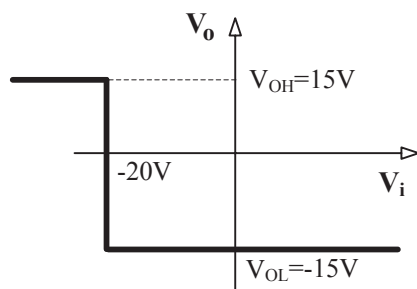


Fig. 85.2. VTC del comparador.

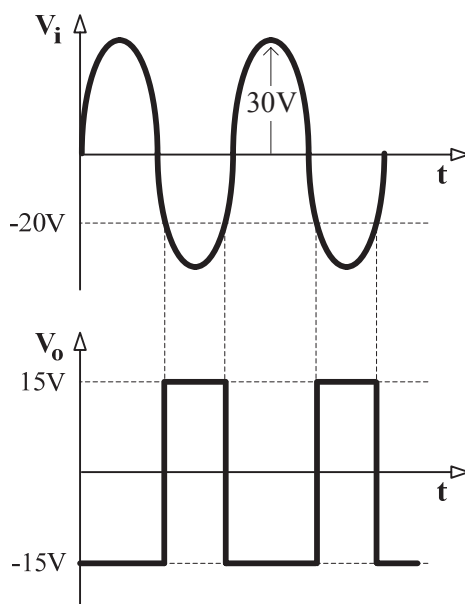


Fig. 85.3. Respuesta del circuito a una entrada sinusoidal.

— ○ ○ ○ —

PROBLEMA 86

Diseñar un circuito basado en comparadores de tensión LM311 que responda a la VTC indicada en la gráfica de la figura 86.1.

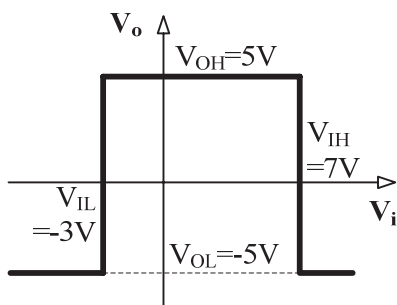


Fig. 86.1

Véase sección 9.3.2 del libro *Electrónica Básica de Ingenieros*.

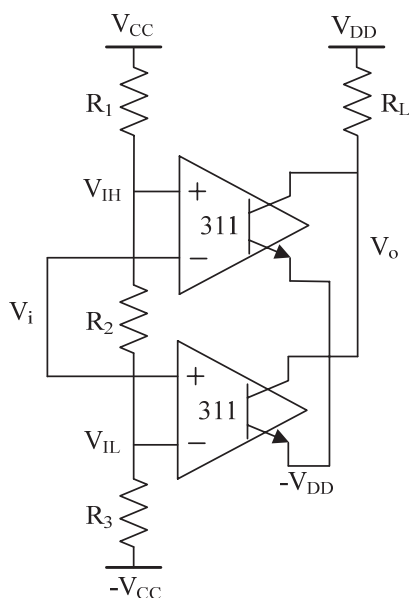


Fig. 86.2. Comparador de ventana basado en el LM311.

La VTC de la figura 86.1 corresponde al comportamiento de un comparador de ventana. Una implementación de este circuito basada en el comparador LM311 se presenta en la figura 86.2. Para ello, se utilizan dos fuentes de tensión simétricas, $\pm V_{CC}$ para fijar las tensiones de comparación de entrada, V_{IH} y V_{IL} , y V_{DD} para fijar las tensiones de salida, V_{OH} y V_{OL} , utilizando el transistor de salida en colector abierto de ambos comparadores. A continuación se va a asignar los valores adecuados a cada uno de los componentes y fuentes de alimentación del circuito de la figura 86.2.

Para obtener $V_{OH}=5V$ y $V_{OL}=-5V$ sencillamente hay que asignar $V_{DD}=5V$. Para conseguir $V_{IH}=7V$ y $V_{IL}=-3V$, hay que asignar valores a V_{CC} , R_1 , R_2 y R_3 . Fácilmente se comprueba que el divisor de tensión formado por estas resistencias verifica que

$$V_{IH} = \frac{R_2 + R_3}{R_1 + R_2 + R_3} 2V_{CC} - V_{CC}$$

$$V_{IL} = \frac{R_3}{R_1 + R_2 + R_3} 2V_{CC} - V_{CC}$$

Asignando valores a $V_{CC}=10V$ e imponiendo la condición $R_1+R_2+R_3=10K\Omega$, las anteriores ecuaciones resultan

$$7V = \frac{R_2 + R_3}{10k\Omega} 2 \cdot 10V - 10V$$

$$-3V = \frac{R_3}{10k\Omega} 2 \cdot 10V - 10V$$

A partir de estas dos ecuaciones y despejando el valor de las resistencias, fácilmente se comprueba que $R_1=1.5K\Omega$, $R_2=5K\Omega$ y $R_3=3.5K\Omega$. Un valor típico de R_L es de $1k\Omega$.



PROBLEMA 87

Obtener las expresiones de los puntos críticos de la VTC del circuito de la figura 87.1 basado en el comparador LM339. Representar gráficamente su VTC indicando los valores numéricos de los anteriores puntos críticos. Hacer la aproximación $R_4 \gg R_5$.

Datos: $V_{CC}=5V$, $R_1=R_2=2k\Omega$, $R_3=10k\Omega$, $R_4=100k\Omega$, $R_5=1k5\Omega$.

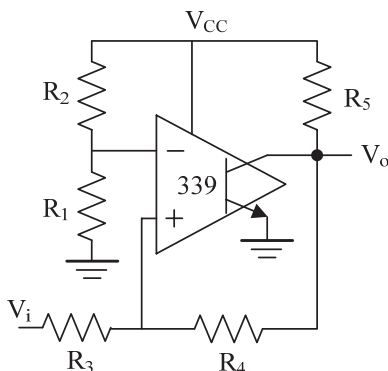


Fig. 87.1

En este circuito, el comparador LM399 con realimentación positiva se comporta como un disparador Schmitt. La tensión de comparación se fija en la entrada $-$, V_n , al valor

$$V_n = \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{CC} = \frac{2k\Omega}{2k\Omega + 2k\Omega} 5V = 2.5V \quad (1)$$

A continuación se definen los puntos críticos de la VTC del disparador de Schmitt en función de la tensión de entrada V_i y salida V_o .

A) $V_o = V_{OL} = V_{CE(sat)} \approx 0V$. Al transistor de salida del LM339 está saturado resultando el circuito equivalente de la figura 87.2. En este caso, la tensión en la entrada $+$, V_p , vale

$$V_p = \frac{R_4}{R_4 + R_3} V_i \quad (2)$$

La transición $V_{OL} \rightarrow V_{OH}$ se producirá cuando $V_p = V_n$, de forma que igualando las ecuaciones (1) y (2) se obtiene

$$2.5V = \frac{R_4}{R_4 + R_3} V_i$$

Despejando V_i se define a la tensión *threshold* de entrada alta (V_{TH}) como

$$V_i = V_{TH} = \frac{R_4 + R_3}{R_4} 2.5V = \frac{100k\Omega + 10k\Omega}{100k\Omega} 2.5V = 2.75V$$

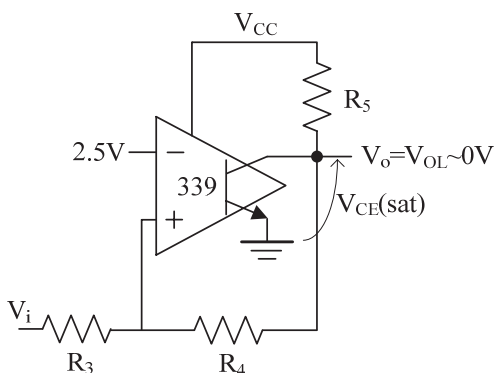


Fig. 87.2. Circuito equivalente para $V_o = V_{OL}$.

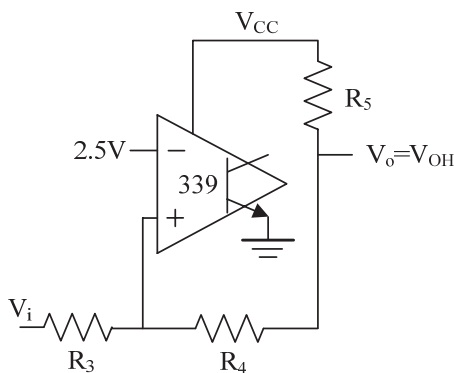


Fig. 87.3. Circuito equivalente para $V_o = V_{OH}$.

B) $V_o = V_{OH}$. Al transistor de salida del LM339 está cortado resultando el circuito equivalente de la figura 87.3. La tensión V_p , aplicando el principio de superposición, vale

$$V_p = \frac{R_5 + R_4}{R_5 + R_4 + R_3} V_i + \frac{R_3}{R_5 + R_4 + R_3} V_{CC}$$

Si se hace la aproximación $R_4 \gg R_5$, esta ecuación se transforma en

$$V_p \cong \frac{R_4}{R_4 + R_3} V_i + \frac{R_3}{R_4 + R_3} V_{CC} \quad (3)$$

La transición $V_{OH} \rightarrow V_{OL}$ se producirá cuando $V_p = V_n$. Igualando las ecuaciones (1) y (3) resulta

$$\frac{R_4}{R_4 + R_3} V_i + \frac{R_3}{R_4 + R_3} V_{CC} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{CC}$$

Despejando V_i se define la tensión *threshold* de entrada baja (V_{TL}) como

$$\begin{aligned} V_i = V_{TL} &= \frac{1}{R_4} \left[\frac{(R_4 + R_3)R_1}{R_2 + R_1} - R_3 \right] V_{CC} = \\ &= \frac{1}{100k\Omega} \left[\frac{(100k\Omega + 10k\Omega)2k\Omega}{2k\Omega + 2k\Omega} - 10k\Omega \right] V_{CC} = 2.25V \end{aligned}$$

La V_{OH} viene definida aplicando superposición como

$$V_{OH} = \frac{R_5}{R_5 + R_4 + R_3} V_i + \frac{R_4 + R_3}{R_5 + R_4 + R_3} V_{CC} \cong \frac{R_5}{R_4 + R_3} V_i + V_{CC}$$

puesto que $R_5 \ll R_4$. El primer término es despreciable frente al segundo resultando que $V_{OH} \approx V_{CC} = 5V$.

La VTC de este disparador Schmitt se muestra en la figura 87.4.

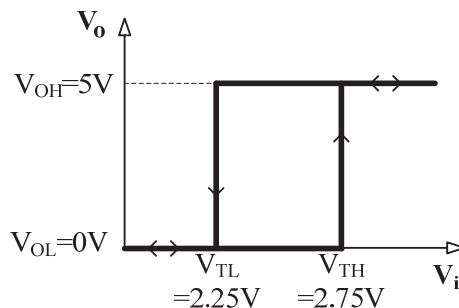


Fig. 87.4. VTC del circuito.

— ○ ○ ○ —

Un requerimiento importante para muchos circuitos electrónicos es la generación de algún tipo de forma de onda. Para circuitos analógicos ésta puede ser una onda sinusoidal, mientras que para circuitos digitales puede ser una onda cuadrada o rectangular.

La generación de una onda cuadrada o rectangular se basa, a menudo, en la carga y descarga de un condensador. Esta forma de generación crea una onda exponencial o triangular que se puede aplicar a un comparador para generar una onda cuadrada. A los generadores basados en la carga y descarga de un condensador se les conoce como osciladores no-lineales u osciladores de relajación.

Otra alternativa es la utilización de realimentación positiva y de una red selectiva en frecuencia. Este circuito se diseña de forma que los dispositivos activos funcionen en su región lineal por medio del control de la realimentación positiva. A los generadores de señal basados en la realimentación positiva se les conoce como osciladores lineales, aún cuando se utilicen efectos no lineales para limitar la acción de la realimentación positiva.

Los problemas de este capítulo analizan los osciladores lineales de baja frecuencia que utilizan redes de realimentación de tipo RC con amplificadores discretos o con amplificadores operacionales, mientras que los osciladores de relajación analizados se basan en amplificadores operacionales o en el circuito integrado 555, que es muy utilizado para este fin.

LISTADO DE PROBLEMAS

- Problema 88, pág. 249: *Oscilador en puente de Wien basado en un OA.*
- Problema 89, pág. 253: *Oscilador por desplazamiento de fase basado en un JFET.*
- Problema 90, pág. 255: *Multivibrador astable basado en un OA con frecuencia de oscilación dependiente de la temperatura.*
- Problema 91, pág. 259: *Multivibrador astable con disparador de Schmitt basado en un OA.*
- Problema 92, pág. 262: *Generador de onda cuadrada y triangular basado en dos OAs.*

- Problema 93, pág. 266: *Monoestable basado en una fuente Widlar y en el temporizador 555.*
- Problema 94, pág. 269: *Generador de onda cuadrada simétrica basado en el temporizador 555 y un biestable D disparado por flanco.*

———— ◦ ○ ◦ ————

PROBLEMA 88

El circuito de la figura 88.1 corresponde al esquema de un oscilador de puente de Wien. Se pide:

- Representar gráficamente la V_o frente a V_a .
- Frecuencia de oscilación.
- Amplitud máxima de salida.

Datos: $V_{CC}=15V$, $R_1=R=10k\Omega$, $R_2=3k\Omega$, $R_3=1k\Omega$, $R_4=20k\Omega$, $C=10nF$, $V_d=0.7V$.

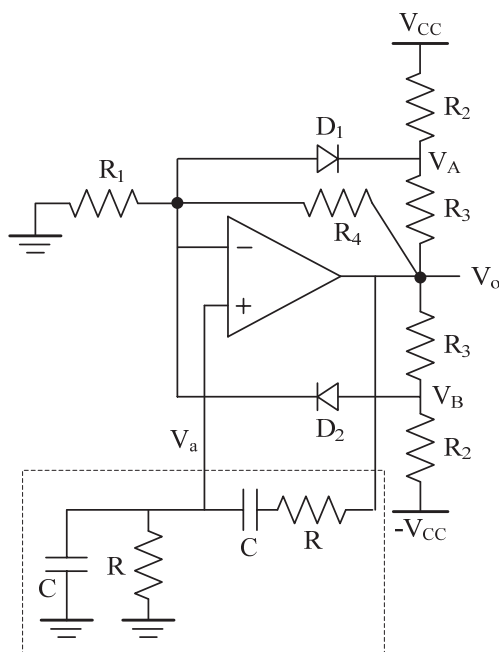


Fig. 88.1

Véase secciones 10.2 y 10.3.1 del libro *Electrónica Básica de Ingenieros*.

① La estructura básica de un oscilador sinusoidal consiste en un amplificador, generalmente un amplificador lineal a tramos para obtener señales sinusoidales de cierta calidad, y una red de realimentación selectiva que fija la frecuencia de oscilación. En el amplificador de la figura 88.1, la presencia de los diodos permite un

control no-lineal de la amplitud. Pueden darse tres circunstancias que fijan la relación entrada (V_a) y salida (V_o) del amplificador:

- 1) **D₁ y D₂ OFF.** Al estar ambos diodos cortados, el OA está operando como un amplificador no-inversor con realimentación negativa a través de la resistencia R_4 , de forma que la ganancia es

$$A_{V1} = \frac{V_o}{V_a} = 1 + \frac{R_4}{R_1} = 1 + \frac{20k\Omega}{10k\Omega} = 3.03 \quad (1)$$

- 2) **D₁ ON (D₂ OFF).** Al entrar el diodo D_1 en conducción, la resistencia R_3 también interviene en la realimentación negativa del amplificador modificando la ganancia del amplificador a

$$A_{V2} = \frac{v_o}{v_a} = 1 + \frac{R_4 \parallel R_3}{R_1} = 1 + \frac{20k\Omega \parallel 1k\Omega}{10k\Omega} \cong 1$$

Un punto importante es conocer la tensión de entrada o salida que produce la transición de D_1 : OFF→ON. Esta condición sucede cuando la diferencia de tensión entre V_a y V_A vale exactamente la caída de tensión V_d en el diodo D_1 , momento en el cual el diodo va a entrar en condición. Es decir, la condición de conducción del diodo es

$$V_a - V_A = V_d \quad (2)$$

En estas condiciones la tensión V_A del circuito, aplicando el principio de superposición vale

$$V_A = V_{CC} \frac{R_3}{R_3 + R_2} + V_o \frac{R_2}{R_3 + R_2} \quad (3)$$

Reemplazando (2) en (3) resulta

$$V_a = V_d + V_{CC} \frac{R_3}{R_3 + R_2} + V_o \frac{R_2}{R_3 + R_2} \quad (4)$$

Por otra parte, en la transición de D_1 : OFF→ON el amplificador tiene una ganancia especificada en la ecuación (1). Luego, reemplazando V_a de la ecuación (4) en la (1) y operando se obtiene la tensión de salida para la que se produce esa transición cuyo valor es

$$V_o = \frac{V_d + V_{CC} \frac{R_3}{R_3 + R_2}}{\frac{R_1}{R_1 + R_4} - \frac{R_2}{R_3 + R_2}} = \frac{0.7V + 15V \frac{1k\Omega}{1k\Omega + 3k\Omega}}{\frac{10k\Omega}{10k\Omega + 20k\Omega} - \frac{3k\Omega}{1k\Omega + 3k\Omega}} = -10.59V$$

Esta tensión de salida se corresponde con una tensión de entrada cuyo valor es

$$V_a = \frac{V_o}{A_{V1}} = \frac{-10.59V}{3.03} \cong -3.5V$$

- 3) **D₂ ON (D₁ OFF).** Por simetría del circuito, el análisis de este caso es muy similar al realizado en el apartado 2). Cuando el diodo D₂ está en conducción, la ganancia del amplificador de este amplificador vale

$$A_{V3} = \frac{v_o}{v_a} = 1 + \frac{R_4 \parallel R_3}{R_1} = 1 + \frac{20k\Omega \parallel 1k\Omega}{10k\Omega} \cong 1$$

La transición D₂: OFF→ON se produce cuando

$$V_B - V_a = V_d \quad (5)$$

En estas condiciones la tensión V_B vale

$$V_B = -V_{CC} \frac{R_3}{R_3 + R_2} + V_o \frac{R_2}{R_3 + R_2} \quad (6)$$

Reemplazando (5) en (6) resulta que

$$V_a = -V_d - V_{CC} \frac{R_3}{R_3 + R_2} + V_o \frac{R_2}{R_3 + R_2} \quad (7)$$

A su vez, reemplazando V_a de la ecuación (7) en la (1) y operando se obtiene

$$V_o = \frac{-V_d - V_{CC} \frac{R_3}{R_3 + R_2}}{\frac{R_1}{R_1 + R_4} - \frac{R_2}{R_3 + R_2}} = +10.59V$$

que corresponde a una tensión de entrada cuyo valor es

$$V_a = \frac{V_o}{A_{V1}} = \frac{10.59V}{3.03} \cong 3.5V$$

Todos los pasos realizados en el análisis de este circuito quedan reflejados en la VTC mostrada en la figura 88.2, donde se especifica las diferentes ganancias en cada tramo con los correspondientes puntos de inflexión.

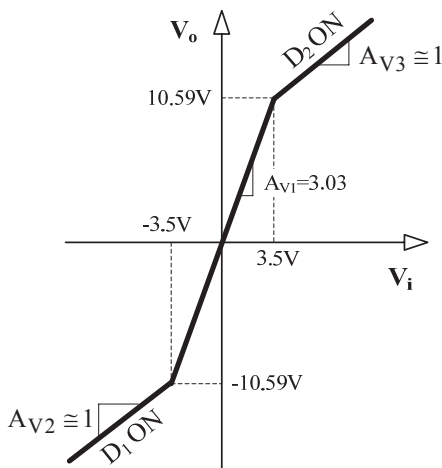


Fig. 88.2. VTC del circuito.

⊖ ○

ⓑ La frecuencia de oscilación es fijada por la red RC de realimentación. En un puente de Wien, el criterio de Barkhausen establece que esta frecuencia está definida por la siguiente ecuación:

$$f = \frac{1}{2\pi RC} = \frac{1}{2\pi \cdot 16\text{nF} \cdot 10\text{k}\Omega} = 1592\text{Hz}$$

⊖ ○

ⓒ El criterio de Barkhausen también especifica la ganancia que debe tener el amplificador para que verifique las condiciones de oscilación. En este oscilador la ganancia debe ser 3. Para compensar posibles errores debido, por ejemplo, la tolerancia de los componentes, esta ganancia desde el punto de vista práctico deber ser ligeramente superior a 3. En este circuito la ganancia $A_{V1}=3.03$, luego se cumple la condición de oscilación mientras se mantenga esta ganancia. Sin embargo, la tensión de salida alcanza el valor de $\pm 10.59\text{V}$, la ganancia pasa a valer $A_{V2}=1$ o $A_{V3}=1$, ganancias menores que 3 y el circuito dejará de oscilar. Por consiguiente, la amplitud máxima de salida está fijada por aquella tensión de salida que deje cumplir la condición de oscilación, que en este caso es de 10.59V de amplitud.

⊖ ○ ○ ⊖

PROBLEMA 89

El oscilador de cambio de fase de la figura 89.1 está basado en un JFET. Seleccionar el valor de C para que la frecuencia de oscilación sea de 1kHz y el valor de R_D que verifique las condiciones de oscilación.

Datos: $g_m = 5000 \mu\Omega^{-1}$, $r_d = 40 k\Omega$, $R = 50 k\Omega$, $C_S = \infty$.

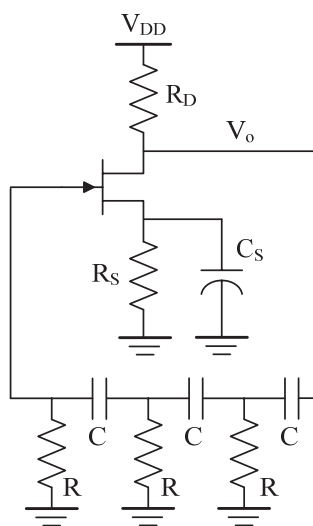


Fig. 89.1

Este circuito es un oscilador de cambio de fase basado en un JFET. El criterio de Barkhausen establece para este circuito (véase la sección 10.3.2 del libro *Electrónica Básica para Ingenieros*) las siguientes condiciones de oscilación

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{6}RC}$$

$$|A| \geq 29$$

La primera ecuación permite definir el valor del condensador C para que este circuito oscile a 1kHz de forma que

$$C = \frac{1}{2\pi\sqrt{6}Rf} = \frac{1}{2\pi\sqrt{6} \cdot 50 k\Omega \cdot 1 kHz} = 1.3 nF$$

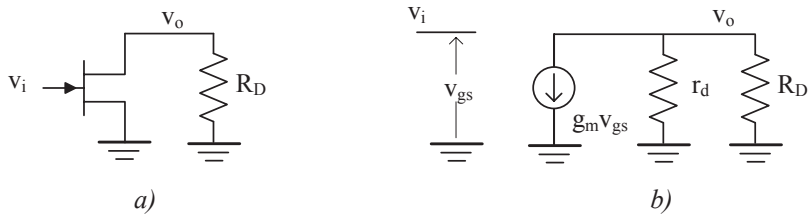


Fig. 89.2. Circuito equivalente en a) alterna y b) de pequeña señal.

En la figura 89.2 se muestra el circuito equivalente en alterna del amplificador y a su derecha el circuito equivalente de pequeña señal. La ganancia del amplificador debe cumplir

$$|A_V| \cong g_m (R_D \parallel r_d) = 29 \Rightarrow R_D \parallel r_d = \frac{|A_V|}{g_m} = \frac{29}{5000 \mu\Omega^{-1}} = 5.8 \text{ k}\Omega$$

Despejando R_D de esta ecuación se obtiene

$$R_D = \frac{5.8 \text{ k}\Omega \cdot r_d}{r_d - 5.8 \text{ k}\Omega} = \frac{5.8 \text{ k}\Omega \cdot 40 \text{ k}\Omega}{40 \text{ k}\Omega - 5.8 \text{ k}\Omega} = 6.78 \text{ k}\Omega$$

Luego si se quiere garantizar que el circuito oscile es necesario compensar las posibles tolerancias de los componentes del circuito. Para ello, es recomendable incrementar entre un 10% y 20% el valor de R_D que corrija posibles desviaciones de las características del circuito.

— ◦ ○ ◦ —

PROBLEMA 90

Los diodos del multivibrador astable de la figura 90.1 tienen una tensión V_d que dependen de la temperatura de acuerdo a la siguiente expresión:

$$V_d(T) = V_{do} + TC(T - T_0)$$

siendo $T_0 = 25^\circ\text{C}$, TC o thermal coefficient $= -2\text{mV}/^\circ\text{C}$ y $V_{do} = 0.7\text{V}$. 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: $V_{CC} = \pm 12\text{V}$, $R = 10\text{k}\Omega$, $C = 0.1\mu\text{F}$.

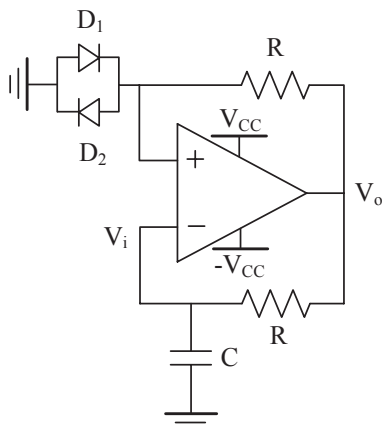


Fig. 90.1

Véase sección 10.7 del libro *Electrónica Básica para Ingenieros*

Este circuito es un multivibrador astable basado en un disparador Schmitt realimentado a través de una red RC que genera una onda cuadrada a la salida. En primer lugar se determina la VTC del disparador Schmitt y, a partir de ésta, se establecerán las ecuaciones de funcionamiento y frecuencia de oscilación del multivibrador astable para diferentes temperaturas.

El OA del circuito de la figura 90.1.a) tiene realimentación positiva a través de la resistencia R, luego se trata de un comparador con histéresis o disparador Schmitt. Las tensiones de salida, por tratarse de un OA ideal, están fijadas por las

Este proceso de carga finalizará cuando V_i alcanza la tensión $V_{TH}=V_d$, momento en el cual el disparador cambia de estado y las condiciones del circuito pasan a ser las especificadas en la figura 90.4. Para ello, se tardará un tiempo T_1 definido como

$$V_i(t = T_1) = -V_d = V_{CC} + (-V_d - V_{CC}) \exp\left(-\frac{T_1}{RC}\right)$$

Despejando T_1 se obtiene

$$T_1 = RC \cdot \ln\left(\frac{V_{CC} + V_d}{V_{CC} - V_d}\right)$$

Para la figura 90.4, la expresión de V_i es

$$V_i(t) = -V_{CC} + (V_d + V_{CC}) \exp\left(-\frac{t}{RC}\right)$$

Este proceso de carga finalizará cuando V_i alcanza la tensión $V_{TL}=-V_d$, momento en el cual el disparador cambia de estado y las condiciones del circuito pasan a ser las especificadas en la figura 90.3, repitiéndose el proceso indefinidamente. Para ello, se tardará un tiempo T_2 especificado como

$$V_i(t = T_2) = -V_d = -V_{CC} + (V_d + V_{CC}) \exp\left(-\frac{T_2}{RC}\right)$$

Despejando T_2 resulta

$$T_2 = RC \cdot \ln\left(\frac{-V_{CC} - V_d}{-V_{CC} + V_d}\right)$$

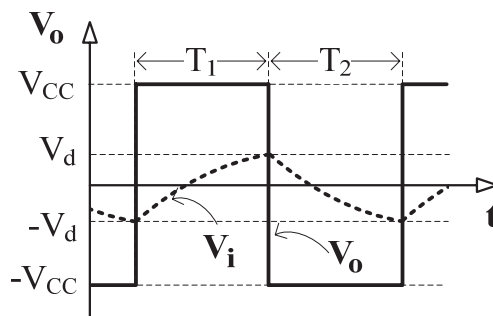


Fig. 90.5. Formas de onda del circuito.

Para una mayor comprensión del funcionamiento del circuito, en la figura 90.5 se representan las formas de onda de las tensiones V_i y V_o donde se definen sus límites máximos y mínimos y su evolución temporal. La expresión del periodo de la onda cuadrada de salida es

$$T_s = T_1 + T_2 = RC \ln \left(\frac{V_{CC} + V_d}{V_{CC} - V_d} \right) + RC \ln \left(\frac{-V_{CC} - V_d}{-V_{CC} + V_d} \right) = 2RC \ln \left(\frac{V_{CC} + V_d}{V_{CC} - V_d} \right) \quad (1)$$

En esta expresión se observa claramente la dependencia de T_s con respecto a V_d , y a su vez, esta V_d depende de la temperatura. A continuación se calcula el T_s para las diferentes temperaturas (T) indicadas en el texto del problema.

- **$T=0^\circ\text{C}$.** La caída de tensión del diodo es

$$V_d(T=0^\circ\text{C}) = V_{d0} + TC(T-T_0) = 0.7\text{V} - 2\text{mV}/^\circ\text{C} (0-25^\circ\text{C}) = 0.75\text{V}$$

Reemplazando este valor en la ecuación (1) se obtiene

$$T_s(T=0^\circ\text{C}) = 2RC \ln \left(\frac{V_{CC} + V_d}{V_{CC} - V_d} \right) = 2 \cdot 10\text{k}\Omega \cdot 0.1\mu\text{C} \cdot \ln \left(\frac{12\text{V} + 0.75\text{V}}{12\text{V} - 0.75\text{V}} \right) = 250\mu\text{s}$$

Este periodo corresponde a una frecuencia $f_s(T=0^\circ\text{C}) = 1/T_s = 4000\text{Hz}$.

- **$T=25^\circ\text{C}$.** En este caso la $V_d=0.7\text{V} \Rightarrow T_s=234\mu\text{s} \Rightarrow f_s=4280\text{Hz}$
- **$T=50^\circ\text{C}$.** En este caso la $V_d=0.65\text{V} \Rightarrow T_s=217\mu\text{s} \Rightarrow f_s=4611\text{Hz}$
- **$T=100^\circ\text{C}$.** En este caso la $V_d=0.55\text{V} \Rightarrow T_s=183\mu\text{s} \Rightarrow f_s=5450\text{Hz}$

En la figura 90.6 se representa gráficamente la frecuencia de oscilación en función de la temperatura. Como se puede observar, existe una relación casi lineal entre ambos parámetros, lo que significa que este circuito puede ser utilizado como convertor temperatura-frecuencia.

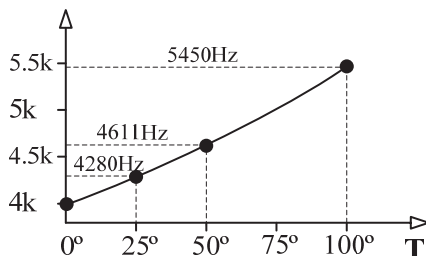


Fig. 90.6. Formas de onda del circuito.

— ○ — ○ — ○ —

PROBLEMA 91

Para el circuito de la figura 91.1, se pide

- Representar gráficamente la VTC del circuito.
- Al circuito de la figura 91.1 se le conecta la red RC tal como se indica en la figura 91.2. Extraer las ecuaciones del circuito y representar gráficamente las tensiones V_i y V_o . ¿De qué circuito se trata?

Datos: $R_1=16k\Omega$, $R_2=8k\Omega$, $R_3=2k\Omega$, $V_{CC}=15V$, $V_{Z1}=5.3V$, $V_{Z2}=6.8V$, $V_d=0.7V$, $R=10k\Omega$, $C=1\mu F$.

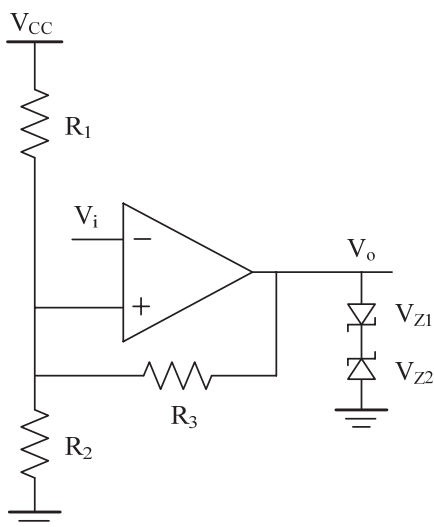


Fig. 91.1

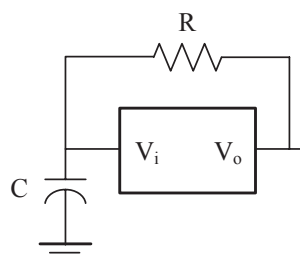


Fig. 91.2

Véase sección 10.6 del libro *Electrónica Básica para Ingenieros*.

① El amplificador operacional del circuito de la figura 91.1 posee realimentación positiva lo que le convierte en un comparador con histéresis o disparador Schmitt. Las tensiones de la salida están limitadas por los diodos Zeners a los siguientes valores

$$V_{OH}=V_{Z2}+V_{d1}=6.8V+0.7V=7.5V$$

$$V_{OL}=-V_{Z1}-V_{d2}=-5.3V-0.7V=-6V$$

El cálculo de las tensiones de comparación de entrada, V_{TH} y V_{TL} , se obtienen a partir de la expresión de V_p . Esta tensión viene definida, aplicando superposición, como

$$\begin{aligned} V_p &= \frac{R_2 \parallel R_3}{R_1 + R_2 \parallel R_3} V_{CC} + \frac{R_2 \parallel R_1}{R_3 + R_2 \parallel R_1} V_o = \\ &= \frac{8k\Omega \parallel 2k\Omega}{16k\Omega + 8k\Omega \parallel 2k\Omega} 15V + \frac{8k\Omega \parallel 16k\Omega}{2k\Omega + 8k\Omega \parallel 16k\Omega} V_o = 1.36V + 0.73V_o \end{aligned}$$

V_{TH} y V_{TL} se calculan particularizando esta ecuación con los dos posibles valores de tensión de V_o , que son V_{OL} y V_{OH} . De esta forma, las tensiones de disparo de entrada valen

$$V_o = V_{OH} = 7.5V \rightarrow V_{TH} = 1.36V + 0.73 * V_{OH} = 6.83V$$

$$V_o = V_{OL} = -6V \rightarrow V_{TL} = 1.36V + 0.73 * V_{OL} = -3.02V$$

La VTC de este comparador de histéresis se muestra en la figura 91.3.

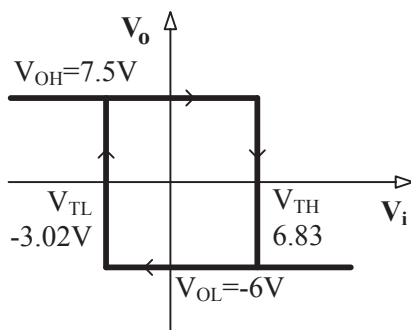


Fig. 91.3. VTC del circuito de la figura 91.1.

— ○ ○

② Al añadir la red RC mostrada en la figura 91.2 al circuito de la figura 91.1, éste se comporta como un multivibrador astable. A continuación se establecen las ecuaciones que caracterizan a este circuito (véase sección 10.7 del libro *Electrónica Básica para Ingenieros*).

La ecuación de carga del condensador cuando la salida del comparador es V_{OH} viene dada por

$$V_i(t) = V_{OH} + (V_{TL} - V_{OH}) \exp\left(-\frac{t}{RC}\right)$$

El tiempo de duración es T_1 : $V(t=T_1): V_{TL} \rightarrow V_{TH}$. Reemplazando estas condiciones en la ecuación y despejando se obtiene

$$T_1 = RC \ln \frac{V_{OH} - V_{TL}}{V_{OH} - V_{TH}} = 10k\Omega \cdot 1\mu F \cdot \ln \frac{7.5V - (-3.02V)}{7.5V - 6.83V} = 27.5ms$$

Cuando la salida del comparador es V_{OL} , entonces

$$V_i(t) = V_{OL} + (V_{TH} - V_{OL}) \exp(-t / (RC))$$

El tiempo de duración es T_2 : $V(t=T_2): V_{TH} \rightarrow V_{TL}$. Reemplazando estas condiciones en la ecuación y despejando se obtiene

$$T_2 = RC \ln \frac{V_{OL} - V_{TH}}{V_{OL} - V_{TL}} = 10k\Omega \cdot 1\mu F \cdot \ln \frac{-6V - 6.83V}{-6V - (-3.02V)} = 14.53ms$$

La representación gráfica de las tensiones V_i y V_o se muestra en la figura 91.4. El periodo de multivibrador es

$$T = T_1 + T_2 = 27.5ms + 14.53ms = 42.03ms \Rightarrow f = \frac{1}{T} = 23.79Hz$$

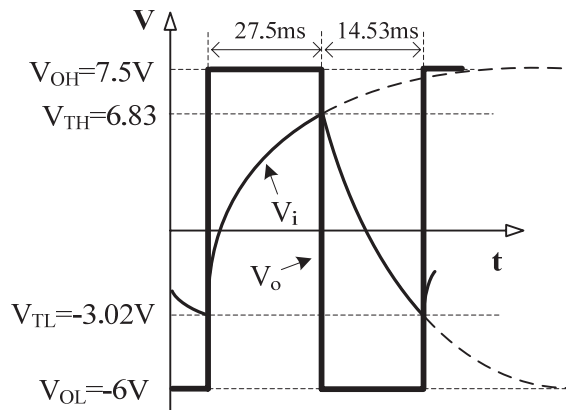


Fig. 91.4. Características temporales del circuito de la figura 91.2.

PROBLEMA 92

Representar gráficamente las tensiones V_o y V_i del generador de onda de diente de sierra de la figura 92.1

Datos: $V_{Z1}=3V$, $V_{Z2}=4V$, $R=10k\Omega$ y $C=1\mu F$.

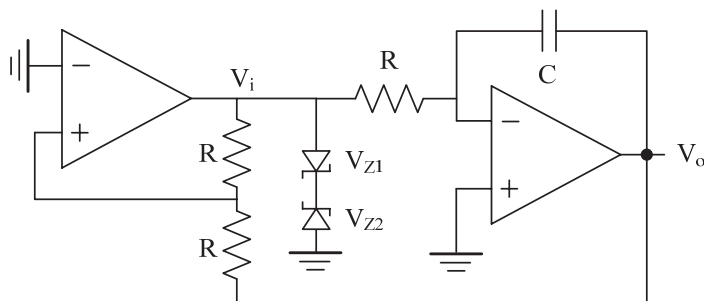


Fig. 92.1

Véase sección 10.8 del libro *Electrónica Básica para Ingenieros*

El circuito de la figura 92.1 genera a la vez una onda triangular (V_o) y una onda cuadrada (V_i) utilizando un integrador y un disparador de Schmitt. En primer lugar se estudia por separado la VTC del disparador Schmitt y, a partir de ésta, se establecerá el funcionamiento del circuito completo.

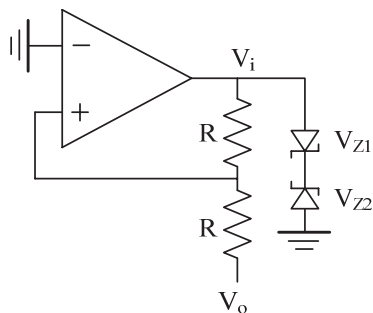


Fig. 92.2. Disparador Schmitt.

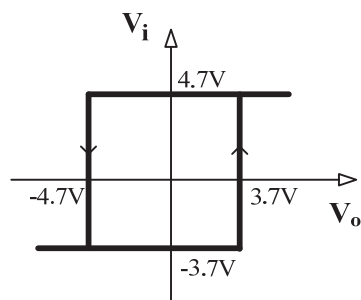


Fig. 92.3. VTC del disparador Schmitt.

En la figura 92.2 se ha extraído el disparador de Schmitt del circuito completo. Nótese que la tensión de salida de este circuito es etiquetada con V_i y la entrada con V_o . Un disparador de Schmitt o comparador con histéresis se identifica por ser un OA con realimentación positiva. Las tensiones de salida están limitadas por los diodos Zener de forma que

$$\begin{aligned}V_{OH} &= V_d + V_{Z2} = 0.7V + 4V = 4.7V \\V_{OL} &= -V_d - V_{Z1} = -0.7V - 3V = -3.7V\end{aligned}$$

Para calcular las tensiones de comparación de entrada, se aplica superposición al nudo V_p del OA

$$V_p = \frac{R}{R+R} V_i + \frac{R}{R+R} V_o = \frac{V_i}{2} + \frac{V_o}{2} \quad \text{donde} \quad V_i = \{4.7V, -3.7V\}$$

El cambio de estado del comparador se produce cuando $V_p = V_n = 0$. Si se aplica esta condición a la anterior ecuación resulta

$$V_o = -V_i \quad \text{donde} \quad V_i = \{4.7V, -3.7V\}$$

Luego las tensiones de comparación de entrada son

$$\begin{aligned}V_{TH} &= 3.7V \quad \text{para} \quad V_i = -3.7V \\V_{TL} &= -4.7V \quad \text{para} \quad V_i = 4.7V\end{aligned}$$

La figura 92.3 representa la VTC del disparador Schmitt.

El segundo OA es un integrador que realiza la siguiente función

$$V_o(t) = -\frac{1}{RC} \int V_i dt + Cte$$

Al ser la salida del disparador Schmitt una onda cuadrada, V_i es constante durante un intervalo de tiempo, y la salida del integrador es

$$V_o(t) = -\frac{1}{RC} \int V_i dt + Cte = -\frac{V_i}{RC} t + Cte, \quad \text{donde} \quad V_i = \{4.7V, -3.7V\} \quad (1)$$

es decir, es una rampa cuya pendiente es $-4.7V/RC$ o $3.7V/RC$, en función del estado del disparador Schmitt. Se pueden definir dos casos:

1) $V_i = V_{OH} = 4.7V$. En este caso, la ecuación (1) resulta

$$V_o(t) = -\frac{V_{OH}}{RC}t + Cte \quad (2)$$

La constante de integración (Cte) se calcula a partir de la tensión de entrada que ha producido un cambio en el comparador que, si se observa la VTC de la figura 92.3, vale V_{TH} , es decir

$$V_o(t=0) = V_{TH} = Cte$$

Luego la ecuación (2) resulta

$$V_o(t) = -\frac{V_{OH}}{RC}t + V_{TH} \quad (3)$$

Al estar conectada la salida del integrador a la entrada del comparador de Schmitt, éste cambiará de estado cuando $V_o = V_{TL}$, proceso que llevará un tiempo T_1 definido a partir de la ecuación (3) como

$$V_o(t=T_1) = V_{TL} = -\frac{V_{OH}}{RC}T_1 + V_{TH}$$

Despejando T_1 se obtiene

$$T_1 = -RC \frac{V_{TL} - V_{TH}}{V_{OH}} = -1\mu F \cdot 10k\Omega \frac{-4.7V - 3.7V}{4.7V} = 17.9ms$$

2) $V_i = V_{OL} = -3.7V$. En este caso, la ecuación (1) resulta

$$V_o(t) = -\frac{V_{OL}}{RC}t + Cte \quad (4)$$

La constante de integración, Cte, si se observa la VTC de la figura 92.3, vale V_{TL} , es decir

$$V_o(t=0) = V_{TL} = Cte$$

Luego la ecuación (4) resulta

$$V_o(t) = -\frac{V_{OL}}{RC}t + V_{TL} \quad (5)$$

El comparador de Schmitt cambiará de estado cuando $V_o = V_{TH}$, proceso que llevará un tiempo T_2 definido a partir de la ecuación (5) como

$$V_o(t = T_2) = V_{TH} = -\frac{V_{OL}}{RC} T_2 + V_{TL}$$

Despejando T_2 se obtiene

$$T_2 = -RC \frac{V_{TH} - V_{TL}}{V_{OL}} = -1\mu F \cdot 10k\Omega \frac{3.7V - (-4.7V)}{-3.7V} = 22.7ms$$

El periodo de la señal de salida es

$$T = T_1 + T_2 = -RC \frac{V_{TL} - V_{TH}}{V_{OH}} - RC \frac{V_{TH} - V_{TL}}{V_{OL}}$$

Dado que en este circuito se verifica que $V_{TH} = -V_{OL}$ y $V_{TL} = -V_{OH}$, utilizando estas relaciones la anterior ecuación se transforma en esta

$$T = RC \frac{V_{OH} - V_{OL}}{V_{OH}} + RC \frac{V_{OL} - V_{OH}}{V_{OL}} = -RC \frac{(V_{OH} - V_{OL})^2}{V_{OH} V_{OL}}$$

La figura 92.4 presenta gráficamente las formas de las salidas V_i y V_o donde se indican además los parámetros más importantes del circuito. En esta gráfica la $V_o = \{V_{OH} = 4.7V, V_{OL} = -3.7V\}$ y la $V_i = \{V_{TH} = 3.7V, V_{TL} = -4.7V\}$. El periodo de estas señales es $T = T_1 + T_2 = 17.9ms + 22.7ms = 40.6ms \Rightarrow f = 1/T = 24.6Hz$.

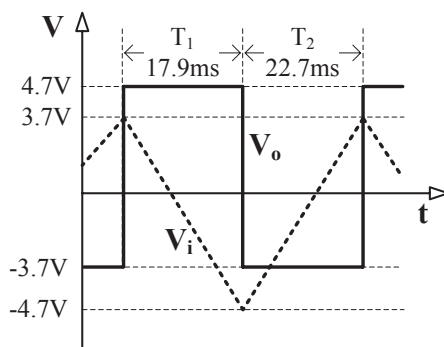


Fig. 92.4. Formas de onda del circuito.

PROBLEMA 93

El esquema del circuito de la figura 93.1 corresponde a un monoestable. Para este circuito, se pide:

- Si $V_{DD}=V_{CC}$, determinar la duración T del monoestable. Representar en una misma gráfica la forma de las señales V_i , V_C y V_o con el tiempo. Indicar en esa gráfica los valores de tensión y tiempo más importantes del circuito.
- Calcular la duración T del monoestable en el caso $V_{DD}=2V_{CC}$.
- Calcular la duración T del monoestable en el caso $V_{DD}=V_{CC}/2$.

Datos: $V_{CC}=5V$, $R_1=575\Omega$, $R_2=4k3\Omega$, $C=100nF$.

Nota: Despreciar las corrientes de base de los transistores.

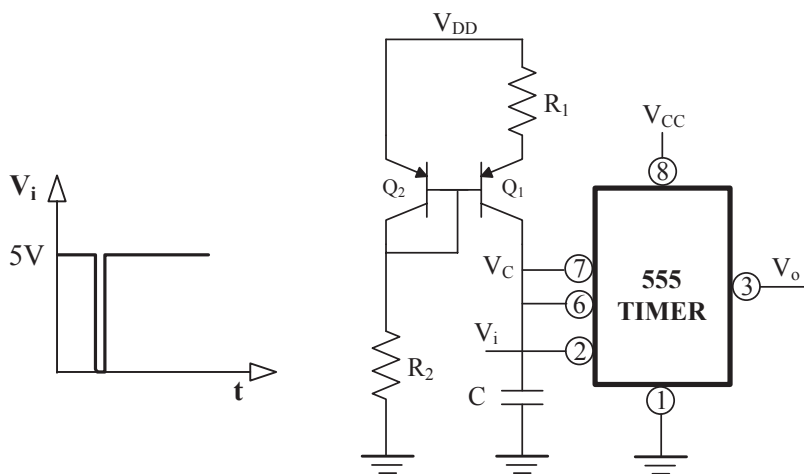


Fig. 93.1

Véase sección 10.9 del libro de *Electrónica Básica para Ingenieros*.

Ⓐ El proceso de carga del condensador se realiza a través de una fuente de corriente Widlar (véase Prob. 33, pág. 103). El valor de la corriente de salida I_{C2}

$$I_{C2} = \frac{V_{DD} - V_{EB2}}{R_2} = \frac{5V - 0.7V}{4.3k\Omega} = 1mA$$

La ecuación que relaciona las corrientes de ambos transistores en una fuente Widlar es

$$V_T \ln \frac{I_{C2}}{I_{C1}} = I_{C1} R_1$$

Reemplazando valores

$$25\text{mV} \cdot \ln \frac{1\text{mA}}{I_{C1}} = I_{C1} 575\Omega \Rightarrow I_{C1} = 100\mu\text{A}$$

El temporizador 555 en su estado estable fija la tensión del condensador a $\sim 0\text{V}$. Al producirse el disparo a través V_i , el temporizador libera al condensador C para que se cargue libremente a través de la fuente de corriente Widlar. En estas condiciones, la ecuación de carga de C tiene forma de rampa lineal (véase Prob. 42, pág. 126) y viene dada por

$$V_C(t) = \frac{I_{C1}}{C} t \quad (1)$$

El proceso de carga finaliza cuando la tensión del condensador alcanza el valor de $2/3 V_{CC}$. En ese momento, el temporizador descarga bruscamente el condensador C a $\sim 0\text{V}$, estado estable en el que permanecerá indefinidamente hasta que se produzca un nuevo disparo a través de V_i . Luego la duración T del monoestable está definida por la siguiente condición: $V_C(t=T) = 2/3 V_{CC} = 3.3\text{V}$. Reemplazando esta condición en la ecuación (1) resulta

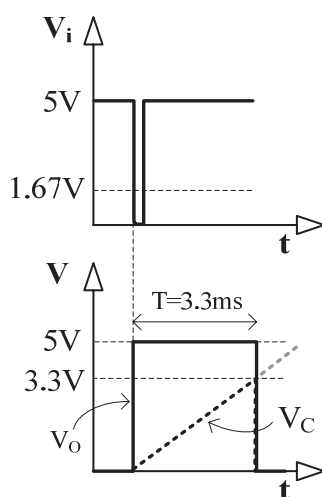


Fig. 93.2. Características temporales del monoestable.

$$V_C(t=T) = \frac{2}{3} V_{CC} = \frac{I_{C1}}{C} T \Rightarrow T = \frac{2C V_{CC}}{3I_{C1}} = \frac{2 \cdot 100\text{nF} \cdot 5\text{V}}{3 \cdot 100\mu\text{A}} = 3.3\text{ms}$$

En la figura 93.2 se muestra las características temporales de V_C y V_O , cuando se dispara el temporizador con un pulso negativo a través de V_i . El temporizador 555 precisa para su disparo un pulso negativo con un valor de tensión que debe ser inferior a $1/3V_{CC}=1.67\text{V}$.

————— ◦ ○

⑥ Repitiendo el análisis del apartado anterior para $V_{DD}=2V_{CC}=10\text{V}$, se obtiene

$$I_{C2} = \frac{V_{DD} - V_{EB2}}{R_2} = \frac{10\text{V} - 0.7\text{V}}{4.3\text{k}\Omega} = 2.16\text{mA}$$

La corriente de salida de Q_1 vale

$$25\text{mV} \cdot \ln \frac{2.16\text{mA}}{I_{C1}} = I_{C1} 575\Omega \Rightarrow I_{C1} = 125\mu\text{A}$$

El nuevo periodo del monoestable es

$$T = \frac{2C V_{CC}}{I_{C1}} = \frac{2 \cdot 100\text{nF} \cdot 5\text{V}}{3 \cdot 125\mu\text{A}} = 2.7\text{ms}$$

————— ◦ ○

⑦ Duración $T=\infty$, puesto que $V_C(\text{máx})=V_{CC}/2=2.5\text{V} < 2/3V_{CC}=3.33\text{V}$. Es decir, no se alcanza la tensión necesaria para volver al temporizador a su estado estable, y por consiguiente, la salida V_O permanecerá a 5 V indefinidamente.

————— ◦ ○ ◦ —————

PROBLEMA 94

Con un temporizador 555 y un biestable D realimentado como se indica en la figura 94.1, construir un circuito que genere una onda cuadrada simétrica de 50KHz.

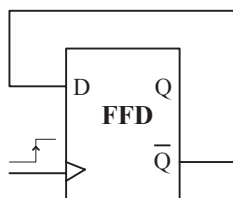


Fig. 94.1

Véase sección 10.9 del libro de Electrónica Básica para Ingenieros.

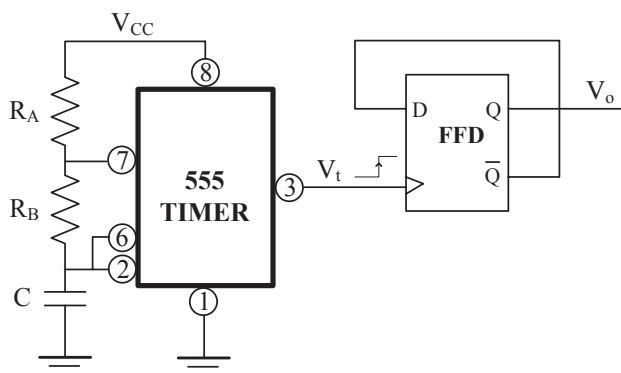


Fig. 94.2. Circuito propuesto para la generación de una onda cuadrada simétrica.

La solución propuesta se presenta en la figura 94.2. Consiste en el temporizador 555 en configuración astable para generar una onda cuadrada que es utilizada como señal de reloj del FFD en configuración divisor frecuencial. Con ello se logra convertir la onda cuadrada no simétrica de la salida del temporizador en una onda simétrica a la salida de FFD. Si se desea una señal de salida de 50kHz ($T=20\mu s$) esta condición exige un reloj de entrada en el FFD de 100kHz ($T_t=10\mu s$). El periodo de la señal de salida del 555 (T_t) en configuración astable viene dado por la siguiente expresión

$$T_t = T_1 + T_2 = \overbrace{(R_A + R_B)C \ln 2}^{T_1} + \overbrace{R_B C \ln 2}^{T_2} = (R_A + 2R_B)C \cdot \ln 2 \quad (1)$$

En esta ecuación T_1 indica el tiempo que la señal está en estado lógico alto y T_2 en bajo. Como se puede observar en esta expresión $T_1 \neq T_2$, es decir, la señal de salida del temporizador no es simétrica. La ecuación (1) permite determinar los valores de los componentes para que $T_t = 10\mu\text{s}$. Si se asigna los valores $R_A = R_B = 1\text{k}\Omega$, entonces el valor del condensador C es

$$C = \frac{T_t}{(R_A + 2R_B) \ln 2} = \frac{10\mu\text{s}}{(1\text{k}\Omega + 2 \cdot 1\text{k}\Omega) \ln 2} = 4.81\text{nF}$$

Con estos valores en los componentes, los tiempos T_1 y T_2 son

$$T_1 = (R_A + R_B)C \ln 2 = (1\text{k}\Omega + 1\text{k}\Omega)4.81\text{nF} \cdot \ln 2 = 6.66\mu\text{s}$$

$$T_2 = R_B C \ln 2 = 1\text{k}\Omega \cdot 4.81\text{nF} \cdot \ln 2 = 3.33\mu\text{s}$$

Finalmente, la representación gráfica de las señales de la salida del temporizador (V_t) y de la salida del FFD (V_o) se muestra en la figura 94.3. Como se puede observar, V_o tiene la forma de onda de una salida cuadrada simétrica.

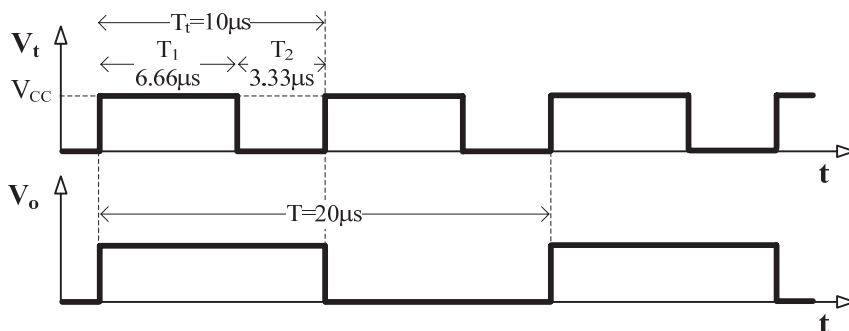


Fig. 94.3. Formas de onda del circuito.

El circuito de la figura 94.2 es capaz de generar una señal cuadrada simétrica a partir de una señal cuadrada no-simétrica originada en el temporizador 555 operando en modo astable. No obstante, este temporizador es capaz de generar una señal simétrica sin necesidad de una circuitería adicional si se utiliza dos diodos tal como se describe en el esquema de la figura 94.4. En este caso, D_1 y D_2 habilitan/deshabilitan caminos de carga y descarga del condensador C : D_1 carga C a través de R_A , y D_2 descarga C a través de R_B . Si $R_A = R_B$, entonces la salida del circuito es una señal cuadrada simétrica.

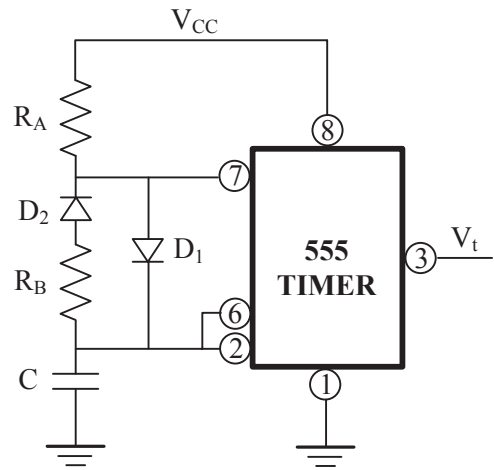


Fig. 94.4. Temporizador 555 para la generación de una señal cuadrada simétrica.

— ○ ○ ○ —

Los reguladores de tensión suministran una tensión continua constante que es casi independiente de las variaciones que se produzcan en la tensión de entrada, en la corriente de carga o en la temperatura. Generalmente, la tensión de entrada a un regulador proviene de un rectificador con filtro; siendo el regulador el encargado de eliminar la tensión de rizado y de suministrar una tensión continua que es prácticamente independiente de las variaciones de la resistencia de carga.

En los problemas de este capítulo se van a analizar los reguladores de tensión en serie lineales realizados con elementos discretos o una combinación de elementos discretos y un amplificador operacional. Sin embargo, debido a su gran demanda, ya que cualquier equipo electrónico alimentado con la tensión alterna de red requiere un regulador, los fabricantes han sacado al mercado una gran variedad de reguladores lineales en circuito integrado. También, en los problemas se tratan aplicaciones con alguno de los reguladores monolíticos más utilizados, con el objeto de que el estudiante comprenda y se familiarice con las características eléctricas, reglas de diseño y notas de aplicación que suministra el fabricante en las hojas de datos o *datasheet* de estos reguladores.

Los reguladores están dentro del área de dispositivos con alta disipación de potencia, por lo tanto, en algunos problemas se determinarán las condiciones térmico-ambientales para un funcionamiento seguro.

LISTADO DE PROBLEMAS

- Problema 95, pág. 275: *Referencia de tensión basado en una configuración “bandgap”.*
- Problema 96, pág. 277: *Circuitos basados en el referencia de tensión REF102 con OAs.*
- Problema 97, pág. 278: *Regulador de tensión en serie con elementos discretos.*
- Problema 98, pág. 282: *Amplificador con par PMOS-NMOS alimentado por fuente regulada simétrica con elementos discretos.*
- Problema 99, pág. 285: *Regulador de tensión en serie basado en un OA y en un par Darlington.*

- Problema 100, pág. 287: *Determinación de las condiciones térmico-ambientales en las que puede operar con seguridad el regulador de tensión PJI086.*
- Problema 101, pág. 290: *Regulador integrado LM317 reforzado con transistor de potencia externo.*
- Problema 102, pág. 292: *Fuente de alimentación ajustable basada en el regulador integrado LM117 y un OA.*
- Problema 103, pág. 294: *Circuito de control de la velocidad de un ventilador basado en el regulador integrado LM317 y un OA.*



PROBLEMA 95

En el circuito de la figura 95.1, los transistores son idénticos y operan en la región lineal, así como el amplificador operacional. Se pide:

- Determinar la I_C y la V_{CE} de cada uno de los transistores.
- Obtener el valor de V_o .

Datos: $V_{CC}=20V$, $R_1=R_5=1k\Omega$, $R_2=30k\Omega$, $R_3=330\Omega$, $R_4=220\Omega$, $V_{BE}=0.7V$.

Nota: Despreciar las corrientes de base frente a otras corrientes del circuito. $V_T=25mV$.

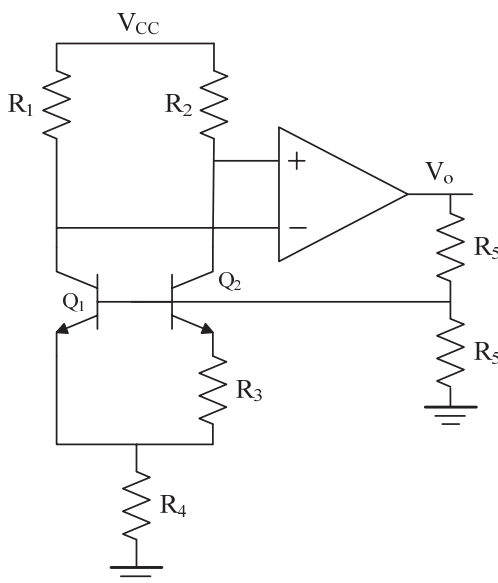


Fig. 95.1

Ⓐ Por inspección del circuito y al considerar el OA ideal, $V_n=V_p$, y fácilmente se extrae la siguiente relación

$$I_{C1}R_1 = I_{C2}R_2 \Rightarrow \frac{I_{C1}}{I_{C2}} = \frac{R_2}{R_1} \quad (1)$$

Por otra parte, Q_1 y Q_2 forman una fuente de corriente Widlar, de forma que

$$V_{BE1} = V_{BE2} + I_{C2}R_3 \quad (2)$$

Aplicando la ecuación de Ebers-Moll ($V_{BE}=V_T \ln(I_C/I_S)$), resulta

$$V_T \ln\left(\frac{I_{C1}}{I_S}\right) = V_T \ln\left(\frac{I_{C2}}{I_S}\right) + I_{C2}R_3$$

Operando se reduce a

$$V_T \ln\left(\frac{I_{C1}}{I_{C2}}\right) = I_{C2}R_3 \quad (3)$$

Reemplazando en (3) la expresión de la ecuación (1), se obtiene

$$V_T \ln\left(\frac{R_2}{R_1}\right) = I_{C2}R_3 \Rightarrow I_{C2} = \frac{25\text{mV}}{330\Omega} \ln\left(\frac{30\text{k}\Omega}{1\text{k}\Omega}\right) = 0.26\text{mA}$$

Por lo tanto,

$$I_{C1} = \frac{R_2}{R_1} I_{C2} = \frac{30\text{k}\Omega}{1\text{k}\Omega} 0.26\text{mA} = 7.7\text{mA}$$

Para el cálculo de las tensiones se aplica KVL a la malla del circuito

$$\begin{aligned} V_{CE1} &= V_{CC} - I_{C1}R_1 - V_{BE1} - (I_{C1} + I_{C2})R_4 \\ &= 20\text{V} - 7.7\text{mA} \cdot 1\text{k}\Omega - 0.7\text{V} - (7.7\text{mA} + 0.26\text{mA})220\Omega \cong 9.85\text{V} \end{aligned}$$

$$V_{CE2} = V_{CE1} - I_{C2}R_3 = 9.85\text{V} - 0.26\text{mA} \cdot 330\Omega \cong 9.76\text{V}$$

————— ◦ ○

- ⑥ Si se desprecian las corrientes de base, V_o se puede expresar como

$$V_o = \frac{R_5 + R_5}{R_5} V_{B2} = 2V_{B2}$$

La tensión de base V_{B2} vale

$$V_{B1} = V_{B2} \cong V_{BE1} + (I_{C1} + I_{C2})R_4 = 0.7\text{V} + (7.7\text{mA} + 0.26\text{mA})220\Omega \cong 2.46\text{V}$$

Por consiguiente,

$$V_o = 2 \cdot V_{B2} = 2 \cdot 2.46\text{V} = 4.92\text{V}$$

————— ◦ ○ ◦ —————

PROBLEMA 96

Determinar las tensiones de salida V_{o1} y V_{o2} de los circuitos de las figuras 96.1 y 96.2 que utilizan el referencia de tensión de Burr-Brown REF102.

Datos: $V_{CC}=15V$, $R=39k\Omega$.

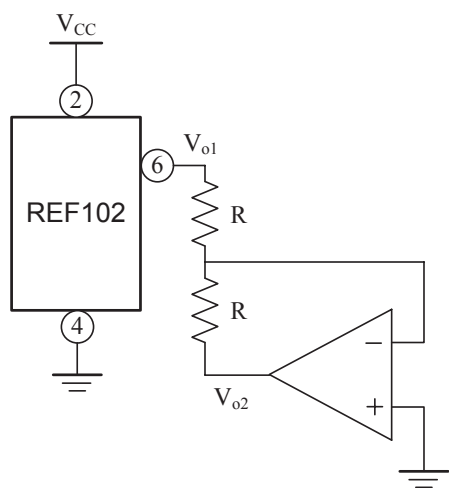


Fig. 96.1

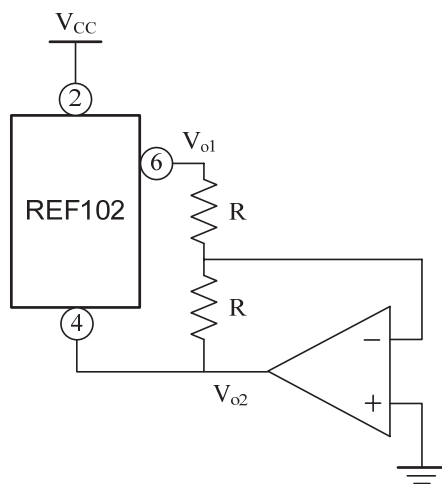


Fig. 96.2

El circuito monolítico REF102 de Burr-Brown es un ejemplo típico de un referencia de tensión que proporciona una tensión de salida $V_6 - V_4 = 10V$. En ambos circuitos, se utiliza un OA en configuración inversora de ganancia $A = -1$ para generar las tensiones V_{o1} y V_{o2} .

En la figura 96.1, el valor de las tensiones son $V_{o1} = 10V$ y $V_{o2} = -10V$.

En la figura 96.2, el valor de las tensiones se obtienen resolviendo el siguiente sistema de ecuaciones

$$V_{o1} - V_{o2} = 10V$$

$$V_{o2} = -V_{o1}$$

La solución es $V_{o1} = 5V$ y $V_{o2} = -5V$.

PROBLEMA 97

El regulador de tensión de la figura 97.1 ha sido diseñado para proporcionar una tensión fija a la carga R_L . Utiliza dos transistores: Q_1 de baja potencia y Q_2 BD142 de alta potencia, en donde de parte de cuyas características eléctricas extraídas de las hojas de características del fabricante se muestran en las curvas de la figura 97.2. Para este circuito, se pide:

- El valor de I_o y V_o .
- Obtener el punto de trabajo de Q_2 . Potencia que está disipando este transistor.
- Calcular la intensidad que circula por cada una de las resistencias del circuito.
- Calcular la eficiencia del regulador de tensión.
- Valor mínimo de la resistencia de carga R_L si la temperatura ambiente es de 25°C . Repetir para una temperatura ambiente de 50°C .
- A partir de sus características eléctricas, calcular la resistencia térmica unión-ambiente (θ_{ja}) del transistor BD142.
- Determinar la máxima tensión de entrada (V_i) que puede soportar el transistor.

Datos: $R_1=350\Omega$, $R_2=1k\Omega$, $R_3=930\Omega$, $R_4=1570\Omega$, $R_L=10\Omega$, $V_Z=7.5V$.

Nota: Todos los transistores trabajan en la región lineal. Despreciar la corriente de base de Q_1 ($V_{BE}=0.7V$). Hacer las aproximaciones que se consideren oportunas.

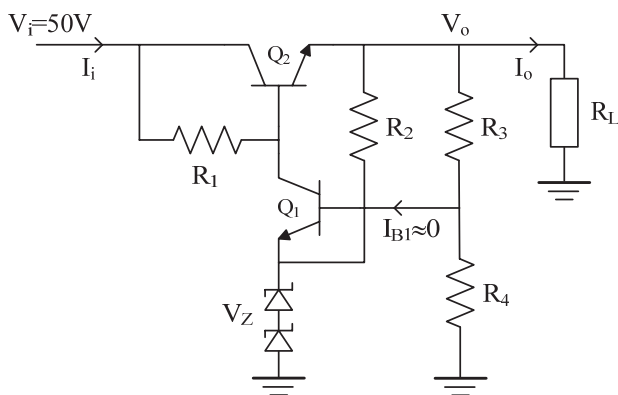


Fig. 97.1

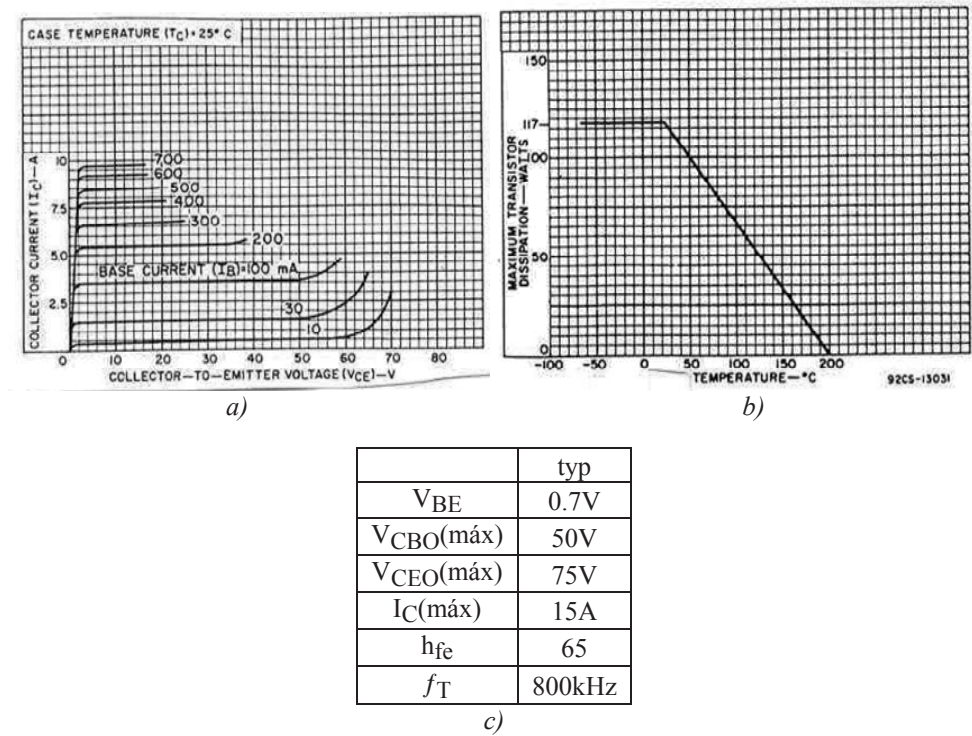


Fig. 97.2. Características del transistor de potencia BD142.

⊙ Analizando el circuito de la figura 97.1 se obtiene

$$V_{B1} = 2V_Z + V_{BE1} = \frac{R_4}{R_4 + R_3} V_o$$

Despejando V_o

$$V_o = (2V_Z + V_{BE1}) \frac{R_4 + R_3}{R_4} = (2 \cdot 7.5V + 0.7V) \frac{1570\Omega + 930\Omega}{1570\Omega} = 25V$$

El valor de la corriente I_o es

$$I_o = \frac{V_o}{R_L} = \frac{25V}{10\Omega} = 2.5A$$

- ⑥ Fácilmente se comprueba que la tensión colector-emisor de Q₂ vale

$$V_{CE2} = V_i - V_o = 50V - 25V = 25V$$

$$I_{C2} = I_o + \frac{V_o - 2V_Z}{R_2} + \frac{V_o}{R_3 + R_4} = 2.5A + \frac{25V - 2 \cdot 7.5V}{1k\Omega} + \frac{25V}{930\Omega + 1570\Omega} \approx 2.5A$$

Para determinar la h_{FE} se escoge un punto típico en las características del dispositivo de la figura 97.2.a); por ejemplo, si se escoge $I_B = 100mA$, resulta una corriente $I_C = 3.5A$, de forma que la $h_{FE} = 3.5A/100mA = 35$. Luego

$$I_{B2} = \frac{I_{C2}}{h_{FE}} = \frac{2.5A}{35} = 71.4mA$$

La potencia de disipación del transistor Q₂ es

$$P_{Q2} = V_{CE2}I_{C2} + V_{BE2}I_{B2} = 25V \cdot 2.5A + 0.7V \cdot 71.4mA \approx 25V \cdot 2.5A = 62.5W$$

— ◦ ○

- ⑦ Las corrientes que circulan por cada resistencia del circuito son

$$I_{R3} = I_{R4} = \frac{V_o}{R_3 + R_4} = \frac{25V}{930\Omega + 1570\Omega} = 10mA$$

$$I_{R2} = \frac{V_o - 2V_Z}{R_2} = \frac{25V - 2 \cdot 7.5V}{1k\Omega} = 10mA$$

$$I_{R1} = \frac{V_i - V_{B2}}{R_1} = \frac{V_i - (2V_Z + V_{BE1})}{R_1} = \frac{50V - (2 \cdot 7.5V + 0.7V)}{350\Omega} = 98mA$$

— ◦ ○

- ⑧ La eficiencia se define como la relación entre la potencia que disipa el elemento de carga R_L y la potencia entregada al circuito a través de la entrada

$$\eta = \frac{V_o I_o}{V_i I_i} = \frac{V_o I_o}{V_i (I_{C2} + I_{R1})} = \frac{25V \cdot 2.5A}{50V (2.5A + 98mA)} \approx 0.48 \Rightarrow 48\%$$

— ◦ ○

- ⑨ A partir de la curva de degradación térmica de la figura 97.2.b), la potencia máxima de disipación del BD142 es $P_{m\acute{a}x} = 117W$ a $25^\circ C$. Esta potencia máxima limita la corriente máxima de colector del transistor como

$$P_{\text{máx}} = V_{\text{CE2}} I_{\text{C2}} \cong V_{\text{CE2}} I_{\text{o}} \Rightarrow I_{\text{o}} = \frac{P_{\text{máx}}}{V_{\text{CE2}}} = \frac{117\text{W}}{25\text{V}} = 4.68\text{A}$$

Por consiguiente,

$$R_{\text{L}} (\text{mín}) = \frac{V_{\text{o}}}{I_{\text{o}}} = \frac{25\text{V}}{4.68\text{A}} = 5.34\Omega$$

Repitiendo el proceso a 50°C, la curva de degradación térmica indica que a esta temperatura la $P_{\text{máx}}=100\text{W}$. Esta potencia limita la corriente de salida a

$$I_{\text{o}} = \frac{P_{\text{máx}}}{V_{\text{CE2}}} = \frac{100\text{W}}{25\text{V}} = 4\text{A}$$

Luego la resistencia de carga mínima vales

$$R_{\text{L}} (\text{mín}) = \frac{V_{\text{o}}}{I_{\text{o}}} = \frac{25\text{V}}{4\text{A}} = 6.25\Omega$$

— ◦ ◯

Ⓕ La ecuación de degradación térmica es

$$P_{\text{máx}} \theta_{\text{ja}} = T_{\text{j}} (\text{máx}) - T_{\text{a}}$$

Despejando la resistencia térmica y reemplazando los valores máximos extraídos de la figura 97.2.b) se obtiene

$$\theta_{\text{ja}} = \frac{T_{\text{j}} (\text{máx}) - T_{\text{a}}}{P_{\text{máx}}} = \frac{200^{\circ}\text{C} - 25^{\circ}\text{C}}{117\text{W}} = 1.51^{\circ}\text{C/W}$$

— ◦ ◯

Ⓖ Según la tabla de la figura 97.2.c), la máxima tensión que puede soportar el transistor está fijado por la $V_{\text{CBO}}(\text{máx})=50\text{V}$. Esta tensión vale

$$V_{\text{CBO}} = V_{\text{i}} - V_{\text{B2}}$$

Dado que la tensión $V_{\text{B2}}=V_{\text{BE2}}+V_{\text{o}}=0.7\text{V}+25\text{V}=25.7\text{V}$, entonces la máxima tensión de entrada es

$$V_{\text{i}} (\text{máx}) = V_{\text{CBO}} + V_{\text{B2}} = 50\text{V} + 25.7\text{V} = 75.7\text{V}$$

— ◦ ◯ —

PROBLEMA 98

En la figura 98.1 se muestra un amplificador constituido por los transistores M_1 (PMOS) y M_2 (NMOS) con su correspondiente regulador de tensión que proporciona las tensiones de alimentación V_{CC} y V_{SS} . Se pide,

- Obtener el valor de las tensiones V_{DD} y V_{SS} , las corrientes de drenador de M_1 y M_2 , y las corrientes I_1 e I_2 .
- Obtener la expresión de la ganancia de tensión del amplificador (v_o/v_i) y su valor numérico sin aplicar la teoría de realimentación.

Datos: Q_1 : $V_{BE}=0.7V$, $h_{FE}=15$.

Q_2 : $V_{EB}=0.7V$, $h_{FE}=15$.

M_1 : $k_p=33.3\mu A/V^2$, $W/L=120\mu m/10\mu m$, $V_{TP}=-1V$.

M_2 : $k_n=100\mu A/V^2$, $W/L=40\mu m/10\mu m$, $V_{TN}=1V$.

$R_g=1M\Omega$, $R_L=100k\Omega$, $R=220\Omega$, $C=10\mu F$, $V_1=7V$, $V_2=-7V$, $V_Z=4.3V$.

Nota: Para M_1 y M_2 hacer la aproximación de $r_{d1}=r_{d2}=\infty$.

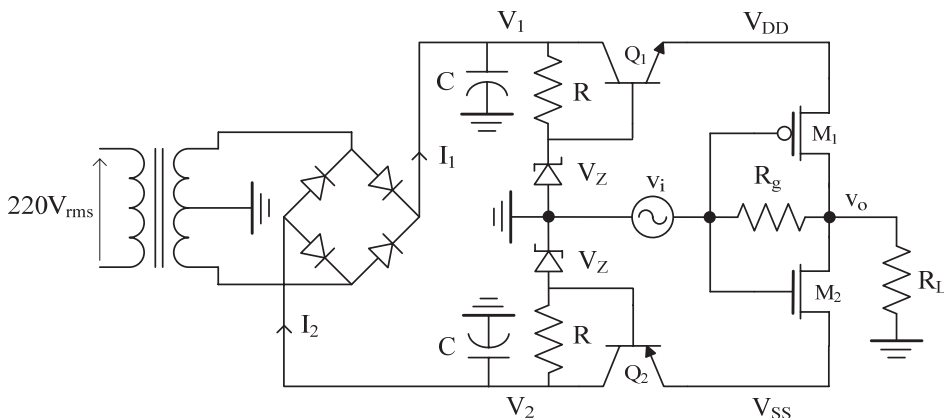


Fig. 98.1

Ⓐ Las tensiones V_{DD} y V_{SS} se generan a través de dos reguladores de tensión simétricos construidos mediante un transistor bipolar, como elemento de control, y un diodo Zener que proporciona la tensión de referencia y controla a ese transistor. Fácilmente se comprueba que

$$V_{DD} = V_Z - V_{BE1} = 4.3V - 0.7V = 3.6V$$

$$V_{SS} = -V_Z + V_{EB2} = -4.3V + 0.7V = -3.6V$$

Para calcular las corrientes de los transistores M_1 y M_2 , se parte de que

$$V_{GS1} = V_{G1} - V_{S1} = 0 - V_{DD} = -3.6V$$

$$V_{GS2} = V_{G2} - V_{S2} = 0 - V_{SS} = +3.6V$$

Utilizando la ecuación del transistor MOS en la región de saturación, se obtiene M_1 la siguiente corriente de drenador

$$I_{D1} = \frac{k_p}{2} \left(\frac{W}{L} \right)_1 (V_{GS1} - V_{TP})^2 = \frac{33.3\mu A / V^2}{2} \frac{120\mu m}{10\mu m} (-3.6V - (-1V))^2 = 1.35mA$$

De la misma manera, para M_2 se obtiene

$$I_{D2} = \frac{k_n}{2} \left(\frac{W}{L} \right)_2 (V_{GS2} - V_{TN})^2 = \frac{100\mu A / V^2}{2} \frac{40\mu m}{10\mu m} (3.6V - 1V)^2 = 1.35mA$$

Nótese que si $I_{D1}=I_{D2}$ la corriente que circula por R_L es cero, luego la componente DC de v_o es cero.

Para calcular la corriente I_1 , se extrae del circuito de la figura 98.1 la siguiente ecuación

$$I_1 = I_R + I_{C1} = \frac{V_1 - V_Z}{R} + \frac{h_{FE}}{h_{FE} + 1} I_{D1} = \frac{7V - 4.3V}{220\Omega} + \frac{15}{15 + 1} 1.35mA = 13.5mA$$

Y, por simetría, I_2 vale

$$I_2 = I_R + I_{C2} = \frac{-V_Z - V_2}{R} + \frac{h_{FE}}{h_{FE} + 1} I_{D2} = \frac{-4.3V - (-7V)}{220\Omega} + \frac{15}{15 + 1} 1.35mA = 13.5mA$$

— ○ ○

⑥ En la figura 98.2 se muestra el equivalente en alterna del amplificador y en la figura 98.3 su equivalente de pequeña señal. El valor numérico del parámetro de transconductancia de estos transistores vale

$$g_{m1} = \sqrt{2I_{D1}k_p \left(\frac{W}{L} \right)_1} = \sqrt{2 \cdot 1.35mA \cdot 33.3\mu A / V^2 \frac{120\mu m}{10\mu m}} = 1.04m\Omega^{-1}$$

$$g_{m2} = \sqrt{2I_{D2}k_n \left(\frac{W}{L} \right)_2} = \sqrt{2 \cdot 1.35\text{mA} \cdot 100\mu\text{A} / V^2 \frac{40\mu\text{m}}{10\mu\text{m}}} = 1.04\text{m}\Omega^{-1}$$

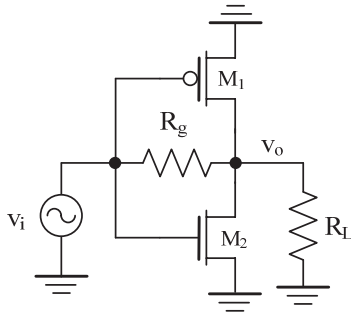


Fig. 98.2. Circuito equivalente en alterna.

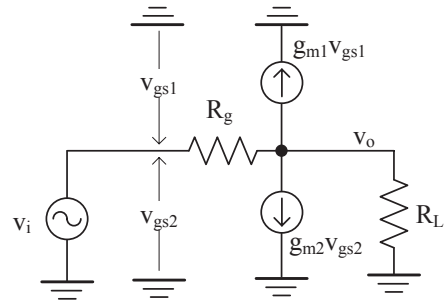


Fig. 98.3. Circuito equivalente de pequeña señal.

Nótese que $g_{m1}=g_{m2}=g_m$. Para obtener la expresión de la ganancia en tensión se aplica KCL al nudo v_o del circuito de la figura 98.3 resultando que

$$\frac{v_i - v_o}{R_g} = g_m v_{gs2} + g_m v_{gs1} + \frac{v_o}{R_L}$$

Dado que $v_{gs1}=v_{gs2}=v_i$, resolviendo se obtiene

$$A_V = \frac{v_o}{v_i} = \left(1 - 2g_m R_g \right) \frac{R_L}{R_g + R_L} \cong -189$$

— ◦ ○ ◦ —

PROBLEMA 99

Para el regulador de tensión de la figura 99.1, se pide:

- Determinar el valor de V_o .
- Si la carga es una resistencia $R_L=10\Omega$, calcular la tensión y corriente de salida del OA.
- Se ha observado que si se añade a V_i una señal sinusoidal de $0.5V\text{sen}\omega t$ aparece a la salida una señal de valor $100mV\text{sen}\omega t$. Determinar el parámetro de regulación de línea.

Datos: $h_{FE}=70$, $V_{BE}=0.7\text{ V}$, $R_1=R_2=R_4=10k\Omega$, $R_3=3k3\Omega$, $V_i=10V$.

Nota: Hacer la aproximación $h_{FE}\gg 1$.

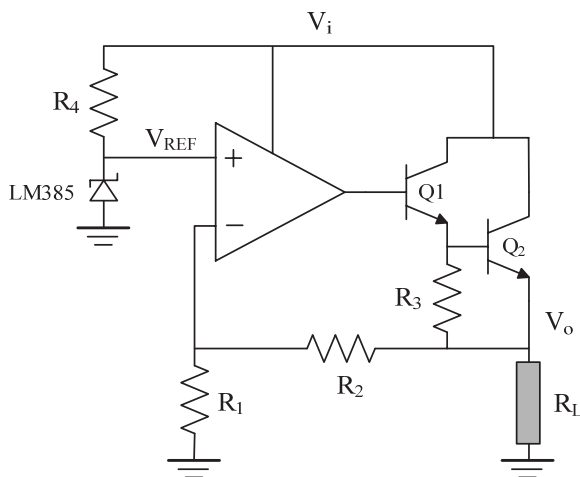


Fig. 99.1

- Ⓐ Para determinar el valor de V_o se aplica la condición de OA ideal

$$V_p = V_{REF} = V_n = \left(\frac{R_1}{R_1 + R_2} \right) V_o \Rightarrow V_o = \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) V_{REF}$$

El referencia de tensión LM385 fija la $V_{REF}=2.5V$ (véase la sección 11.2.1 del libro de *Electrónica Básica para Ingenieros*). Luego, reemplazando valores en esta ecuación y operando

$$V_o = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) V_{REF} = \left(1 + \frac{10k\Omega}{10k\Omega}\right) 2.5V = 5V$$

————— ◦ ○

ⓑ Para determinar la corriente de salida del OA, se van a calcular las corrientes de las mallas desde el nudo de salida V_o hacia la corriente de base de Q_1 (I_{B1}), que es igual a la corriente de salida OA pedida. Aplicando KCL a V_o se tiene

$$I_{E2} = \frac{V_o}{R_L} + \frac{V_o}{R_1 + R_2} - \frac{V_{BE2}}{R_3} = \frac{2.5V}{10\Omega} + \frac{2.5V}{10k\Omega + 10k\Omega} - \frac{0.7V}{3k3\Omega} \cong \frac{2.5V}{10\Omega} = 0.5A$$

En la base de Q_1 resulta que

$$I_{E1} = I_{B2} + \frac{V_{BE2}}{R_3} \Rightarrow I_{B1} \cong \frac{1}{h_{FE}} \left[\frac{I_{E2}}{h_{FE}} + \frac{V_{BE2}}{R_3} \right] = \frac{1}{70} \left[\frac{0.5A}{70} + \frac{0.7V}{3k3\Omega} \right] = 0.1mA$$

————— ◦ ○

ⓒ La regulación de línea (*Reg_{line}*) o *line regulation* es una medida de la capacidad que tiene el circuito para mantener la tensión de salida bajo condiciones de variación de la entrada, y se define como

$$Reg_{line} = \frac{\Delta V_o}{\Delta V_i} \quad (mV / V) = \frac{100mV}{0.5V} = 200mV / V$$

que en términos porcentuales se expresa como

$$Reg_{line} = \frac{\frac{\Delta V_o}{V_o}}{\frac{\Delta V_i}{V_i}} \quad (\% / V) = \frac{\frac{100mV}{5V}}{\frac{0.5V}{5V}} = 4\%$$

————— ◦ ○ ◦ —————

PROBLEMA 100

En la hoja de características adjunta, se proporciona un resumen de los principales parámetros del regulador de tensión positivo PJ 1086. En la tabla “Absolute Maximum Rating” se presenta las principales características termo-ambientales del dispositivo y en la tabla “Electrical Characteristics” sus principales características eléctricas. Obsérvese cómo en esta última tabla hay una columna “Test Conditions” que indica las condiciones de test utilizadas para realizar las medidas experimentales indicadas en la columna “Test Limits” contigua. Utilizar para esta columna únicamente los valores típicos (Typ). Se pide:

- Determinar, a partir de los datos que proporcionados por el fabricante, la potencia máxima que puede disipar el dispositivo en ausencia de aleta refrigeradora o radiador.
- El valor típico del parámetro “Current Limit” (I_{CL}) mostrado en la tabla “Electrical Characteristics” y obtenido para una diferencia de tensión entre sus terminales de $V_{IN}-V_{OUT}=5V$, es de 2.5 A. Calcular el valor de la resistencia térmica que debe tener la aleta refrigeradora utilizada por el fabricante para realizar esta medida experimental. Dato: θ_{cr} (o resistencia cápsula-radiador) vale $1^{\circ}C/W$.
- Se desea realizar una fuente de alimentación basada en este dispositivo tal como se muestra en la figura 100.1. La tensión de salida debe ser de 3.45V. Determinar el valor máximo de las resistencias R_1 y R_2 para que el circuito funcione correctamente. Indicar claramente los parámetros que limitan el valor de estas resistencias.
- Para el circuito de esta figura, obtener el valor mínimo de V_i .

Datos: Temperatura ambiente de $25^{\circ}C$. Despreciar la corriente I_{ADJ} .

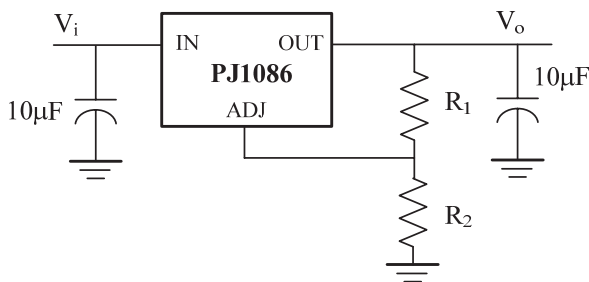


Fig. 100.1

ABSOLUTE MAXIMUM RATING			
Parameter	Symbol	Maximum	Units
Thermal Resistance Junction to Case	θ_{JC}	2.5	$^{\circ}\text{C}/\text{W}$
Thermal Resistance Junction to Ambient	θ_{JA}	50	
Operating Junction Temperature Range	T_J	0 to +125	$^{\circ}\text{C}$
Operating Ambient Temperature Range	T_A	-20 to +85	
Storage Temperature Range	T_{STG}	-25 to 150	
Lead Temperature(Soldering) 10 Sec.	T_{LEAD}	260	

ELECTRICAL CHARACTERISTICS								
Parameter	Symbol	Test Conditions			Test Limits			Units
		$V_{IN}-V_{OUT}$	I_O	$T_J^{(4)}$	Min	Typ	Max	
Output Voltage ⁽¹⁾ Fixed Voltage	V_O	5V	10mA	25	0.99[Vol]	V_O	1.01[Vol]	V
				Over Temp.	0.98[Vol]		1.02[Vol]	
Reference Voltage ⁽¹⁾ Adj Voltage	V_{REF}	5V	10mA	25	1.238	1.250	1.262	
				Over Temp.	1.225		1.275	
Line Regulation ⁽¹⁾ ($V_{in}-V_{out}=3V$)	$REG_{(LINE)}$		10mA	25		0.015	0.2	%
				Over Temp.		0.035		
Load Regulation ⁽¹⁾ ($V_{in}-V_{out}=3V$)	$REG_{(LOAD)}$			25		0.05	0.3	
				Over Temp.		0.2	0.4	
Dropout Voltage $\Delta V_{REF}=1\%$	V_D			25		1		V
						1.1	1.3	
Temperature Coefficient	T_c					0.005		$\%/^{\circ}\text{C}$
Adjust Pin Current	I_{ADJ}			25		55		μA
							120	
Adjust Pin Current Change	ΔI_{ADJ}					0.2	5	
Temperature Stability	T_s	5V	500mA	Over Temp.		0.5		%
Minimum Load Current Adjust Model	I_O	5V				5	10	mA

Data-sheet of PJ 1086 low drop-off positive voltage regulator



Ⓐ La relación entre la potencia eléctrica absorbida por un dispositivo y la diferencia térmica entre la unión y el ambiente viene dada por la ecuación de degradación térmica

$$P(\text{máx})\theta_{ja} = T_J(\text{máx}) - T_a$$

(1)

Los datos correspondientes para el PJ1086 extraídos a partir de sus características eléctricas son $\theta_{ja}=50^\circ\text{C/W}$, $T_J(\text{máx})=125^\circ\text{C}$, $T_a=25^\circ\text{C}$. Sustituyendo estos datos en la ecuación (1) se obtiene

$$P_{\text{máx}} = \frac{T_J(\text{máx}) - T_a}{\theta_{ja}} = \frac{125^\circ\text{C} - 25^\circ\text{C}}{50^\circ\text{C/W}} = 2\text{W}$$

————— ◦ ○

② En el caso de utilizar una aleta refrigeradora, la ecuación (1) se transforma en

$$P_{\text{máx}} (\theta_{jc} + \theta_{cr} + \theta_{ra}) = T_J(\text{máx}) - T_a \quad (2)$$

Al ser el regulador tri-terminal y suponiendo despreciable la I_{ADJ} , entonces la potencia de disipación del dispositivo es

$$P_{\text{máx}} = I_{CL} V_{IN} - I_{CL} V_{OUT} = I_{CL} (V_{IN} - V_{OUT}) = 2.5\text{A} \cdot 5\text{V} = 12.5\text{W} \quad (3)$$

Reemplazando este valor en la ecuación (2) y despejando θ_{ra} se obtiene el valor de la resistencia térmica de la aleta refrigeradora pedida:

$$\theta_{ra} = \frac{T_J(\text{máx}) - T_a}{P_{\text{máx}}} - \theta_{cr} - \theta_{jc} = \frac{125^\circ\text{C} - 25^\circ\text{C}}{12.5\text{W}} - 1^\circ\text{C/W} - 2.5^\circ\text{C/W} = 4.5^\circ\text{C/W}$$

————— ◦ ○

③ Los valores de R_1 y R_2 están fijados por dos parámetros: $V_{REF}=1.25\text{V}$ e $I_o(\text{mín})=5\text{mA}$. Analizando el circuito de la figura 100.1 se establece el siguiente sistema de dos ecuaciones:

$$\begin{cases} V_o = V_{REF} (1 + R_2 / R_1) \\ \frac{V_o}{R_1 + R_2} = I_o(\text{mín}) \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} 3.45\text{V} = 1.25\text{V} (1 + R_2 / R_1) \\ \frac{3.45\text{V}}{R_1 + R_2} = 5\text{mA} \end{cases}$$

Resolviendo se obtienen los valores máximos de $R_1=250\Omega$ y $R_2=440\Omega$.

————— ◦ ○

④ La tensión mínima de entrada está fijada por la caída de tensión de *dropout* que en este caso vale 1.1V. De forma que

$$V_i(\text{mín}) = V_{\text{dropout}} + V_o = 1.1\text{V} + 3.45\text{V} = 4.55\text{V}$$

————— ◦ ○ ————

PROBLEMA 101

El regulador de tensión LM317 del circuito de la figura 101.1 tiene un transistor de potencia adicional para incrementar la intensidad de carga I_L . Obtener la expresión de I_L en función de la intensidad de salida I_o de este regulador. Si el LM317 es capaz de proporcionar una intensidad de salida máxima de $I_o(\text{máx}) = 0.5A$, determinar el valor de la $I_L(\text{máx})$.

Datos: $h_{FE}=30$, $V_{EB}=0.7V$, $R_1=7\Omega$, $1W$, $R_2=100\Omega$, $R_3=300\Omega$, $R_L=10\Omega$, $C_1=1\mu F$, $C_2=10\mu F$, $C_3=10\mu F$.

Nota: Despreciar la I_{ADJ} frente al resto de las intensidades.

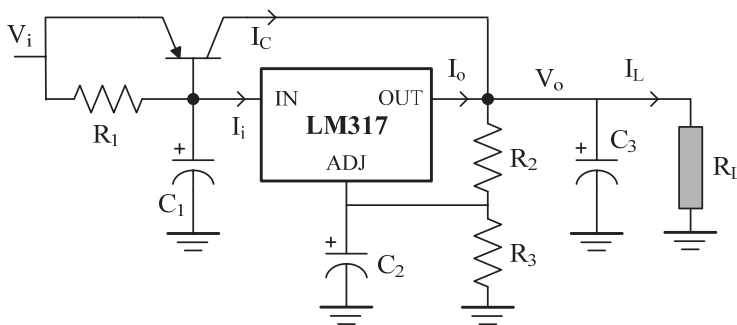


Fig. 101.1

El regulador de tensión fija la tensión de salida al siguiente valor

$$V_o = \left(1 + \frac{R_3}{R_2}\right) V_{REF} + I_{ADJ} R_2 \quad (1)$$

A partir de las hojas de características del LM317 se obtiene el valor de V_{REF} , especificado por el fabricante etiquetado como *Reference Voltaje* y su valor es 1.25V, y la corriente de salida por el terminal ADJ, etiquetado por el fabricante como *Adjustment Pin Current* cuyo valor es $I_{ADJ}=50\mu A$. Una buena aproximación es despreciar la I_{ADJ} frente al resto de corrientes del circuito. Reemplazando los valores numéricos en la ecuación (1) resulta

$$V_o \cong \left(1 + \frac{R_3}{R_2}\right) V_{REF} = \left(1 + \frac{300\Omega}{100\Omega}\right) 1.25V = 5V$$

Si se analiza las corrientes de entrada/salida del LM317 se obtiene la siguiente relación

$$I_o = I_i + I_{ADJ} \cong I_i$$

Por otra parte, a la entrada del LM317 se tiene

$$I_i = \frac{V_{EB}}{R_1} + I_B \Rightarrow I_C = h_{FE} I_B = h_{FE} \left(I_i - \frac{V_{EB}}{R_1} \right) \quad (2)$$

En la salida del regulador se obtiene

$$I_L = I_C + I_o - \frac{V_{REF}}{R_2} \quad (3)$$

Reemplazando I_C de la ecuación (2) en la (3) resulta

$$I_L = h_{FE} \left(I_i - \frac{V_{EB}}{R_1} \right) + I_o - \frac{V_{REF}}{R_2} = (1 + h_{FE}) I_o - \frac{V_{EB}}{R_1} h_{FE} - \frac{V_{REF}}{R_2}$$

Esta expresión demuestra que el transistor incrementa alrededor de h_{FE} la corriente de salida I_o del regulador de tensión. Si la corriente máxima del regulador de tensión es $I_o(\text{máx})=0.5\text{A}$, entonces la corriente que circula por el elemento de carga $I_L(\text{máx})$ vale

$$I_L(\text{máx}) = (1 + 30)0.5\text{A} - \frac{0.7\text{V}}{7\Omega}30 - \frac{1.25\text{V}}{100\Omega} \cong 12.5\text{A}$$

————— ◦ ○ ◦ —————

PROBLEMA 102

En la figura 102.1 se muestra el esquema de una fuente de alimentación variable cuya tensión V_o depende del estado del potenciómetro R_3 . En la realización de este circuito se utiliza el regulador de tensión lineal LM117 y un OA considerado como ideal. Para este circuito, se pide:

- Obtener la expresión de V_o en función del estado del potenciómetro representado por β ($0 \leq \beta \leq 1$).
- Obtener el valor máximo y mínimo de V_o especificando para que valor de β se produce.
- Se desea incrementar la corriente máxima que puede suministrar este circuito a una carga. Proponer una ampliación de este circuito que permita esta posibilidad.

Datos: $V_i = 35V$, $R_1 = 330\Omega$, $R_2 = 1k\Omega$, $R_3 = 4k\Omega$, $R_L = 100\Omega$

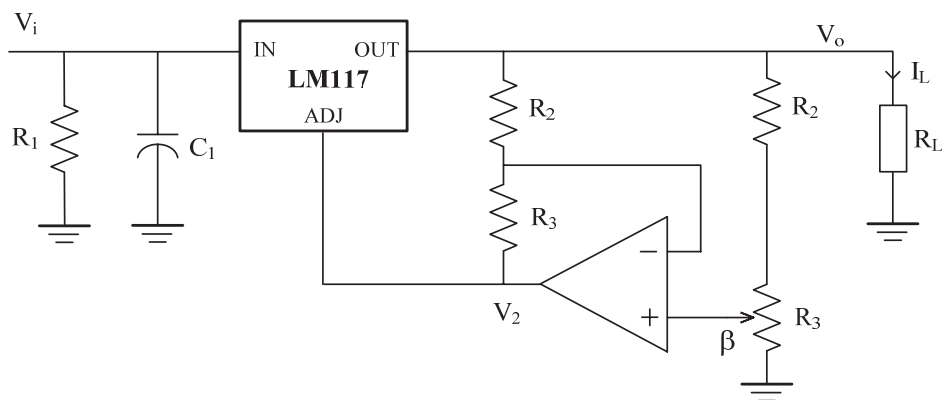


Fig. 102.1

Ⓐ Analizando este circuito, se obtiene fácilmente la ecuación que relaciona la tensión de referencia V_{REF} del LM117 con las tensiones de sus nudos resultando que

$$V_{REF} = V_o - V_2 \Rightarrow V_2 = V_o - V_{REF} \quad (1)$$

Por otra parte, aplicando las características del amplificador operacional ideal se obtiene la siguiente ecuación

$$V_n = \frac{R_3}{R_3 + R_2} V_{REF} + V_2 = V_p = \frac{\beta R_3}{R_3 + R_2} V_o$$

Despejando V_2

$$V_2 = \frac{R_3}{R_3 + R_2} (\beta V_o - V_{REF}) \quad (2)$$

Reemplazando V_2 de la ecuación (1) en (2), resulta

$$V_o = V_{REF} \frac{R_2}{R_2 + (1 - \beta) R_3}$$

— ◦ ◦

- ⓑ El valor máximo se obtiene cuando $\beta=1$ y el mínimo cuando $\beta=0$.

$$V_o(\max)|_{\beta=1} = V_{REF} = 1.25V$$

$$V_o(\min)|_{\beta=0} = V_{REF} \frac{R_2}{R_2 + R_3} = 1.25V \frac{1k\Omega}{1k\Omega + 4k\Omega} = 0.25V$$

— ◦ ◦

- ⓒ Una posible modificación de este circuito que incrementa la corriente de salida (ver Prob. 101, pág. 290) se indica mediante un recuadro en la figura 102.2. Consiste en añadir un transistor de potencia y la resistencia R_B de polarización. Con este circuito, la corriente de salida se incrementa en aproximadamente en el valor de $h_{FE}I_o(\text{máx})$, siendo $I_o(\text{máx})$ la corriente máxima que suministra el regulador de tensión.

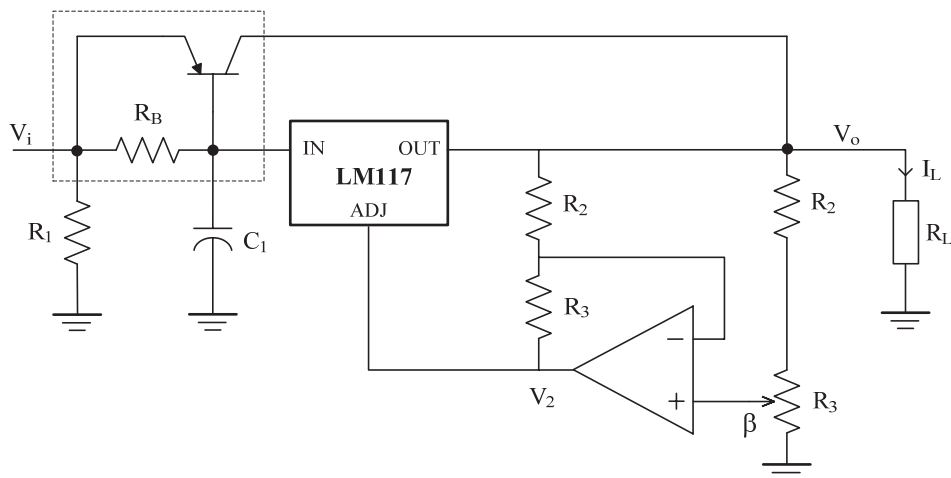


Fig. 102.2. Circuito mejorado para incrementar la corriente a la carga R_L .

— ◦ ◦ ◦ —

Ⓐ En este circuito, los diodos D_1 y D_2 protegen al LM317 frente a posibles transitorios en los condensadores. A su vez, D_3 protege al circuito sobre los posibles transitorios producidos por la conmutación de las bobinas del motor. En ambos casos, estos diodos no intervienen en el comportamiento del circuito.

Para este circuito, la tensión que controla el ventilador V_C viene dada como

$$V_C = V_{REF} + V_o$$

en donde V_{REF} es la tensión de referencia que para el LM317 vale 1.25V, y V_o la tensión de salida del OA. La V_o a su vez está fijada a través del termistor R_T que a la temperatura de $T=25^\circ\text{C}$ vale

$$R_T = T \cdot 500\Omega/^\circ\text{C} + 2\text{k}\Omega = 25^\circ\text{C} \cdot 500\Omega/^\circ\text{C} + 2\text{k}\Omega = 14.5\text{k}\Omega$$

Aplicando el modelo del OA ideal, se obtiene

$$\frac{R_T}{R_1 + R_T} V_{DD} = V_p = V_n = \frac{R_2}{R_2 + R_3} (V_o - V_{Z2}) \quad (1)$$

Reemplazando valores, resulta

$$\frac{14.5\text{k}\Omega}{14.5\text{k}\Omega + 100\text{k}\Omega} 20\text{V} = 2.53\text{V} = \frac{1}{2} (V_o - 2.5\text{V}) \Rightarrow V_o = 2 \cdot 2.53\text{V} + 2.5\text{V} = 7.56\text{V}$$

Por consiguiente, la tensión V_C vale

$$V_C = V_{REF} + V_o = 1.25\text{V} + 7.56\text{V} = 8.81\text{V}$$

que se traduce en una velocidad de giro de

$$\omega_c = V_C \cdot 20\text{rpm} / \text{V} = 8.81\text{V} \cdot 20\text{rpm} / \text{V} = 176.2\text{rpm}$$

— ◦ ○

Ⓑ Para calcular la temperatura mínima a la cual el ventilador comience a girar, es preciso realizar un análisis inverso del circuito. Partiendo del dato conocido de que $V_C(\text{mín}) = 5\text{V} \Rightarrow V_o(\text{mín}) = V_C - V_{REF} = 3.75\text{V}$. Luego a partir de la ecuación (1) se obtiene

$$V_n = \frac{R_2}{R_2 + R_3} (V_o(\text{mín}) - V_{Z2}) = \frac{5\text{k}\Omega}{5\text{k}\Omega + 5\text{k}\Omega} (3.75\text{V} - 2.5\text{V}) = 0.625\text{V}$$

La ecuación (1) también permite calcular la R_T como

$$\frac{R_T}{R_1 + R_T} V_{DD} = V_p = V_n \Rightarrow R_T = \frac{\frac{V_n}{V_{DD}} R_1}{1 - \frac{V_n}{V_{DD}}} = \frac{\frac{0.625V}{20V} 100k\Omega}{1 - \frac{0.625V}{20V}} = 3.2k\Omega$$

A partir de la ecuación característica del termistor, el valor de $R_T = 3.2k\Omega$ corresponde a una temperatura de

$$T = \frac{R_T - 2k\Omega}{500\Omega/^{\circ}C} = \frac{3.2k\Omega - 2k\Omega}{500\Omega/^{\circ}C} = 2.4^{\circ}C$$

————— ° ○

© La tensión máxima V_C está limitada por el diodo V_{Z1} , de forma que cuando entra en conducción fija la tensión máxima de salida del OA a $V_o = V_{Z1} = 12V$. Entonces el valor de V_C es

$$V_C(\text{máx}) = V_{Z1} + V_{REF} = 12V + 1.25V = 13.25V$$

que corresponde a una velocidad de rotación de

$$\omega_c = V_C(\text{máx}) \cdot 20\text{rpm} / V = 13.25V \cdot 20\text{rpm} / V = 265\text{rpm}$$

————— ° ○ ° —————

12 TIRISTORES

El término *tiristor* se aplica a una familia de dispositivos semiconductores que son ampliamente utilizados en circuitos electrónicos de conmutación. Aunque los BJTs y FETs son capaces de conmutar, estos dispositivos tienen limitaciones en su capacidad de soportar grandes corrientes. En los circuitos electrónicos industriales, las corrientes de carga suelen ser frecuentemente de varios cientos, o incluso de varios miles, de amperios. Los tiristores son un medio eficaz para conmutar con tales intensidades de corriente y tienen unas propiedades excelentes para disipar el calor. Los dos tipos más populares de tiristores utilizados en la industria son el rectificador controlado de silicio o SCR y el TRIAC. Este último funciona esencialmente de la misma forma que dos SCR conectados en oposición.

Otros tipos de tiristores muy utilizados como conmutadores controlados por tensión son: el conmutador bilateral de silicio o SBS, y el transistor uniunión programable o PUT, que a pesar de su nombre es un tiristor. Un dispositivo que se verá en los problemas de este capítulo es el transistor uniunión o UJT, que no pertenece a la familia de los tiristores ya que no tiene el tipo de estructura de 4 capas que les distingue, pero que es utilizado para el control de disparo.

El SBS se utiliza principalmente como dispositivo de disparo de SCR y TRIACs. El UJT y el PUT se utilizan en circuitos osciladores de relajación y circuitos de temporización, así como en circuitos de disparo de SCR y TRIACs; aunque el PUT produce una tensión de disparo más estable y es 10 veces más rápido en conmutación que el UJT, por lo que se le utiliza en aplicaciones de alta frecuencia.

Los problemas de este capítulo son una muestra de la utilización de dichos dispositivos en circuitos osciladores de relajación y de disparo de SCR y TRIACs.

LISTADO DE PROBLEMAS

- Problema 104, pág. 299: *Oscilador de relajación basado en una fuente de Widlar y el SBS: MBS4991.*
- Problema 105, pág. 303: *Oscilador de relajación basado en el PUT: 2N6027.*
- Problema 106, pág. 307: *Oscilador de relajación con frecuencia dependiente de la tensión, basado en el PUT: 2N6027 y una fuente de corriente ajustable.*

- Problema 107, pág. 310: *Circuito de control de potencia de una lámpara basado en SCR y en TRIAC.*
- Problema 108, pág. 314: *Oscilador de relajación basado en el UJT: 2N2646.*
- Problema 109, pág. 317: *Circuito de control de potencia basado en un TRIAC y el UJT: 2N2646.*
- Problema 110, pág. 321: *Circuito de control de potencia de un calefactor eléctrico basado en dos SCRs y en dos UJTs: 2N4870.*

———— ◦ ○ ◦ ————

PROBLEMA 104

El MBS4991 es un SBS que permiten construir osciladores de relajación como el mostrado en la figura 104.1. Se pide:

- Determinar la frecuencia de oscilación y representar gráficamente V_o .
- Calcular el rango de valores de R_1 que impida a este circuito oscilar.

Datos: $V_{CC}=20V$, $R_1=1151\Omega$, $R_2=1.93k\Omega$, $C=10nF$.

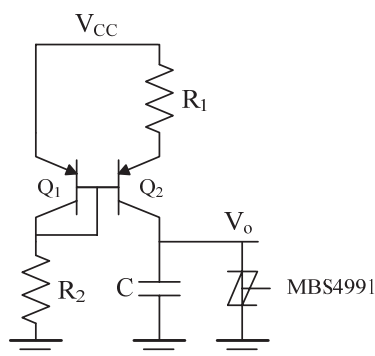


Fig. 104.1

Ⓐ Este circuito es una combinación de una fuente de corriente Widlar y un SBS. La fuente carga el condensador C siguiendo una forma de onda tipo rampa. Cuando la tensión del condensador alcanza la tensión de activación (V_S) del SBS se producirá una descarga brusca del condensador C a través de este dispositivo hasta alcanzar la corriente de mantenimiento (I_H). En este momento, el SBS se corta liberando al condensador para cargarse nuevamente a través de la fuente de corriente, proceso que se repetirá indefinidamente dando lugar a la generación de una señal a la salida tipo diente de sierra.

En primer lugar se calcula la corriente de salida de la fuente Widlar. La corriente de Q_1 vale

$$I_{C1} = \frac{V_{CC} - V_{EB1}}{R_2} = \frac{20V - 0.7V}{1.93k\Omega} = 10mA$$

La relación de corrientes entre ambos transistores en una fuente de corriente Widlar (véase Prob. 33, pág. 103) es

$$V_T \ln \left(\frac{I_{C1}}{I_{C2}} \right) = I_{C2} R_1$$

La solución a este ecuación no lineal es $I_{C2}=0.1\text{mA}$.

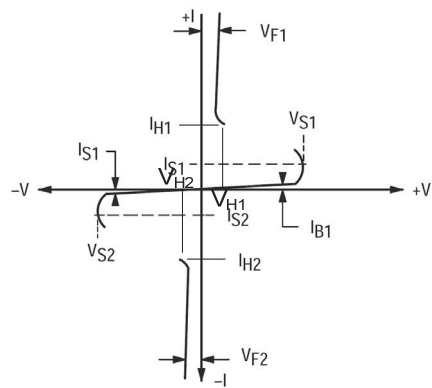


Fig. 104.2. Características del MBS4991.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (T _A = 25°C unless otherwise noted.)						
Characteristic		Symbol	Min	Typ	Max	Unit
Switching Voltage	MBS4991	V _S	6	8	10	V _{dc}
	MBS4992, MBS4993		7.5	8	9	
Switching Current	MBS4991	I _S	—	175	500	μA _{dc}
	MBS4992		—	90	120	
	MBS4993		—	175	250	
Switching Voltage Differential (See Figure 10)	MBS4991	V _{S1} –V _{S2}	—	0.3	0.5	V _{dc}
	MBS4992, MBS4993		—	0.1	0.2	
Gate Trigger Current (V _F = 5 V _{dc} , R _L = 1 k ohm)	MBS4992	I _{GF}	—	—	100	μA _{dc}
	MBS4993		—	—	500	
Holding Current	MBS4991	I _H	—	0.7	1.5	mA _{dc}
	MBS4992		—	0.2	0.5	
	MBS4993		—	0.3	0.75	

Fig. 104.3. Datasheet del MBS4991.

Las características eléctricas de un SBS se muestran en la figura 104.2. Para calcular el comportamiento de este circuito es necesario determinar los siguientes parámetros del MBS4991 a partir del *datasheet* del fabricante: V_S , I_H y V_H . V_S y I_H se obtienen directamente a partir de la tabla de sus características eléctricas mostradas en la figura 104.3, resultando que $V_S=8\text{V}$ e $I_H=0.7\text{mA}$. Para calcular la V_H hay que utilizar la gráfica mostrada en la figura 104.4 que relaciona la V_F con I_F y particularizarla para $V_F=V_H$ e $I_F=I_H$. Dado que el valor de $I_F=I_H=I_{C2}=0.1\text{mA}$ está

fuera del rango de escala, se extrapola la curva resultando un valor estimado de $V_H \approx 0.5\text{mA}$. Nótese que el MBS4991 es un dispositivo simétrico con idénticas características eléctricas en el primer y tercer cuadrante.

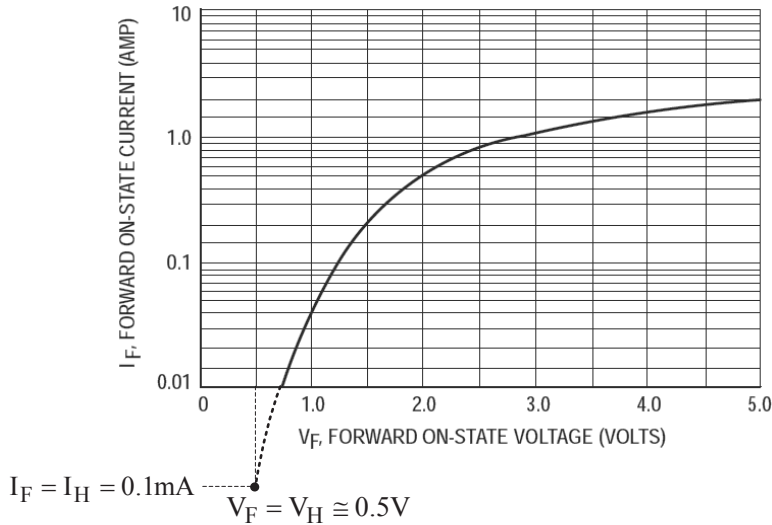


Fig. 104.4. Curva V_F - I_F del MBS4991.

La ecuación de carga del condensador a través de una fuente de corriente que especifica la evolución temporal de V_o es

$$V_o(t) = \frac{1}{C} \int I_{C2} dt + cte = \frac{I_{C2}}{C} t + Cte$$

La Cte de integración se define a partir de la carga inicial del condensador que en este caso vale

$$Cte = V_o(t=0) = V_H \approx 0.5V$$

El proceso de carga del condensador finaliza cuando V_o alcance la tensión V_S , momento en el que el SBS se dispara y descarga bruscamente el condensador. El tiempo de carga T vendrá definido por

$$V_o(t=T) = V_S = \frac{I_{C2}}{C} T + V_H \Rightarrow T = (V_S - V_H) \frac{C}{I_{C2}} = (8V - 0.5V) \frac{10nF}{0.1mA} = 0.75ms$$

Una vez disparado el SBS, al cumplirse que $I_{C2} < I_H$ ($0.1mA < 0.7mA$) hace que el SBS de manera natural pasa a corte liberando el condensador para cargarse nuevamente. En la figura 104.5 se presenta la representación gráfica de V_o .

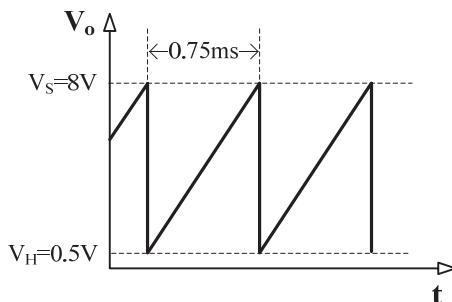


Fig. 104.5. Respuesta temporal del circuito.

— ◦ ○

⑥ Para que este circuito se comporte como un oscilador de relajación es preciso que el SBS pase de conducción a corte de manera natural, es decir, que la corriente I_{C2} no sea suficiente para alcanzar el valor de la corriente de mantenimiento I_H del dispositivo. Por consiguiente, el valor límite es $I_{C2} = I_H = 0.7mA$. Para tener este valor en la fuente de corriente Widlar, R_1 debe ser

$$R_1 = \frac{V_T}{I_{C2}} \ln \left(\frac{I_{C1}}{I_{C2}} \right) = \frac{25mV}{0.7mA} \ln \left(\frac{10mA}{0.7mA} \right) = 95\Omega$$

Luego

$R_1 < 95\Omega$, el circuito NO oscila

$R_1 \geq 95\Omega$, el circuito SI oscila

— ◦ ○ ◦ —

PROBLEMA 105

Calcular la frecuencia de oscilación del oscilador de relajación basado en el PUT 2N6027 de la figura 105.1.

Datos: $V_{CC}=20V$, $R_1=R_2=20k\Omega$, $R_3=20\Omega$, $R=400k\Omega$, $C=0.2\mu F$.

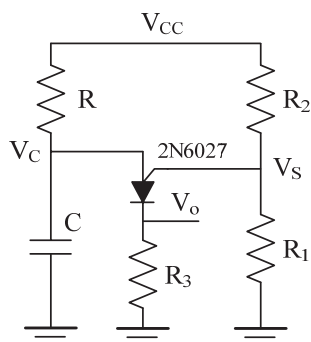


Fig. 105.1

El PUT es un dispositivo de disparo ánodo-puerta (*anode-gate*) puesto que su disparo se realiza cuando la puerta tenga una tensión más negativa que el ánodo, es decir, la conducción del PUT se realiza por control de las tensiones en sus terminales. En la figura 105.2 se presenta la caracterización eléctrica de un PUT en donde la tensión de disparo (V_P) y la tensión y corriente directa de conducción (V_F e I_F) definen principalmente el comportamiento de este dispositivo.

La tensión de disparo (V_P) se produce bajo la condición

$$V_P = V_S + V_T$$

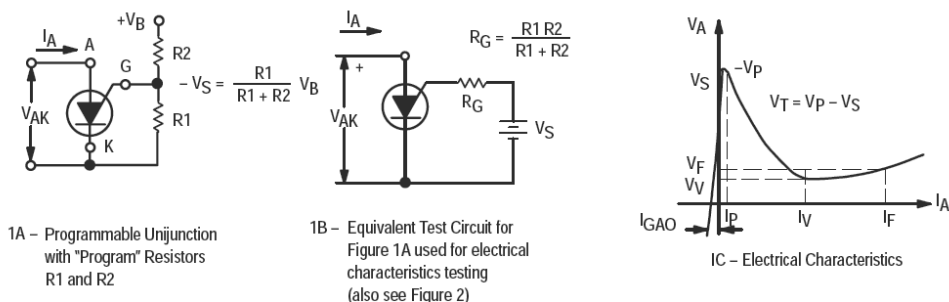


Fig. 105.2. Caracterización eléctrica de un PUT.

en donde V_T es la tensión *offset* y V_S se obtiene en el circuito aplicando el divisor de tensión como

$$V_S = \frac{R_1}{R_2 + R_1} V_{CC} = \frac{20\text{k}\Omega}{20\text{k}\Omega + 20\text{k}\Omega} 20\text{V} = 10\text{V}$$

La V_T se determina a partir de las características del 2N6027 indicadas en la figura 105.3. En la figura 105.1, $V_S=10\text{V}$ y $R_G=R_1||R_2=20\text{k}\Omega||20\text{k}\Omega=10\text{k}\Omega$. Para estos valores, el valor típico $V_T=0.35\text{V}$. Luego,

$$V_P = V_S + V_T = 10\text{V} + 0.35\text{V} = 10.35\text{V}$$

En este circuito, el proceso de carga del condensador C se realiza a través de R finalizando cuando la tensión V_C alcanza el valor de V_P , momento en que se dispara el PUT descargando abruptamente el condensador C hasta alcanzar la tensión V_F , cuyo valor típico es 0.8V para el 2N6027 tal como se observa en la figura 105.3. En este instante, la corriente que circula por el PUT vale

$$I = \frac{V_{CC} - V_F}{R + R_3} = \frac{20\text{V} - 0.8\text{V}}{400\text{k}\Omega + 20\Omega} = 48\mu\text{A}$$

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($T_C = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted.)

Characteristic	Fig. No.	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
*Peak Current ($V_S = 10\text{ Vdc}$, $R_G = 1\text{ M}\Omega$)	2,9,11	I_p	—	1.25	2.0	μA
2N6027			—	0.08	0.15	
($V_S = 10\text{ Vdc}$, $R_G = 10\text{ k ohms}$)			—	4.0	5.0	
2N6028			—	0.70	1.0	
*Offset Voltage ($V_S = 10\text{ Vdc}$, $R_G = 1\text{ M}\Omega$)	1	V_T	0.2	0.70	1.6	Volts
2N6027			0.2	0.50	0.6	
($V_S = 10\text{ Vdc}$, $R_G = 10\text{ k ohms}$) (Both Types)			0.2	0.35	0.6	
*Valley Current ($V_S = 10\text{ Vdc}$, $R_G = 1\text{ M}\Omega$)	1,4,5	I_v	—	18	50	μA
2N6027			—	18	25	
($V_S = 10\text{ Vdc}$, $R_G = 10\text{ k ohms}$)			70	150	—	
2N6028			25	150	—	
($V_S = 10\text{ Vdc}$, $R_G = 200\text{ ohms}$)			1.5	—	—	mA
2N6027			1.0	—	—	
*Gate to Anode Leakage Current ($V_S = 40\text{ Vdc}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$, Cathode Open) ($V_S = 40\text{ Vdc}$, $T_A = 75^\circ\text{C}$, Cathode Open)	—	I_{GAO}	—	1.0 3.0	10 —	nAdc
Gate to Cathode Leakage Current ($V_S = 40\text{ Vdc}$, Anode to Cathode Shorted)	—	I_{GKS}	—	5.0	50	nAdc
*Forward Voltage ($I_F = 50\text{ mA Peak}$)(1)	1,6	V_F	—	0.8	1.5	Volts

Fig. 105.3. Características eléctricas del 2N6027.

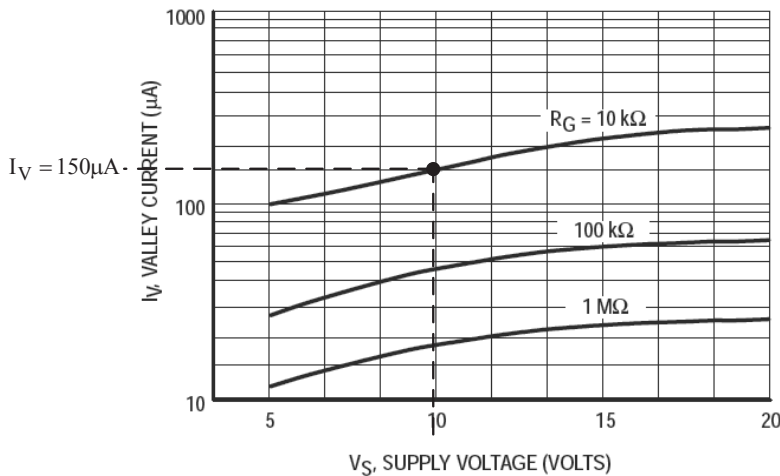


Fig. 105.4. Gráfica V_S - I_V del 2N6027.

La condición para mantener el PUT en conducción es asegurar que la corriente que circula por él sea mayor que I_V o corriente de valle o corriente mínima de mantenimiento, es decir, $I > I_V$. El valor de I_V se extrae a partir de la gráfica de la figura 105.4 proporcionada por el fabricante y su valor es $150\mu\text{A}$ ($V_S=10\text{V}$, $R_G=10\text{k}\Omega$). En este caso, como $I < I_V$ ($48\mu\text{A} < 150\mu\text{A}$) el PUT conmuta de manera natural a corte al no poder proporcionar I la corriente de mantenimiento. Como resultado, el condensador C se libera y se vuelve a cargar a través de R . Por consiguiente, la ecuación de carga del condensador es

$$V_C(t) = V_{CC} + (V_F - V_{CC}) \exp\left(-\frac{t}{RC}\right)$$

El tiempo de duración T de carga del condensador viene dado por

$$V_C(t=T) = V_P = V_{CC} + (V_F - V_{CC}) \exp\left(-\frac{T}{RC}\right)$$

Despejando T de esta ecuación se obtiene

$$T = RC \cdot \ln\left(\frac{V_{CC} - V_F}{V_{CC} - V_P}\right) = 400\text{k}\Omega \cdot 0.2\mu\text{F} \cdot \ln\left(\frac{20\text{V} - 0.8\text{V}}{20\text{V} - 10.35\text{V}}\right) = 55\text{ms}$$

En la figura 105.5 se muestran las formas de onda de V_o y de V_C . El valor de V_o se puede estimar a partir de la gráfica de la figura 105.6. En este caso, $C=0.2\mu\text{F}$ y $V_S=10\text{V}$, el valor aproximado de V_o es de 4.9V .

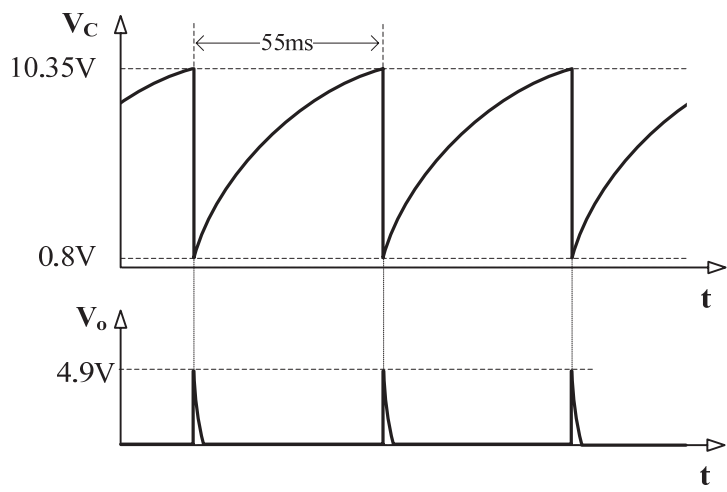


Fig. 105.5. Respuesta temporal del circuito.

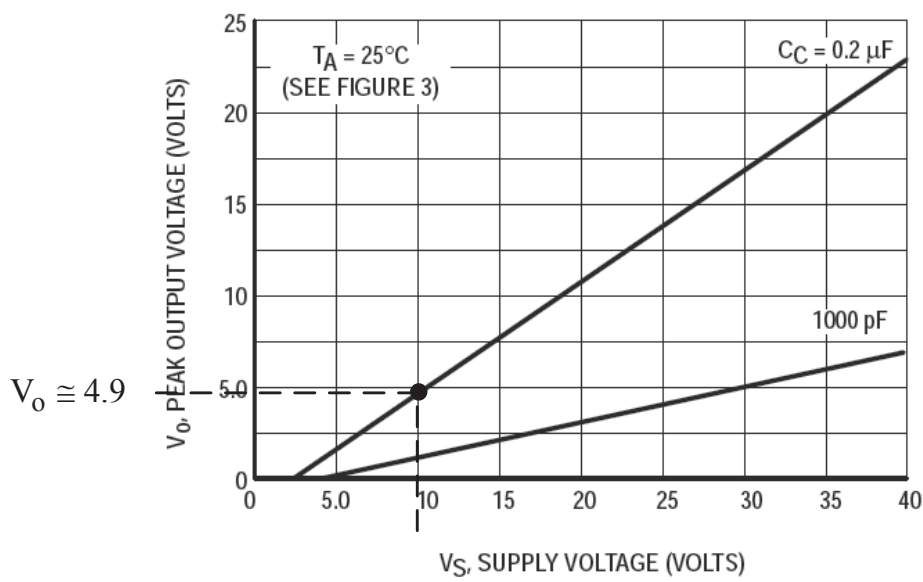


Fig. 105.6. Gráfica V_S - V_o del 2N6027.

— ○ ○ —

PROBLEMA 106

La figura 106.1 muestra un oscilador de relajación cuya frecuencia es dependiente de la tensión variable V_X . Representar gráficamente la frecuencia en función de V_X . ¿Cuál es la mayor frecuencia de oscilación? ¿Calcular el valor de V_X para que oscile el circuito a 50Hz?

Datos: $V_{CC}=20V$, $V_{EB}=0.7V$, $R_E=50k\Omega$, $R_1=20\Omega$, $R_2=20k\Omega$, $C=0.2\mu F$.

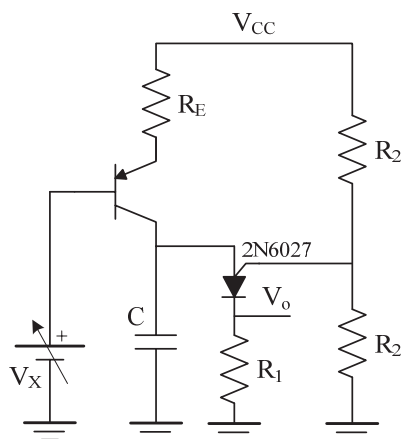


Fig. 106.1

Véase los problemas 42 (pág. 126) y 105 (pág 303).

La tensión de disparo (V_P) del PUT 2N6027 vale

$$V_P = V_S + V_T$$

en donde V_T es la tensión *offset* cuyo valor es 0.35V, y V_S se obtiene en el circuito aplicando el divisor de tensión como

$$V_S = \frac{R_2}{R_2 + R_2} V_{CC} = \frac{V_{CC}}{2} = \frac{20V}{2} = 10V$$

Luego, $V_P = 10V + 0.35V = 10.35V$. La tensión Valley (V_V) del 2N6027 vale aproximadamente 0.8V. La corriente I_C que carga el condensador C es constante y depende directamente del valor de V_X de forma que

$$I_C = \left(\frac{V_{CC} - V_{EB} - V_X}{R_E} \right)$$

La tensión de un condensador cargado con una fuente de corriente responde a una forma de onda lineal expresada como

$$V_C(t) = \frac{I_C}{C} t + V_V = \frac{V_{CC} - V_{EB} - V_X}{R_E C} t + V_V$$

en donde V_V es la tensión inicial de carga del condensador. El proceso de carga finalizará cuando $V_C(t) = V_P$, cuya duración T viene especificada por

$$V_C(t = T) = V_P = \frac{V_{CC} - V_{EB} - V_X}{R_E C} T + V_V$$

Luego, la frecuencia de oscilación de este oscilador de relajación vale

$$f = \frac{1}{T} = \frac{V_{CC} - V_{EB} - V_X}{V_P - V_V} \cdot \frac{1}{R_E C} = \frac{20V - 0.7V - V_X}{10.35V - 0.8V} \cdot \frac{1}{50k\Omega \cdot 0.2\mu F} \quad (1)$$

En la figura 106.2 se presenta la representación gráfica de la variación de f con V_X , que observando la ecuación (1), es una relación lineal. El circuito dejará de oscilar cuando la V_X haga que la tensión en el colector del transistor sea inferior a V_P , hecho que se producirá cuando el transistor entra en saturación y verifica

$$V_C = V_{CE}(\text{sat}) + V_{EB} + V_X$$

Si se desprecia la $V_{CE}(\text{sat})$, entonces el circuito dejará de oscilar cuando

$$V_X \leq V_P - V_{EB} = 10.35V - 0.7V = 9.65V$$

El circuito también dejara de oscilar cuando el transistor entra en corte, es decir, cuando V_X vale

$$V_X = V_{CC} - V_{EB} = 20V - 0.7V = 19.3V$$

En resumen, el rango de V_X que permite oscilar al circuito es

$$9.65V \leq V_X \leq 19.3V$$

La frecuencia mínima de oscilación se produce para $V_X=9.65\text{V}$ resultando $f=101\text{Hz}$. Para $V_X=19.3\text{V}$, f vale 0.

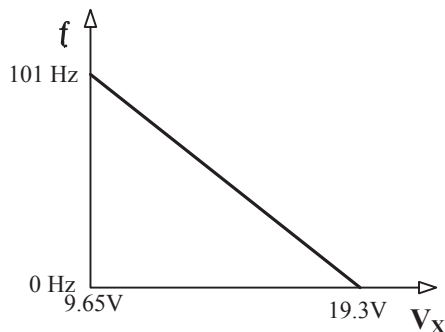


Fig. 106.2. Relación entre f y V_X .

El valor de V_X para que el circuito oscile a $f=50\text{Hz}$ se obtiene despejando su valor de la ecuación (1) resultando

$$\begin{aligned} V_X &= V_{CC} - V_{EB} - f R_E C (V_P - V_V) = \\ &= 20\text{V} - 0.7\text{V} - 50\text{Hz} \cdot 50\text{k}\Omega \cdot 0.2\mu\text{F} (10.35\text{V} - 0.8\text{V}) = 14.5\text{V} \end{aligned}$$

— ◦ ○ ◦ —

PROBLEMA 107

El control de potencia de una lámpara incandescente de 1000W se realiza a través de un SCR, tal como se indica en la figura 107.1. El circuito de disparo ha sido diseñado para generar una señal de disparo con un ángulo de disparo de 60° solo en los semiperiodos positivos. Para este circuito, se pide:

- Calcular la potencia eficaz entregada a la bombilla y el porcentaje de potencia que está recibiendo respecto al máximo.
- Repetir el apartado a) sustituyendo el SCR por un TRIAC en el supuesto de que el circuito de disparo opera tanto en los semiperiodos positivos como negativos.
- El esquema del circuito de disparo para el circuito de la figura 107.1 se muestra en la figura 107.2. Determinar R para que el ángulo de disparo sea de 60° . Representar gráficamente las distintas señales del circuito.

Datos: $V_Z=20V$, $R_1=R_2=20k\Omega$, $R_3=20\Omega$, $R_4=4k7\Omega$ (10W), $C=100nF$.

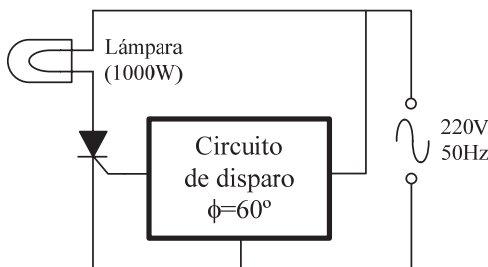


Fig. 107.1

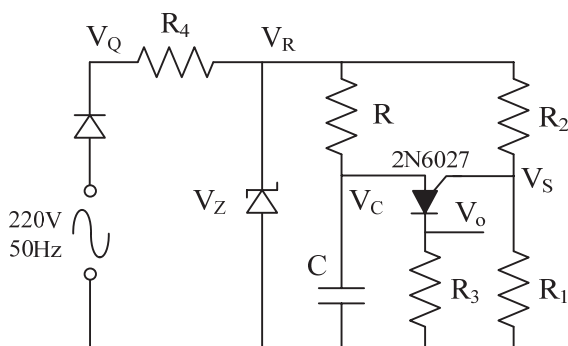


Fig. 107.2

Véase sección 12.5 del libro de *Electrónica Básica para Ingenieros*.

Ⓐ El circuito de la figura 107.1 entrega una potencia a la bombilla de 1000W. La impedancia equivalente de la bombilla es

$$P = \frac{V_{\text{rms}}^2}{Z_L} \Rightarrow Z_L = \frac{V_{\text{rms}}^2}{P} = \frac{(220\text{V})^2}{1000\text{W}} = 48.4\Omega$$

El valor de la tensión V_{rms} aplicada a la bombilla cuando el ángulo de disparo es de $\phi = 60^\circ = \pi/3$, y dado que el SCR solo conduce durante parte de un semiperiodo $[\pi/3, \pi - \pi/3]$, viene dada por

$$\begin{aligned} V_{\text{rms}} &= \sqrt{\frac{\hat{V}^2}{2\pi} \left[\frac{\alpha}{2} - \frac{\sin(2\alpha)}{4} \right]_{\frac{\pi}{3}}^{\pi}} = \\ &= \sqrt{\frac{(220\sqrt{2})^2}{2\pi} \left[\frac{\pi - \pi/3}{2} - \frac{\sin(2\pi) - \sin(2\pi/3)}{4} \right]} = 139.53\text{V} \end{aligned}$$

Luego, la potencia entregada a la bombilla con ese ángulo de conducción vale

$$P = \frac{V_{\text{rms}}^2}{Z_L} = \frac{(139.53\text{V})^2}{48.4\Omega} = 402.2\text{W}$$

Comparando esta potencia con respecto a su potencia máxima resulta

$$\frac{P(\phi = 60^\circ)}{P_{\text{max}}} = \frac{402.2\text{W}}{1000\text{W}} = 0.402 \Rightarrow 40.2\%$$

Ⓑ En el caso de reemplazar el SCR por un TRIAC que conduce en ambos semiperiodos, el valor de la tensión V_{rms} es ahora

$$V_{\text{rms}} = \sqrt{\frac{\hat{V}^2}{2\pi} \left[\frac{\alpha}{2} - \frac{\sin(2\alpha)}{4} \right]_{\frac{\pi}{3}}^{\pi} + \frac{V^2}{2\pi} \left[\frac{\alpha}{2} - \frac{\sin(2\alpha)}{4} \right]_{\pi+\frac{\pi}{3}}^{2\pi}} =$$

$$= \sqrt{2 \frac{\hat{V}^2}{2\pi} \left[\frac{\alpha}{2} - \frac{\sin(2\alpha)}{4} \right]_{\frac{\pi}{3}}^{\pi}} = 139.53V\sqrt{2} = 197.3V$$

La potencia entregada a la bombilla vale

$$P = \frac{V_{rms}^2}{Z_L} = \frac{(197.3V)^2}{48.4\Omega} = 804.4W$$

es decir, el doble de la potencia que la que entrega el SCR.

— ◦ ○

© El circuito de disparo de la figura 107.2 genera un pulso en el semiperiodo positivo de la tensión rectificadora de entrada (V_Q) con capacidad de activación del SCR (véase Prob. 105, pág 303). El diodo Zener limita la tensión del nudo V_R a 20V. Sin embargo, para que este diodo Zener entre en conducción es preciso que $V_Q=20V$, lo que implica un ángulo en la tensión de entrada de $\theta \approx 4^\circ$. Es decir, el diodo Zener sólo estará en conducción durante el intervalo $[4^\circ, 176^\circ]$. Una buena aproximación es considerar que el valor de 4° es pequeño, y por sencillez se va a despreciar su efecto.

La resistencia R carga el condensador C hasta alcanzar la tensión V_P del PUT cuyo valor (véase Prob. 105, pág. 303) es

$$V_P = V_S + V_T = \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_R + V_T = \frac{20k\Omega}{20k\Omega + 20k\Omega} 20V + 0.35V = 10.35V$$

La ecuación de carga del condensador es

$$V_C(t) = V_R - (V_V - V_R) \exp\left(-\frac{t}{RC}\right) \quad (1)$$

Para determinar el valor de R que genere el pulso de disparo con un disparo de $\phi = 60^\circ = \pi/3$, el tiempo de carga del condensador debe tener una duración T_0 definido por

$$T_0 = \frac{1}{50Hz} \frac{60^\circ}{360^\circ} = 3.33ms$$

Este tiempo T_0 se fija buscando la condición $V_C(t=T_0)=V_P$, de forma que

$$V_C(t = T_o) = V_P = V_R \left(1 - \exp\left(-\frac{T_o}{RC}\right) \right)$$

Despejando R resulta

$$R = \frac{T_o}{C \cdot \ln\left(\frac{V_R - V_V}{V_R - V_P}\right)} = \frac{3.33\text{ms}}{100\text{nF} \cdot \ln\left(\frac{20\text{V} - 0.8\text{V}}{20\text{V} - 10.35\text{V}}\right)} \cong 48.4\text{k}\Omega$$

Para mayor claridad del funcionamiento de este circuito de disparo, en la figura 107.3 se muestran las distintas formas de onda de los nudos de este circuito. Este circuito solamente genera un pulso en el semiperiodo positivo de la señal de entrada de forma que en el semiperiodo negativo las tensiones valen 0. En la práctica, el ángulo de conducción del Zener de 4° hace que los valores obtenidos difieran ligeramente respecto a los calculados anteriormente.

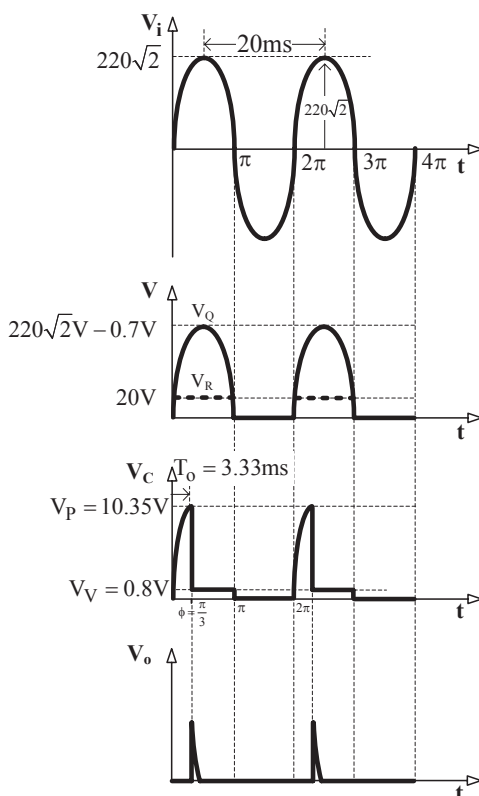


Fig. 107.3. Formas de onda del circuito.

— ○ —

PROBLEMA 108

Calcular la frecuencia de oscilación del circuito de la figura 108.1 basado en el UJT 2N2646.

Datos: $V_{BB}=10V$, $R_1=10k\Omega$, $R_{B1}=R_{B2}=100\Omega$, $C=1\mu F$.

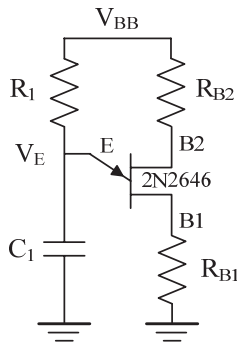


Fig. 108.1

Una de las aplicaciones más típicas de un UJT es el diseño de osciladores de relajación. Con ello se generan pulsos en las bases que pueden ser utilizados para disparar tiristores en el control de potencia. Las principales características eléctricas del 2N2646 se muestran en la figura 108.2.

CHARACTERISTICS						
$T_{amb} = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$ unless otherwise specified.						
SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	TYP.	MAX.	UNIT
R_{BB}	static inter-base resistance	$V_{B2B1} = 3\text{ V}$ $I_E = 0$	4.7	7	9.1	$k\Omega$
TC_{RBB}	inter-base resistance temperature coefficient	$V_{B2B1} = 3\text{ V}$ $I_E = 0$ $T_{amb} = -55\text{ to }125\text{ }^{\circ}\text{C}$	0.1	—	0.9	%/K
$-I_{EB2O}$	emitter cut-off current	$-V_{EB2} = 30\text{ V}$ $I_{B1} = 0$	—	—	12	V
V_{EB1sat}	emitter-base 1 saturation voltage	$V_{B2B1} = 10\text{ V}$ $I_E = 50\text{ mA}$	—	3.5	—	V
I_{B2mod}	inter-base current modulation	$V_{B2B1} = 10\text{ V}$ $I_E = 50\text{ mA}$	—	15	—	mA
η	input/output ratio (note 1)	$V_{B2B1} = 10\text{ V}$	0.56	—	0.75	
$I_{E(V)}$	emitter valley point current	$V_{B2B1} = 20\text{ V}$ $R_{B2} = 100\text{ }\Omega$	4	6	—	mA
$I_{E(P)}$	emitter peak point current	$V_{B2B1} = 25\text{ V}$	—	1	5	μA
V_{OB1M}	base 1 impulse/output voltage		3	5	—	V

Fig. 108.2. Características eléctricas del 2N2646.

La tensión pico (V_P) o tensión máxima de emisor antes de producir el disparo del UJT, se define como

$$V_P = \eta V_{B2B1} + V_F$$

En la figura 108.2, la relación intrínseca (η) se puede estimar como el promedio entre su valor máximo y mínimo al no proporcionar el fabricante su valor típico, de forma que

$$\eta_{\text{typ}} = \frac{\eta_{\text{min}} + \eta_{\text{max}}}{2} = \frac{0.56 + 0.75}{2} = 0.66$$

y V_F es la caída de tensión en directa de una unión pn cuyo valor típico es de 0.5V. Luego, el valor de V_P es

$$V_P = \eta V_{BB} + V_F = 0.66 \cdot 10V + 0.5V = 7.1V$$

La tensión valle (V_V) o tensión V_{EB1} del UJT en conducción, tiene un valor típico para el 2N2646 de 3.5V.

En el oscilador de relajación de la figura 108.1, la tensión V_E del condensador varía entre V_V y V_P . El condensador C_1 se carga a través de R_1 hasta alcanza la tensión V_P , momento en que se dispara el UJT descargando bruscamente el condensador C_1 hasta la tensión V_V . En este momento, se da la siguiente condición

$$I_E = \frac{V_{BB} - V_V}{R_1} = \frac{10V - 3.5V}{10k\Omega} = 0.65mA < I_E(V) = 6mA$$

Es decir, la corriente que circula por el emisor (0.65mA) es menor que la de mantenimiento del UJT cuyo valor típico es de 6mA, haciendo que el UJT se corte liberando al condensador para cargarse nuevamente. Este proceso se repetirá indefinidamente comportándose como un oscilador de relajación. La ecuación de carga del condensador es

$$V_E(t) = V_{BB} + (V_V - V_{BB}) \exp\left(-\frac{t}{R_1 C_1}\right)$$

El tiempo T_0 necesario para que la tensión $V_E(t=T_0)=V_P$ se define particularizando esta ecuación como

$$V_E(t = T_0) = V_P = V_{BB} + (V_V - V_{BB}) \exp\left(-\frac{T_0}{R_1 C_1}\right)$$

Despejando T_0 resulta

$$T_0 = R_1 C_1 \ln \left(\frac{V_{BB} - V_V}{V_{BB} - V_P} \right) = 10\text{k}\Omega \cdot 1\mu\text{F} \cdot \ln \left(\frac{10\text{V} - 3.5\text{V}}{10\text{V} - 7.1\text{V}} \right) \cong 8\text{ms}$$

En la figura 108.3 se representa la evolución temporal de V_E que varía entre $V_V=3.5\text{V}$ y $V_P=7.1\text{V}$ con una duración del proceso de carga del condensador de $T_0=8\text{ms}$.

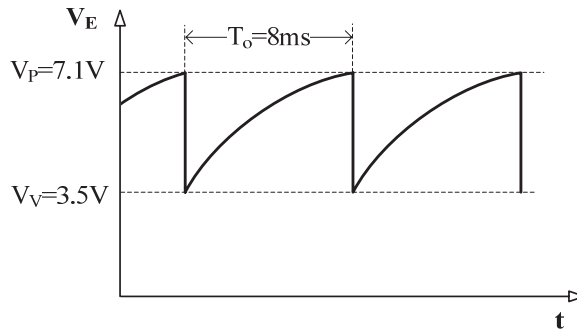


Fig. 108.3. Forma de onda de V_E .

— ○ ○ —

PROBLEMA 109

La figura 109.1 muestra la estructura de un regulador de luz de 1000W basado en el UJT 2N2646 y que utiliza el TRIAC MAC218A como elemento de control de potencia. Determinar:

- El ángulo de desfase.
- La potencia entregada a la carga para el caso de que $R_1=30.71k\Omega$

Datos: $V_d=0.7V$, $R_2=4.7k\Omega$ (10W), $C_1=0.1\mu F$.

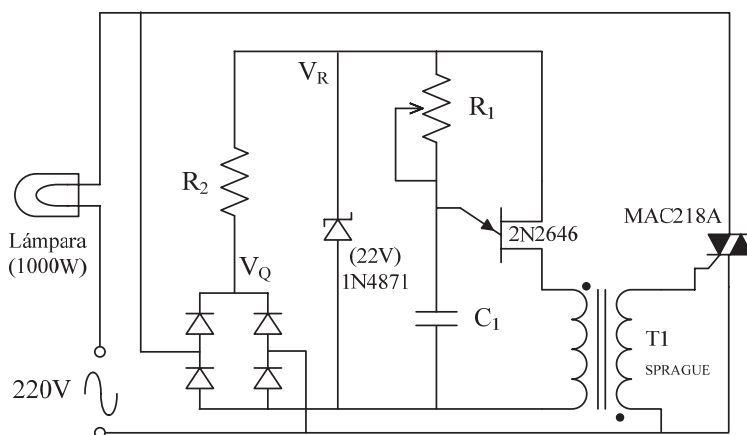


Fig. 109.1

① En este circuito, el control del disparo se realiza a través de UJT 2N2646 que acoplado a través de un transformador activa el TRIAC MAC218A como dispositivo de control de la lámpara. Este circuito de disparo está constituido por una fuente de polarización, basada en un puente de diodos para rectificar la señal de entrada y un diodo Zener para limitar la tensión de $V_Q=22V$, y el UJT para generar el pulso de disparo cuyo desfase está definido por la carga de C_1 a través del potenciómetro R_1 .

En primer lugar se determinan V_V y V_P del 2N2646 (véase Prob. 108, pág. 314). La tensión pico (V_P) se define como

$$V_P = \eta V_{B2B1} + V_F$$

En las características del 2N2646, la relación intrínseca (η) se puede estimar como

$$\eta_{\text{typ}} = \frac{\eta_{\text{min}} + \eta_{\text{max}}}{2} = \frac{0.56 + 0.75}{2} = 0.66$$

y V_F es la caída de tensión en directa de una unión pn cuyo valor típico es de 0.5V. En este circuito, la tensión V_{B2B1} está fijada por la tensión del diodo Zener de forma que $V_{B2B1} = V_Q = 22V$. Luego, el valor de V_P es

$$V_P = \eta V_Q + V_F = 0.66 \cdot 22V + 0.5V \cong 15V$$

La tensión valle (V_V) o tensión V_{EB1} del UJT, tiene un valor típico para el 2N2646 de 3.5V.

A continuación se va a calcular el ángulo de disparo del UJT. La ecuación de carga del condensador es

$$V_E(t) = V_Q + (V_V - V_Q) \exp\left(-\frac{t}{R_1 C_1}\right)$$

El tiempo T_o necesario para que la tensión $V_E(t=T_o) = V_P$ vale

$$V_E(t = T_o) = V_P = V_Q + (V_V - V_Q) \exp\left(-\frac{T_o}{R_1 C_1}\right)$$

Despejando T_o resulta

$$T_o = R_1 C_1 \ln\left(\frac{V_Q - V_V}{V_Q - V_P}\right) = 30.71k\Omega \cdot 0.1\mu F \cdot \ln\left(\frac{22V - 3.5V}{22V - 15V}\right) \cong 3ms$$

Este T_o corresponde al siguiente ángulo de disparo

$$\phi = 360^\circ T_o f = 360^\circ \cdot 3ms \cdot 50Hz = 54^\circ \text{ o } 0.3\pi$$

————— ° ○

⑥ Una vez definido el ángulo de desfase, a continuación se procederá a calcular la tensión eficaz entregada a la bombilla con un ángulo de disparo $\phi = 0.3\pi$. Al tratarse de un TRIAC éste dispositivo conduce en ambos semiperiodos (véase Prob. 107, pág. 310). Luego la V_{rms} viene dada por

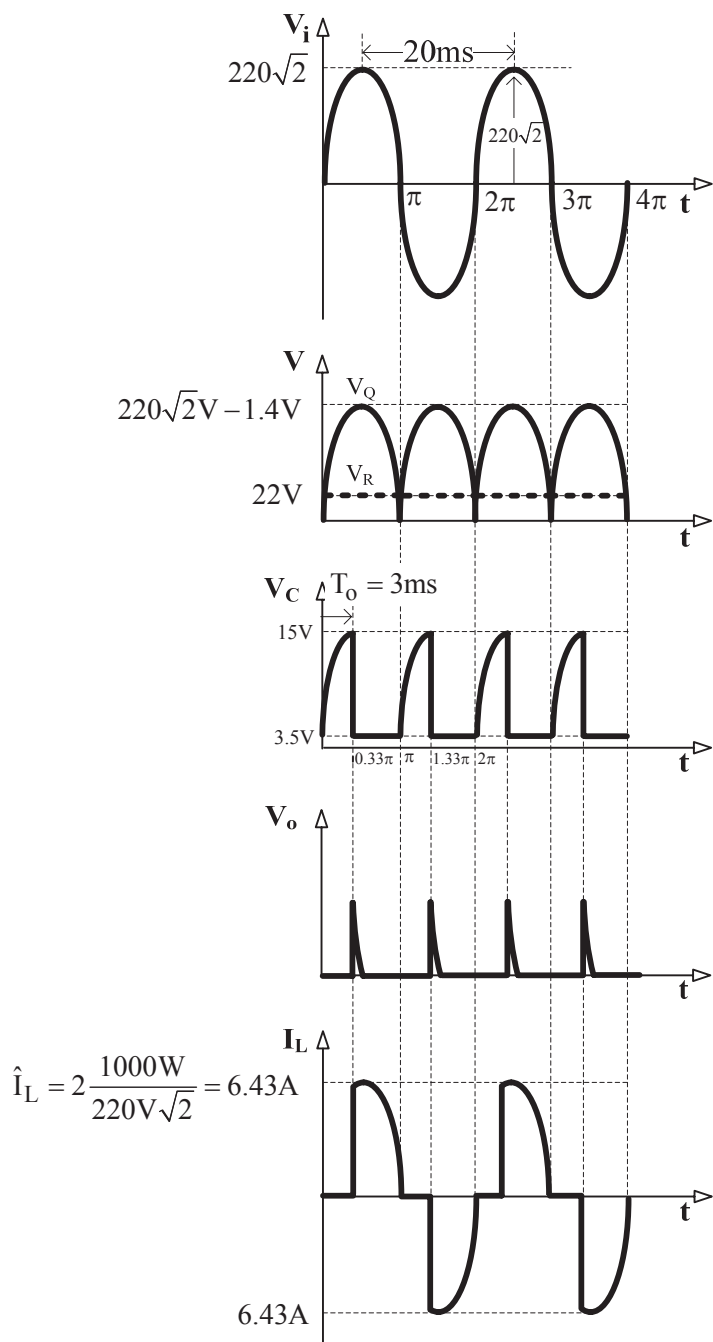


Fig. 109.2. Formas de onda del circuito.

$$V_{\text{rms}} = \sqrt{2 \frac{\hat{V}^2}{2\pi} \left[\frac{\alpha}{2} - \frac{\sin(2\alpha)}{4} \right]_{0.33\pi}^{\pi}} =$$

$$= \sqrt{2 \frac{(220\sqrt{2})^2}{2\pi} \left[\frac{\pi - 0.33\pi}{2} - \frac{\sin(2\pi) - \sin(2 \cdot 0.33\pi)}{4} \right]} \cong 203\text{V}$$

La potencia entregada a la bombilla vale

$$P = P(\text{max}) \frac{V_{\text{rms}}^2}{(220\text{V})^2} = 1000\text{W} \frac{(203\text{V})^2}{(220\text{V})^2} = 851\text{W}$$

Para mayor comprensión del problema, una representación temporal de las distintas señales del circuito se muestra en la figura 109.2.

————— ◦ ○ ◦ —————

PROBLEMA 110

El circuito de la figura 110.1 se utiliza como control de potencia de un calefactor eléctrico que se comporta desde el punto de vista eléctrico como un elemento resistivo de valor $R_L=20\Omega$. El transformador de entrada convierte la tensión de línea de $330V$ a dos tensiones, $120V$ y $70V$, y los tiristores SCR1 y SCR2 controlan la corriente que circula por la calefacción. El circuito de disparo está constituido por dos UJT 2N4870 y un transformador de acoplo que actúa sobre la puerta de los tiristores. Para este circuito, se pide:

- a) Representar en diferentes gráficas las señales V_{D1} , V_{S1} , V_{U1} , V_{D2} , V_{S2} , V_{U2} y V_o , tomando como referencia dos periodos de la señal de entrada.

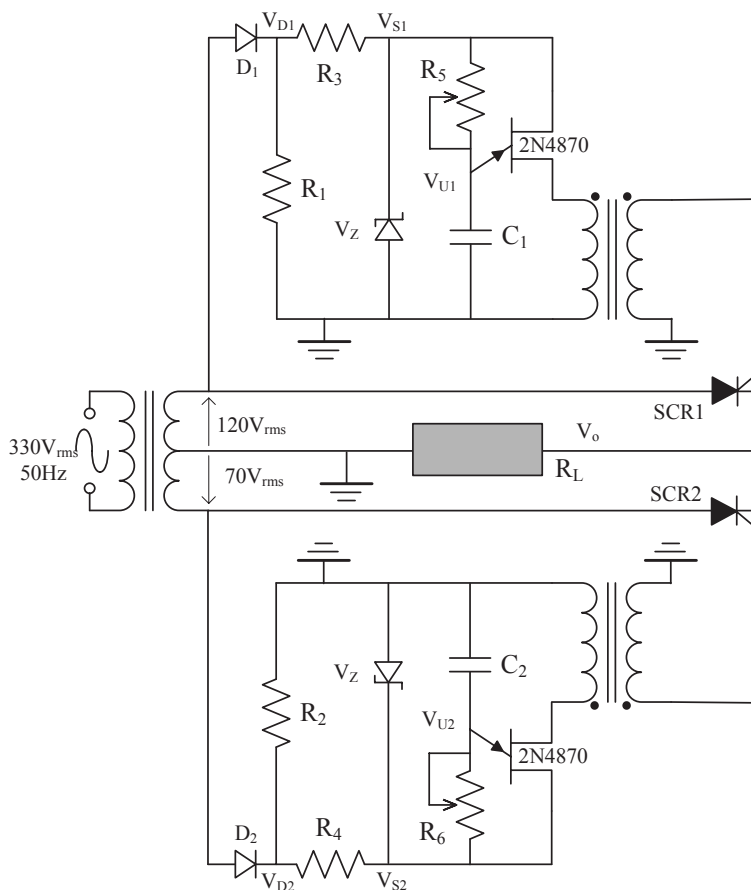


Fig. 110.1

- b) *Calcular la potencia entregada a la calefacción eléctrica.*
- c) *Si se cambian los valores de $R_5=50k\Omega$, $C_1=0.1\mu F$, $R_6=30k\Omega$, $C_2=0.1\mu F$, indicar como afecta este cambio al UJT y al circuito completo.*
- d) *Explicar la finalidad de las resistencias R_1 y R_2 .*

Datos: $V_Z=20V$, $R_1=R_2=1k\Omega$, $R_3=R_4=100\Omega$, $C_1=5\mu F$, $C_2=3\mu F$, $R_5=R_6=1k\Omega$, $R_L=20\Omega$

Nota: Considerar D_1 , D_2 , SCR1 y SCR2 como ideales.

————— ◦ ◦ —————

Véase problema 109, pág. 317.

————— ◦ ◦ —————

Ⓐ El control de potencia de la calefacción eléctrica se realiza a través de dos circuitos de disparo basados en UJTs: el superior controla el SCR1 durante los semiperiodos positivos de la señal de entrada y el inferior controla el SCR2 durante los semiperiodos negativos. Estos circuitos de disparo controlan el ángulo de conducción que está determinado por el tiempo de carga del condensador C_1 a través de R_5 y el C_2 a través de R_6 . El UJT se disparará y generará un pulso que activará el SCR a través del transformador cuando la tensión V_{U1}/V_{U2} alcance el valor de V_p . La ecuación general de carga del condensador C_1/C_2 es de la forma

$$V_C(t) = V_S \left(1 - \exp \left(-\frac{t}{\tau} \right) \right) \quad (1)$$

donde V_S es la tensión fijada por el diodo Zener cuyo valor es 20V y $\tau=R_5C_1$ o R_6C_2 , en función del condensador que se esté cargando. El proceso de carga durará un tiempo t_1 o t_2 , tiempo que tarda el condensador en alcanzar la tensión V_p , es decir, tensión de disparo del UJT.

Para calcular los tiempos de disparo, t_1 o t_2 , y por consiguiente, los ángulos de conducción se parte de los principales parámetros del UJT 2N4870 extraídos de las características eléctricas proporcionadas por el fabricante son

$$V_p = \eta V_{B1B2} + V_F = 0.66 \cdot 20V + 0.6V = 13.8V$$

$$I_p = 5\mu A$$

$$V_V \cong 1.7V$$

$$I_V = 5mA$$

Los tiempos t_1 y t_2 se calculan particularizando la ecuación (1) resultando

$$t_1 = R_5 C_1 \ln \left(\frac{V_{S1}}{V_{S1} - V_p} \right) = 1k\Omega \cdot 5\mu F \cdot \ln \left(\frac{20V}{20V - 13.8V} \right) = 5.86ms$$

$$t_2 = R_6 C_2 \ln \left(\frac{V_{S2}}{V_{S2} - V_p} \right) = 1k\Omega \cdot 3\mu F \cdot \ln \left(\frac{20V}{20V - 13.8V} \right) = 3.51ms$$

El periodo de la señal de entrada es $T=1/50Hz=20ms$. Estos tiempos se convierten a ángulos de desfase mediante una simple regla de tres

$$\phi_1 = \frac{2\pi}{20ms} 5.86ms = 0.586\pi$$

$$\phi_2 = \frac{2\pi}{20ms} 3.51ms = 0.351\pi$$

En el momento después del disparo de los UJT, la corriente de emisor I_E vale

$$I_{E1} = I_{E2} = \frac{V_S - V_V}{1k\Omega} = \frac{20V - 1.7V}{1k\Omega} = 18.3mA \quad (2)$$

y como $I_E > I_V = 5mA$, los UJT permanecen en conducción mientras se mantenga la tensión de alimentación de 20V.

————— ◦ ○

⑥ Los ángulos de conducción de los tiristores son: $[\phi_1, \pi]$ para el SCR1 y $[\pi + \phi_2, 2\pi]$ para el SCR2. La tensión (rms) en los terminales del calefactor para $\phi_1 = 0.445\pi$ y para $\phi_2 = 0.267\pi$ es

$$V_{rms} = \sqrt{\frac{(120\sqrt{2})^2}{2\pi} \left[\frac{\alpha}{2} - \frac{\sin 2\alpha}{4} \right]_{0.586\pi}^{\pi} + \frac{(70\sqrt{2})^2}{2\pi} \left[\frac{\alpha}{2} - \frac{\sin 2\alpha}{4} \right]_{\pi+0.351\pi}^{2\pi}} = 73.9V$$

Por consiguiente, la potencia entregada a la carga vale

$$P_{R_L} = \frac{(V_{rms})^2}{R_L} = \frac{(73.9V)^2}{20\Omega} = 273W$$

————— ◦ ○

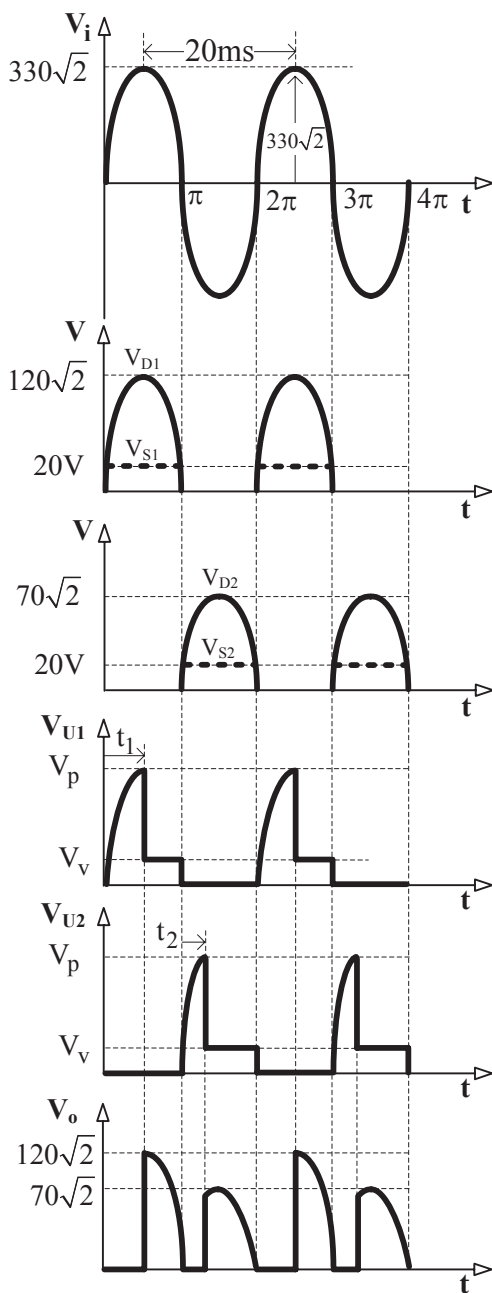


Fig. 110.2. Representación temporal de algunos nudos del circuito.

- © Al cambiar R_5 y R_6 se verifica aplicando (2) que

$$I_{E1} = \frac{V_S - V_V}{50k\Omega} = \frac{20V - 1.7V}{50k\Omega} = 0.366mA$$

$$I_{E2} = \frac{V_S - V_V}{30k\Omega} = \frac{20V - 1.7V}{30k\Omega} = 0.61mA$$

En ambos casos se cumple que $I_{E1}, I_{E2} < I_V$. Por consiguiente, una vez disparados los UJT y debido a que la corriente I_E es menor que la corriente de mantenimiento (I_V) se produce su paso a corte (bloqueo). Como consecuencia, el condensador se libera para cargarse nuevamente a partir de la tensión V_V . Sin embargo, al recalculer los tiempos t_1 y t_2 , éstos no cambian puesto que las constantes de tiempo, R_5C_1 y R_6C_2 , son iguales y una vez disparados los SCR éstos están activos hasta que el paso por cero de la señal de entrada les corte. Como resultado no cambia la potencia entregada al calefactor.

En las gráficas de la figura 110.2 se presentan las diferentes tensiones que definen el funcionamiento del circuito.

————— ◦ ○

- ④ La finalidad de R_1 y R_2 es descargar los condensadores C_1 y C_2 cuando sus respectivos diodos están cortados. Ello permite que estos condensadores empiecen a cargarse a partir de 0 V.

————— ◦ ○ ◦ —————



Marzo, 2020

Gustavo A. Ruiz Robredo (Burgos, 1962)
es Doctor en Ciencias (Físicas) y Profesor Titular del Departamento de Electrónica y Computadores de la Universidad de Cantabria. Ha participado en múltiples proyectos científicos y es coautor de numerosas publicaciones principalmente en el campo del diseño microelectrónico enfocado al procesamiento digital de señal. Desde 1992, lleva impartiendo docencia en diferentes asignaturas de Electrónica en los estudios de Ingeniería de Telecomunicación e Ingeniería Técnica de Telecomunicación.

Jesús García Fernández (Santander, 1950)
es Licenciado en Ciencias (Físicas), Profesor de Enseñanza Secundaria en la especialidad de Sistemas Electrónicos y Profesor Asociado del Departamento de Electrónica y Computadores de la Universidad de Cantabria. Es coautor de varios artículos en revistas en el campo del diseño e implementación de arquitecturas para algoritmos de la transformada rápida de Fourier con funcionamiento en tiempo real. Desde 1978, lleva impartiendo docencia en diferentes asignaturas de Electrónica de los estudios de Formación Profesional por distintos Institutos de Educación Secundaria y, simultáneamente, desde 1995, en las asignaturas de laboratorio de Electrónica Básica y Digital en los estudios de Ingeniería Técnica de Telecomunicación de la Universidad de Cantabria.

Electrónica básica para ingenieros: problemas resueltos ha sido concebido como un complemento al libro de teoría *Electrónica básica para ingenieros*. En esta obra se podrá encontrar un conjunto muy completo de problemas resueltos que han sido cuidadosamente preparados y desarrollados para complementar los aspectos teóricos abordados en el libro de teoría.

En el planteamiento de los problemas se han perseguido varios objetivos. En primer lugar, afianzar los conocimientos teóricos durante la resolución de los problemas. Con ello no sólo se asimila mejor el concepto, sino que también se percibe la utilidad de los análisis teóricos que ayudan a la comprensión de los resultados experimentales. Por otra parte, se adquieren las habilidades de análisis de circuitos electrónicos, lo cual se consigue con la práctica.

Ambos libros forman un complemento ideal para la formación del estudiante en el campo de la electrónica que le van a permitir acceder al estudio en nivel superior de los circuitos electrónicos. El caudal de conocimientos adquiridos permitirá a los estudiantes estar suficientemente preparados para actuar competentemente en la industria o iniciar cursos más avanzados.