



lianjosho

ELECTRÓNICA APLICADA 2

Resumen para el final



UNIVERSIDAD TECNOLÓGICA NACIONAL
FACULTAD REGIONAL CÓRDOBA

Año: 2012

Índice

Índice.....	3
Prólogo.....	11

Unidad 1: REALIMENTACIÓN NEGATIVA. RUIDO Y DISTORSIÓN NO LINEAL

1. INTRODUCCIÓN	13
2. PROPIEDADES DE LA REALIMENTACIÓN NEGATIVA	15
2.1 – Estabilidad. Función insensibilidad	15
2.2 – Reducción de la distorsión no lineal	16
2.3 – Reducción del ruido (Efectos de la realimentación negativa sobre señales espurias)	16
2.3 – 1: Relación señal ruido	16
2.3 – 2: Efectos de la realimentación negativa sobre las señales espurias.....	17
2.4 – Distorsión en frecuencia	19
3. CLASIFICACIÓN DE LOS AMPLIFICADORES	19
3.1 – Amplificador de tensión	19
3.2 – Amplificador de corriente	20
3.3 – Amplificador de transresistencia	20
3.4 – Amplificador de transconductancia	20
3.5 – Características ideales y reales de los amplificadores realimentados.....	21
4. TOPOLOGÍAS DE LOS AMPLIFICADORES REALIMENTADOS	21
4.1 – Amplificador de tensión con muestreo de tensión y mezcla en serie	23
4.2 – Amplificador de corriente con muestra de corriente y mezcla en paralelo	25
4.3 – Amplificador de transresistencia con muestra de V y mezcla paralelo	27
4.4 – Amplificador de transconductancia con muestra de I y mezcla serie.....	28
4.5 – Método de análisis en un amplificador realimentado	30
5. RUIDO.....	31
5.1 – Introducción	31
5.2 – Clasificación de los ruidos	31
5.2 – 3: Ruido generado por elementos activos	32
5.3 – Modelo equivalente de transistores con ruido.....	33
5.4 – Relación señal ruido (R_{SN}) y figura de ruido (N°R).....	33

6. DISTORSIÓN NO LINEAL	34
6.1 – Introducción	34
6.2 – Distorsión no lineal. Análisis de la distorsión.....	34
6.2 – 1: <i>Distorsión por la segunda armónica</i>	34
6.2 – 2: <i>Distorsión por todas las armónicas</i>	35
6.2 – 3: <i>Distorsión no lineal con más de una frecuencia a la entrada (armónica e intermodulación)</i>	36
Bibliografía del capítulo 1	36

Unidad 2: AMPLIFICADORES OPERACIONALES

1 – INTRODUCCIÓN Y ESTRUCTURA DE UN AO.....	37
1.1 – Características generales	37
1.2 – Estructura simplificada del AO	38
1.2 – 1: <i>Etapa de entrada</i>	39
1.2 – 2: <i>Etapa intermedia</i>	41
1.2 – 3: <i>Etapa de salida</i>	42
2 – PARÁMETROS IMPORTANTES DEL AO	43
2.1 – Introducción	43
2.2 - Ganancia de tensión y ancho de banda	45
2.3 – Impedancias	48
2.3 – 1: <i>Impedancia de entrada finita</i>	48
2.3 – 2: <i>Impedancia de salida distinta de cero</i>	49
2.4 – Señales de error (o desbalances)	49
2.4 – 1: <i>Corrientes de polarización y desvíos de entrada</i>	49
2.4 – 3: <i>Voltaje de desvío de entrada</i>	50
2.3 – 4: <i>Deriva</i>	50
2.5 – Selección de un AO (tecnologías de fabricación)	51
2.5 – 1: <i>AO de entrada BJT</i>	52
2.5 – 2: <i>AO de entrada super-beta</i>	52
2.5 – 3: <i>AO con cancelación de la corriente de desvío de entrada</i>	53
2.5 – 6: <i>AO BiFET</i>	53
2.5 – 7: <i>AO LinCMOS</i>	56
2.5 – Ganancia en modo común distinta de cero (RRMC)	56
2.5 – Tensión y corriente de ruido equivalente (equivalent input noise voltage).....	57
2.6 – Especificaciones máximas	59
2.6 – 1: <i>Voltaje de entrada</i>	59
2.6 – 2: <i>Tensión de salida (output swing)</i>	60
2.6 – 3: <i>Corriente de salida</i>	61
2.6 – 4: <i>Potencia disipada</i>	61
2.7 – Velocidad de subida (SR, slew-rate).....	61
2.8 – Respuesta en frecuencia para señales fuertes (función de transferencia no lineal)	62
3 – CONFIGURACIONES BÁSICAS DEL AO	64
3.1 – Configuraciones básicas	64
3.1 – 1: <i>Amplificador inversor y técnicas para atenuar el efecto de las señales de error</i>	64
3.1 – 2: <i>Amplificador sumador</i>	69
4.1 – 3: <i>Amplificador no inversor</i>	70
3.1 – 4: <i>Amplificador seguidor</i>	72
3.1 – 5: <i>Amplificador restador</i>	72
3.1 – 6: <i>Amplificador de instrumentación</i>	75
3.2 – Filtros (de primer orden).....	78
3.2 – 1: <i>Amplificador diferenciador o derivador</i>	80
3.2 – 2: <i>Amplificador integrador</i>	80
3.2 – 3: <i>Filtro pasa bajas con ganancia</i>	81

3.2 – 4: Filtro pasa alta con ganancia	82
3.2 – 5: Filtro pasa banda de banda ancha.....	83
3.2 – 6: Cambiador de fase	83
3.2 – 7: Convertidor de impedancias.....	84
3.3 – Amplificador de puente transductor.....	85
3.3 – 1: Puente (con medición de desbalance).....	86
3.3 – 2: Puentes medidores de tensión o extensímetros (strain gauge)	88
3.3 – 3: Puente (con medición de i de corto)	89
3.3 – 4: Medio puente (con medición de i de corto).....	90
3.3 – 5: Puente (con medición de V de desbalance).....	90
3.4 – Convertidores.....	91
3.4 – 1: Convertidores $I-V$	91
3.4 – 2: Convertidores $V-I$	93
3.5 – Otras aplicaciones	99
3.5 – 1: Rectificadores de precisión.....	99
3.5 – 2: Multiplicadores analógicos	101
Bibliografía del capítulo 2	104

Unidad 3: RESPUESTA EN FRECUENCIA

1 – INTRODUCCIÓN.....	105
1.1 – Consideraciones generales sobre frecuencia.....	106
1.2 – Modelos de análisis.....	107
1.2 – 1: Modelo híbrido o de parámetros h	107
1.2 – 2: Modelo incremental o Giacoletto.....	108
2 – ANÁLISIS A FRECUENCIAS BAJAS	109
2.1 – Considerando el condensador de acoplamiento de entrada C_S	109
2.2 – Considerando el condensador de desacople C_e	112
2.3 – Considerando el condensador de acoplamiento de salida C_C	115
2.4 – Considerando los condensadores C_C y C_S	116
2.5 – Considerando los 3 condensadores	117
3 – ANÁLISIS A FRECUENCIAS ALTAS	119
3.1 – Comportamiento en AF con la carga referida a masa.....	120
3.2 – Comportamiento en AF. Capacidad de Miller	121
3.3 – Ganancia de tensión e impedancias – Función de transferencia.....	123
3.3 – 1: Aproximación a un solo polo	124
3.3 – 2: Ganancia de lazo – Impedancias de entrada y de salida	126
4 – RESPUESTA TOTAL SIN REALIMENTACIÓN	128
4.1 – Amplificadores de una etapa en configuración EC	128
4.1 – 1: Respuesta total en frecuencia	128
4.2 – 2: Respuesta al escalón unitario.....	129
4.2 – 3: Medición de ω_H , tiempo de crecimiento y medición (aproximada) de ω_L	130
4.2 – Amplificador multi-etapa	131
4.2 – 1: Dos etapas en configuración EC en cascada	132
4.3 – Amplificador cascode	134
4.3 – 1: Ecuaciones en los nudos	135
4.3 – 2: Determinación de la frecuencia de corte ω_H	136
4.3 – 3: Respuesta al escalón unitario.....	137
5 – RESPUESTA CON REALIMENTACIÓN – POLOS EN UN AMPLIFICADOR	137
5.1 – Amplificadores con 1 polo.....	138
5.1 – 1: A frecuencias bajas.....	138

5.1 – 2: A frecuencias altas	139
5.1 – 3: Producto Ganancia–Ancho de banda.....	139
5.1 – 4: Respuesta al escalón unitario.....	140
5.2 – Amplificadores de 2 polos.....	140
5.2 – 1: Polos del amplificador realimentado	141
5.2 – 2: Respuesta en frecuencia.....	142
5.2 – 3: Lugar de raíces y respuesta al escalón unitario	144
5.2 – 4: Definiciones de las especificaciones de respuesta transitoria.....	148
5.3 – Amplificadores de 3 polos.....	149
5.3 – 1: Amplificador con tres polos iguales	150
6 – INESTABILIDAD Y REDES DE COMPENSACIÓN.....	153
6.1 – Estabilidad	153
6.2 – Márgenes de ganancia y de fase	153
6.3 – Compensación.....	154
6.3 – 1: Compensación por polo dominante (o retardo simple).....	155
6.3 – 2: Compensación por retardo (o polo-cero)	157
6.3 – 3: Compensación por adelanto (o cero-polo)	159
6.3 – 4: Compensación por atraso-adelanto	160
7 – COMPENSACIÓN EN CIRCUITOS CON AMPLIFICADORES OPERACIONALES.....	161
7.1 – Dada por el fabricante.....	162
7.2 – Por terminales (condensador externo).....	163
7.3 – Por efecto Miller	165
7.4 – Modificación de la impedancia de entrada a lazo abierto.....	166
7.5 – Modificación de la red β	166
7.6 – Otras técnicas de compensación y otras fuentes de inestabilidad.....	167
Bibliografía del capítulo 3	169
Unidad 4: AMPLIFICADORES DE POTENCIA Y FUENTES DE ALIMENTACIÓN REGULADAS	
1 – AMPLIFICADORES DE POTENCIA.....	171
2 – CLASES	173
2.1 – Amplificador clase A	173
2.1 – 1: Configuración emisor común	173
2.1 – 2: Acoplado por inductor	176
2.2 – 3: Amplificador clase A acoplado por transformador	179
2.2 – Amplificadores clase B	180
2.2 – 1: Amplificador push-pull	180
2.2 – 2: Amplificadores simétricos complementarios	183
3 – AMPLIFICADORES DE POTENCIA DE AUDIO-FRECUENCIA	184
3.1 – Amplificador acoplado por transformador	184
3.1 – 1: Clase A	184
3.1 – 2: Clase AB (push-pull).....	184
3.2 – Amplificador de salida serie	186
3.2 – 1: Clase AB (excitadores push pull).....	186
3.2 – 2: Amplificadores complementarios	187
3.2 – 3: Amplificadores cuasi complementarios	187
4 – FUENTES DE ALIMENTACIÓN REGULADAS.....	189
4.1 – Clasificación.....	191
4.3 – Factores de calidad de los reguladores	193
4.4 – Características técnicas de los elementos usados en los reguladores.....	195

4.4 – 1: Diodo Zener	195
4.4 – 2: Transistor BJT	196
5 – REGULADORES LINEALES EN SERIE	198
5.1 – La fuente de tensión regulada (regulador de tensión lineal en serie)	198
5.1 – 1: Básico	198
5.1 – 2: Con salida bipolar	199
5.1 – 3: Con alimentación «auxiliar referida al polo»	199
5.1 – 4: Con «fuente de alimentación como auxiliar»	200
5.1 – 5: Con Zener y un transistor (seguidor Zener)	201
5.1 – 6: Con Zener y dos transistores (discreto)	201
5.1 – 7: Con Zener y un AO	203
5.2 – La fuente de corriente regulada	203
5.2 – 1: Básico	204
5.2 – 2: Con la fuente primaria usada como auxiliar	204
5.3 – Estabilidad en un regulador lineal en serie	204
5.3 – 1: Análisis general de una fuente de tensión regulada lineal en serie	205
5.3 – 2: Factores de estabilidad en un regulador lineal en serie	205
5.5 – Protección de los reguladores	206
5.5 – 1: Protección por corriente máxima regulada	208
5.5 – 2: Protección por potencia máxima disipada	209
5.5 – 3: Protección combinada. Potencia y corriente limitada	210
5.5 – 4: Limitación de corriente	212
5.5 – 5: Limitación con reducción de corriente (foldback)	213
6 – REGULADORES LINEALES EN PARALELO.....	214
6.1 – Con un Zener	214
6.2 – Con un Zener y un transistor	215
6.3 – Con un Zener y un AO (realimentación negativa alta)	216
7 – REGULADORES LINEALES MONOLÍTICOS	217
7.1 – Especificaciones de los reguladores de tensión monolíticos	217
7.2 – Reguladores de tres terminales	218
7.2 – 1: De salida fija (series LM78XX y LM79XX)	218
7.2 – 2: De salida ajustable (LM317)	219
7.3 – Fuentes reguladas simétricas (duales)	220
7.3 – 1: A partir de dos reguladores fijos	220
7.3 – 1: Con seguimiento (Tracking)	220
8 – REGULADORES CONMUTADOS A FRECUENCIA PROPIA	221
7.1 – Tipos de convertidores	222
7.1 – 1: Convertidor directo (Buck)	222
7.1 – 2: Convertidor indirecto	223
7.1 – 3: Convertidor simétrico	224
7.1 – 4: Convertidor híbrido	225
7.2 – Control de las fuentes conmutadas a frecuencia propia	226
7.2 – 1: Control con frecuencia fija	227
7.2 – 2: Control con frecuencia variable	228
7.2 – 3: Excitación del interruptor	229
7.2 – 4: Convertidores con transformador	230
Bibliografía del capítulo 4	231

Anexo: EJERCICIOS DE CLASE, MÚLTIPLE-OPCIÓN Y PREGUNTAS DEL TEÓRICO

1 – EJERCICIOS DE AULA.....	233
1.1 – Amplificadores realimentados	233
Ejercicio 1.1: Ejercicio de realimentación	233
Ejercicio 1.2: Un amplificador realimentado tiene $\beta A=20$ y $v_f=-20$ [mV]. Hallar v_s	234
Ejercicio 1.3: Ejercicio de realimentación	234
Ejercicio 1.4: Ejercicio de realimentación.....	235
Ejercicio 1.5: Ejercicio de realimentación	235
Ejercicio 1.6: Ejercicio de realimentación	235
Ejercicio 1.7: V en serie	235
Ejercicio 1.8: I en paralelo	237
Ejercicio 1.9: V en paralelo.....	238
Ejercicio 1.10: I en serie	240
Ejercicio 1.11: I en serie (red β activa – emisor común)	241
Ejercicio 1.12: I en paralelo (etapa de salida en colector común)	242
Ejercicio 1.13: V en serie (red β activa – base común)	244
Ejercicio 1.14: V en serie	245
Ejercicio 1.15: V en paralelo (una sola etapa emisor común, realimentación colector base).....	246
Ejercicio 1.16: I en serie (una sola etapa realimentada con resistencia de emisor).....	247
Ejercicio 1.17: V es serie (amplificador diferencial seguido de una etapa en emisor común)	248
Ejercicio 1.18: V en serie (una etapa en base común)	250
1.2 – Circuitos con amplificadores operacionales	252
Ejercicio 2.1: Convertidor V-I de potencia	252
Ejercicio 2.2: Circuito con fotodetector	253
Ejercicio 2.3: Dos AO realimentados.....	254
Ejercicio 2.4: Circuito con el LM335.....	255
Ejercicio 2.5: Convertidor V-I con dos AO con carga a masa (<i>Ejercicio no resuelto</i>).....	256
Ejercicio 2.6: AO con entrada común e interruptor.....	258
Ejercicio 2.7: AO inversor con C en la realimentación	258
Ejercicio 2.8: AO no inversor con C	259
Ejercicio 2.9: Diseño de AO inversor con R en la entrada no inversora.....	259
Ejercicio 2.10: AO no inversor con dos entradas	260
Ejercicio 2.11: Ejercicio con SR.....	261
Ejercicio 2.12: Ejercicio con GBW y SR.....	262
Ejercicio 2.13: Diseño para una salida determinada.....	262
Ejercicio 2.14: AO con entrada común y δ	263
Ejercicio 2.15: AO inversor con δ	263
Ejercicio 2.16: Amplificador puente	264
Ejercicio 2.17: Sumador con 3 entradas	265
Ejercicio 3.18: AO inversor con C en la realimentación	265
Ejercicio 2.19: Circuito inversor (corrección de V_{OS}).....	266
Ejercicio 2.20: Integrador seguido de un inversor.	267
Ejercicio 2.21: Puente seguido de amplificador de instrumentación.....	268
Ejercicio 2.22: Convertidor I-V con carga flotante.	268
Ejercicio 2.23: Derivador	269
Ejercicio 2.24: Restador	270
Ejercicio 2.25: Amplificador dual con resistencia de realimentación	271
Ejercicio 2.26: Convertidor I-V con fotodiodo.....	272
Ejercicio 2.27: Convertidor I-V de alta sensibilidad compensado.....	273
Ejercicio 2.28: Corrientes de polarización.....	273
Ejercicio 2.29: Integrador.....	274
Ejercicio 2.30: Derivador.....	274
Ejercicio 3.31: Amplificador de instrumentación.....	274
Ejercicio 3.32: Convertidor V-I con carga a masa (fuente Howland).	275
Ejercicio 3.33: Ganancia de un AO.	275
Ejercicio 2.34: Convertidor V-I con Darlington a la salida (<i>Ejercicio no resuelto</i>)	276

Ejercicio 2.35: RRMC	276
Ejercicio 2.36: Deriva.....	276
Ejercicio 2.37: PSRR.....	277
Ejercicio 2.38: Ancho de banda.....	277
Ejercicio 2.39: Distorsión para señal fuerte	277
Ejercicio 2.40: Impedancia de entrada y de salida.....	277
1.3 – Respuesta en frecuencia	278
Ejercicio 3.1: Etapa amplificadora EC.....	279
Ejercicio 3.2:.....	280
Ejercicio 3.3:.....	281
Ejercicio 3.4:.....	282
Ejercicio 3.5:.....	283
Ejercicio 3.6:.....	284
Ejercicio 3.7:.....	285
Ejercicio 3.8:.....	285
Ejercicio 3.9:.....	287
Ejercicio 3.10: Circuito con AO.....	287
Ejercicio 3.11:.....	288
Ejercicio 3.12:.....	288
1.4 – Amplificadores de potencia y fuentes reguladas.....	290
Ejercicio 4.1: Clase B push-pull.....	290
Ejercicio 4.2: Clase B push-pull directamente acoplado y simétrico complementario.....	290
Ejercicio 4.3: Regulador lineal integrado	291
Ejercicio 4.4: Regulador de tensión lineal en serie	292
2 – MÚLTIPLE OPCIÓN	293
2.1 – Amplificadores realimentados. Ruido y distorsión no lineal	293
1. <i>Ganancia</i>	293
2. <i>Impedancias</i>	293
3. <i>Ruido</i>	294
4. <i>Distorsión</i>	294
2.2 – Circuitos con amplificadores operacionales	296
5. <i>Introducción y etapas del AO</i>	296
6. <i>Parámetros</i>	296
7. <i>Configuraciones</i>	298
2.3 – Respuesta en frecuencia	299
8. <i>Respuesta a baja y alta frecuencia (sin realimentación)</i>	299
9. <i>Polos en un amplificador realimentado</i>	300
10. <i>Compensación</i>	301
2.4 – Amplificadores de potencia y fuentes de alimentación reguladas.....	302
11. <i>Amplificadores clase B</i>	302
12. <i>Amplificadores de audiofrecuencia</i>	303
13. <i>Convertidores</i>	303
3 – PREGUNTAS DEL TEÓRICO.....	305
3.1 – Teórico de Celdrán	305
3.2 – Teórico de González	306

Prólogo

El presente escrito es solamente una recopilación de todas las fotocopias, apuntes y resúmenes que andan dando vueltas por las fotocopiadoras y/o internet. Profundicé en algunos temas, y en algunos otros explico las cosas con un poco más de detalle de lo que aparecen en los resúmenes. Traté de que los desarrollos sean bien claros en lo posible. Más que todo lo hice para tener todo en un solo lado y ahorrarle al que va a rendir la materia algo de guita en fotocopias (que para esta materia son muchas). Ni hablar del hecho práctico que supone disponer de este recurso en forma virtual. Iba a distribuir el archivo en formato .pdf pero decidí que sea .doc para que se reprendan los errores (que dicho sea de paso deben ser muchísimos, me corrijo: SON muchísimos, hay errores de nomenclatura, formatos distintos por cada archivo, etc. Pido disculpas) y se agreguen temas si es que faltan.

Para escribir este texto utilicé la primera persona en plural con algunos pasajes en singular, ésta última para señalar puntos de vista subjetivos (recortes, aclaraciones, opiniones, etc.) o cuando me topé con algún tema del cual no tenía referencia alguna o no pude encontrarla. Así, en esas partes te vas a encontrar con opiniones personales y una mayor imprecisión o inexactitud. Por ende, también, con una mayor cantidad de errores. Estás avisado.

La carpeta consta de 6 documentos de Word. Acomodé así las unidades porque me pareció más práctico. Utilicé para las ecuaciones el programa Math Type, que es el programa en el que está basado el editor de ecuaciones de Word 2007, lo instalás y se te agrega un menú o ficha en la barra superior que dice Math Type, con ella enumeré las ecuaciones. Te dejo a vos el trabajo de ponerte a ver cómo enumerar las ecuaciones, tarea que no lleva mucho tiempo. También te dejo la tarea de aprender a agregar, quitar o modificar la numeración de los gráficos. Cosa que no es para nada difícil tampoco. Lo que sí me resulta complicado es explicarlo en estas líneas, solo diré que hay que tener en cuenta las listas multi-nivel que ofrece Word 2007. En cada archivo (excepto en este) si hacés click para ver el **«Mapa del documento»** te va a aparecer a la izquierda de la pantalla un índice con todos los temas del capítulo, me tomé el trabajo de hacerlo para facilitar la búsqueda de los temas cuando estés estudiando.

El anexo está dedicado a los ejercicios de clase, a las preguntas múltiple-opción que encontré por ahí dando vueltas en una y otra fotocopiadora y a las preguntas del teórico que pude rescatar de la misma forma. El blog de apuntes de la UTN FRC del dominio blogspot está mortal, hay mucho material ahí también. En el anexo hay muchas fórmulas, así que si ves algún error das doble click y cambiás el valor. El punto (a, b, c,... etcétera) de cada ejercicio lo comienzo con la ecuación final que se usa para calcular lo que pide ese punto, o en su defecto la ecuación de la cual despejo la variable a encontrar, y lo finalizo recuadrando la variable pedida. Debajo de esta ecuación pongo, comenzando con un puntito, la ecuación de la variable que todavía es incógnita en la ecuación de arriba. Si en ésta ecuación (la segunda) hay incógnitas también, las calculo (previo dos puntitos ahora) debajo. Ejemplo:

$$f_L = \frac{1}{2\pi \cdot R_{eq,e} \cdot C_e} \rightarrow \therefore C_e = \frac{1}{2\pi \cdot R_{eq,e} \cdot f_L} = \frac{1}{2\pi \cdot 98 \cdot 100} = [16,24 \mu F] = C_e$$

$$\bullet R_{eq,e} = R_e \parallel (h_{ib} + R_b') = 100 \parallel (12,5 + 4,8K) \approx 98 [\Omega] = R_{eq,e}$$

$$\bullet R_b' = R_b / h_{fe} = 480K / 100 = 4,8 [K\Omega]$$

La variable pedida es C_e , pero (y supongamos que todas las demás son datos) $R_{eq,e}$ es incógnita, entonces la calculo debajo anteponiendo un puntito, pero en ésta ecuación R_b' es incógnita también, entonces la calculo debajo anteponiendo dos puntitos esta vez. Y así sucesivamente, similar a la manera que organiza las carpetas el explorador de Windows. Creo que de esta forma se rastrean más rápido los mocos, o por lo menos eso creo yo.

Para evitar la notación científica, utilizo los prefijos **n**, **μ**, **m**, **K** y **M** para referirme al nano, micro, mili, kilo y mega respectivamente. En algunas ecuaciones uso, para simplificar el dibujo, valores de resistencias seguidas de asteriscos o una comilla simple; esto simplemente quiere decir que al valor dado lo multiplico o divido por h_{fe} (o $h_{fe}+1$, como prefieras) respectivamente. Así, $R_e^* = R_e \cdot h_{fe}$ y $R_e' = R_e / h_{fe}$. Si hay dos asteriscos (o dos comillas) quiere decir que multiplique (o dividí) dos veces por h_{fe} .

Los apuntes que usé como guía son las carpetas de clase de Iván Caballero, Leandro Alem y Marco Al Rey (éste último lo escribo así porque no se bien cómo se llama). Si bien son bastante completas, hay ciertos temas que decidí incluir ya que me parece que pueden servir en el final, estos temas van acompañados del asterisco al lado del título en cuestión. Los temas son:

- Compensación de frecuencia en circuitos con amplificadores operacionales;
- Filtros activos de primer orden;
- Ganancia de tensión e impedancia – Función de transferencia (en la función de transferencia a alta frecuencia de los amplificadores realimentados);
- Reguladores monolíticos lineales.

Por supuesto, sos libre de agregar el tema que te venga en gana.

Sugerencia: si a alguno de ustedes se le ocurre la idea de facilitar este material a algún profe de la materia con el fin de que lo corrija, debería pensar antes que éste último podría apropiárselo y usufructuar con él mediante Universitas (¡horror!). No creo que eso ocurra, pero es mejor prevenir que curar.

El final, si te sirve como dato, dura aproximadamente tres horas, el resultado lo tenés mas o menos en 5 días y consta de tres partes, que te la entregan juntas apenas comienza el examen: un múltiple-opción (o multiple-choice), que está a cargo del ingeniero González y en donde puede haber algún que otro (corto) desarrollo; una parte práctica, que la prepara el ingeniero Olmos y que consiste en ejercicios tipo parciales, por lo general no se sale de los ejercicios vistos en clase, nada raro; y una parte teórica, hecha por el ingeniero Celdrán y que son dos preguntas teóricas (desarrollos incluidos). El que se sale un poco de la «órbita» es González. Reprobás una parte de las tres y fuiste. Si tenés promociónada la parte práctica, preguntá antes qué pasa con la promoción si te va mal en el primer intento de rendir.

Bueno, sin más nada que decir, buena suerte estudiando esta materia que no es para nada cortita ni guitarreable. Espero que no dejes este archivo tal cual y como está, espero que lo corrijas, le agregues temas y datos de los datasheets, lo modifiques para una mejor comprensión, etc. Ah y muchas gracias por haberte tomado el trabajo de leer este prólogo hasta el final. ¡Éxitos para el final!

Lianjosh0

Capítulo 1

Realimentación negativa. Ruido y distorsión no lineal

1. INTRODUCCIÓN¹

El concepto que tenemos hasta ahora de un amplificador es el de ideal, es decir, que su ganancia es estable porque sus elementos son ideales (fuentes de alimentación, amplificador, etc.) y por lo tanto la respuesta temporal será inmediata, para todas las frecuencias y sin distorsión de ningún tipo. Pero en la práctica esto no se cumple y por ende, aparecen ruidos, distorsión y limitaciones de ganancia y respuesta.

La realimentación negativa provoca algunos cambios en el comportamiento del amplificador:

- **Insensibilización de la ganancia:** es decir, hace que la ganancia no dependa (o dependa muy poco) de las variaciones producidas por los elementos del circuito (fuente de alimentación, temperatura, envejecimiento, etc.);
- **Reducción de la distorsión no lineal:** hace a la salida proporcional a la entrada;
- **Reducción del efecto de señales espurias:** tales como las señales generadas por los componentes del circuito y de la interferencia externa;
- **Control sobre las impedancias de entrada y de salida:** eligiendo una determinada topología (son 4 en total, que se verán más adelante) de realimentación, podemos aumentar o disminuir las impedancias de entrada y salida según deseemos;
- **Aumento del ancho de banda:** el ancho de banda aumenta un factor llamado «magnitud de realimentación» (o «factor de insensibilidad»);

¹ (González, 1985) p. 9.

- **Reducción de la ganancia:** todas las propiedades deseables anteriores se obtienen a expensas de una reducción de la ganancia. El factor por el cual se reduce la ganancia es el factor de insensibilidad, y es también el factor por el cual se incrementan o disminuyen las impedancias de entrada y salida.

En síntesis, la idea básica de la **realimentación negativa** es cambiar ganancia por otras propiedades deseables. La realimentación consiste en enviar a la entrada del amplificador una corriente o tensión proporcional a la corriente o tensión (o ambas) de la salida. Esta realimentación puede aumentar o disminuir la ganancia original, si se aumenta se trata de una realimentación positiva; y si se disminuye, se trata, pues, de una realimentación negativa. El diagrama en bloques de un amplificador realimentado es el siguiente:

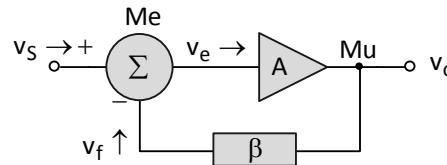


Figura 1-1: Diagrama en bloques de un amplificador realimentado.

- En donde:
- A:** Amplificador de ganancia **A**;
 - β:** Circuito de realimentación de transferencia (red beta);
 - v_s:** Señal de entrada al amplificador;
 - v_o:** Señal de salida del amplificador;
 - v_f:** Señal de realimentación introducida por **β**;
 - v_e:** Señal efectiva o de error a la entrada de **A**;
 - Mu:** Bloque de muestra de la señal de la salida;
 - Me:** Bloque de mezcla entre **v_s** y **v_f**.

Sabiendo que $v_e = v_s - v_f$ y que $v_f = \beta v_o$, de la **Figura 1-1** podemos escribir

$$v_o = Av_e = A(v_s - v_f) = A(v_s - \beta v_o) \quad \rightarrow \therefore A_f = \frac{v_o}{v_s} = \frac{A}{1 + \beta A} \quad (1 -)$$

Este análisis se basa en los siguientes tres supuestos:

- No se transmite señal alguna de la salida a la entrada a través de **A**;
- No se transmite señal alguna de la entrada a la salida a través de **β**, o sea, los dos primeros supuestos sugieren que las redes **β** y **A** sean unilaterales.
- **β** es independiente de la impedancia del generador y de la de carga.

Estos supuestos hacen más sencillo el análisis, ya que abordar directamente un amplificador realimentado es bastante complicado. En la ecuación **(1 – 1)** tenemos que

$$\begin{aligned} \text{Si } A < 0, \beta < 0 \quad &\Rightarrow \quad |A_f| = \left| \frac{A}{1 + A\beta} \right| > |A| \quad \text{Realimentación positiva} \\ \text{Si } A < 0, \beta > 0 \quad &\Rightarrow \quad |A_f| = \left| \frac{A}{1 + A\beta} \right| < |A| \quad \text{Realimentación negativa} \end{aligned}$$

El segundo caso implica una inversión de fase entre **v_f** y **v_s** de **180°**, es decir que **v_f** será negativo, por eso en los siguientes ejemplos sumamos **v_s+v_f**, con **v_f** cambiado de

signo en vez de restar con signo positivo. Por lo cual entonces, $1 - A\beta = 1 - (-\#) * (\#) = 1 + (\#) * (\#)$.

La **Figura 1-2** gráfica a A_f en función de A teniendo como parámetro $|A\beta|$ (1, 10 y 100). Aquí se ve que a valores más grandes de $|A\beta|$ menor será la influencia de A en las variaciones de A_f . Por supuesto, que para conseguir esto se sacrifica ganancia como dijimos antes, en este caso por estabilidad. La red de realimentación puede consistir en elementos pasivos –almacenadores o disipadores de energía– como activos, en todo el apunte usaremos elementos pasivos disipadores de energía, es decir resistencias.

Como veremos más adelante en el capítulo 3, si para determinadas condiciones o circunstancias, la realimentación se vuelve positiva, el amplificador se volverá inestable y en algunos casos oscilará.

En *Electrónica Aplicada I* podíamos cambiar un transistor por otro de diferente β en una configuración emisor común y la corriente de colector seguía siendo la misma. En realidad esos amplificadores son ya realimentados. La resistencia de emisor R_e produce una realimentación negativa que tiende a estabilizar el punto de trabajo en un valor determinado. Si la corriente de emisor I_c tiende a aumentar, la caída de tensión en R_e aumenta también, se estrangula la tensión base-emisor y con esto disminuye la I_c , que siempre estará en el mismo valor, por lo que la ganancia del amplificador quedará, dentro de ciertos márgenes, estabilizada. El análisis de este caso lo vemos en un ejercicio en el anexo.

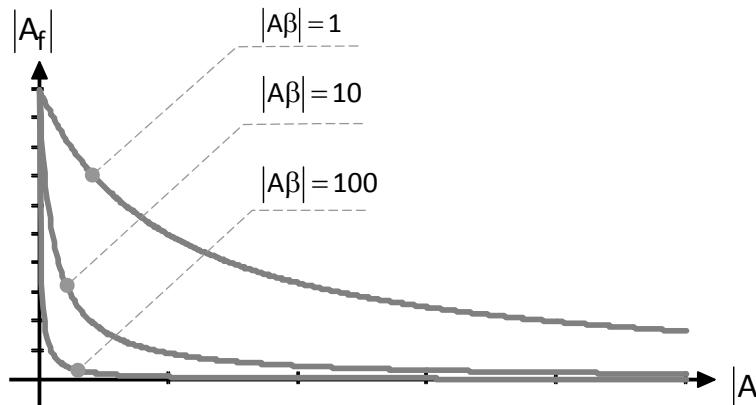


Figura 1-2: A_f en función de A .

2. PROPIEDADES DE LA REALIMENTACIÓN NEGATIVA

2.1 – Estabilidad. Función insensibilidad²

La ganancia a lazo cerrado A_f depende de β y de A , o sea, depende de cómo elijamos la red beta y del amplificador (etapa) que queramos realimentar. El primero está compuesto por elementos pasivos por lo general; el segundo depende de las caracte-

² (Hambley) p. 573.

rísticas de los transistores o **Cl** que conformen **A**, es decir, temperatura, durabilidad, sustitución, frecuencia de trabajo, etc. Por tanto, **A** depende de estas últimas para ser estable. Como vimos en la Figura 1-2, la realimentación negativa puede hacer que la ganancia a lazo cerrado **A_f** sea casi independiente a las variaciones que sufre **A**.³ La función «sensibilidad» nos da una idea de cuánto es esta dependencia. La sensibilidad **S** se define como sigue:

$$\begin{aligned} S &= \frac{A}{A_f} \cdot \frac{dA_f}{dA} \quad (2-1) \\ &= \frac{A}{A_f} \frac{d}{dA} \left(\frac{A}{1+\beta A} \right) = \frac{A}{A_f} \left[\frac{1(1+\beta A)-A(\beta)}{(1+\beta A)^2} \right] = \frac{A}{A_f} \left[\frac{1+\beta A-\beta A}{(1+\beta A)^2} \right] = \frac{A}{A_f} \frac{1}{(1+A\beta)^2} = \frac{1}{1+A\beta} \\ S &= \frac{1}{1+T} \quad (2-) \end{aligned}$$

A medida que **S→0**, la ganancia **A_f** se hace cada vez más «independiente» de **A**, tal como vimos en la Figura 1-2. El valor ideal de la insensibilidad es **S=0**, esto supone una total independencia de **A_f** respecto de **A**. En tal caso tenemos

$$A_f|_{|\beta A| \gg 1} \equiv \frac{1}{\beta} \quad (2-)$$

Otra forma de escribir la ecuación (2-1) es

$$\frac{dA_f}{A_f} = \frac{dA}{A} \frac{1}{1+T} \quad (2-)$$

El factor **βA** se denomina «factor de realimentación» o «ganancia de bucle o de lazo», y la designamos con la letra **T**. Aprovechamos para definir otra función, la función insensibilidad⁴, como la inversa de la sensibilidad: **D=1/S**. La ecuación (2-4) establece que, la variación relativa de **A_f** es igual a la variación relativa de **A** dividida por el factor **(1+T)**, suponiendo pequeñas variaciones.

Volviendo a la ecuación (2-4) tenemos que

$$v_f = \beta \cdot v_o = \beta \cdot \frac{v_s A}{1+\beta A} = v_s \frac{\beta A}{1+\beta A} \text{ Si } |A \cdot \beta| \gg 1 \quad \Rightarrow \quad v_f \approx v_s$$

Entonces la señal de error valdrá

$$v_e = v_s + v_f \approx 0$$

Esto ocurre porque **v_f** tiene signo (-), o se resta con signo (+), como prefiramos. La conclusión más importante es que, en un amplificador con realimentación con **|Aβ|>>1**, la salida del mismo toma el valor requerido para llevar la señal de entrada, **v_e**, CASI a cero. Esta condición se denomina restricción del punto suma.

No conviene trabajar con valores muy grandes de **A_f**, pues el sistema puede volverse inestable. Por lo general usaremos valores menores a **10**. El valor de **β** también con-

³ Pregunta 1b del MÚLTIPLE-OPCIÓN.

⁴ En las clases, los ingenieros la llaman desensibilidad y por eso la denotan con la letra D. Pero la palabra «desensible» no existe, por eso yo aquí uso «insensible».

viene que sea chico, para ello, nos conviene usar valores de **A** muy grandes, esto lo podemos lograr mediante el uso de etapas múltiples.

2.2 – Reducción de la distorsión no lineal

La realimentación negativa aplicada a amplificadores, reduce las características no lineales del amplificador básico y, por consiguiente, reduce su distorsión a la salida; *la atenúa en un factor igual a $1+2A$* .⁵

2.3 – Reducción del ruido (Efectos de la realimentación negativa sobre señales espurias)

Ahora, vamos a concentrar nuestra atención en la manera en que podemos usar la realimentación negativa para reducir el ruido en los amplificadores. Un aspecto negativo de los amplificadores es que agregan ruido no deseable a la señal deseada. Algunas fuentes de este ruido son: el ruido de la fuente de alimentación, el acoplamiento de señales procedentes de otros circuitos, y el ruido térmico de las resistencias. Otra fuente es el ruido de descarga, generado debido a que el flujo de corriente no es continuo (en lugar de ser continua, la carga es conducida en cantidades discretas por electrones individuales). Otra fuente más es el ruido microfónico, que es una señal eléctrica generada por la vibración de los componentes del circuito.

Algunas fuentes de ruido pueden eliminarse en principio. Por ejemplo, el ruido de alimentación puede reducirse por medio de un mejor filtrado de la fuente de alimentación. Sin embargo, algunas de las fuentes de ruido, como el ruido térmico y de descarga, son inherentes a la naturaleza de los componentes y que no pueden eliminarse por completo. Por tanto, todos los amplificadores añaden ruido, pero algunos son peores que otros. En esta sección, queremos demostrar que la realimentación puede reducir el ruido en ciertas circunstancias.

2.3 – 1: Relación señal ruido

La adición de ruido puede modelarse como se ilustra en la **Figura 2-1**, en la que la ganancia del amplificador se designa mediante **A₁**. Para cuantificar el comportamiento del ruido, los ingenieros utilizamos la **relación señal-ruido (SNR)**, del inglés **Signal to Noise Ratio o S/N** o simplemente **R_{SN}**, que es la potencia de la señal deseada dividida entre la potencia de ruido. Obviamente cuanto mayor sea **S/N** menor será el ruido respecto a la señal deseada. Indicamos los valores **RMS** de la señal y del ruido con **v_{s-ef}** y **v_{n-ef}** (de noise) respectivamente. La señal **RMS** suministrada a la carga **R_L** en la **Figura 2-1** por parte de la señal será **A₁·v_{s-ef}** y de parte del ruido **A₁·v_{n-ef}**. Si las señales son tensiones, las potencias suministradas a la carga **R_L** son

$$P_{señal} = \frac{(A_1 \cdot v_{s-ef})^2}{R_L} \quad P_{ruido} = \frac{(A_1 \cdot v_{n-ef})^2}{R_L}$$

La relación señal-ruido se define como

⁵ Pregunta 4a del MÚLTIPLE-OPCIÓN.

$$R_{SN} = \frac{P_{señal}}{P_{ruido}} = \frac{(A_1 \cdot v_{S-ef})^2}{R_L} \cdot \frac{R_L}{(A_1 \cdot v_{n-ef})^2} = \left[\frac{v_{S-ef}}{v_{n-ef}} \right]^2 = R_{SN} \quad (2 -)$$



Figura 2-1: Modelos que tienen en cuenta la adición de ruido en los amplificadores: **a)** señal de ruido referida a la entrada y **b)** señal de ruido referida a la carga.

2.3 – 2: Efectos de la realimentación negativa sobre las señales espurias⁶

La realimentación negativa puede reducir los efectos que tienen las señales espurias sobre el amplificador, todo depende en qué parte del mismo se introducen dichas señales. Analizaremos tres casos: ruido presente a la entrada del amplificador, presente en alguna de las etapas intermedias y a la salida.

En la entrada: *la realimentación no discrimina entre señal y ruido, por lo tanto no es útil en este caso⁷.*

En alguna etapa intermedia:⁸ si el ruido está presente en alguna de las etapas intermedias del amplificador (**Figura 2-2**), los valores de v_o y R_{SN} con y sin realimentación serán

$$v_o = v_s A_1 A_2 + v_n A_2$$

$$R_{SN} = \frac{v_s A_1 A_2}{v_n A_2} = \frac{v_s}{v_n} A_1 \quad (2 -)$$

$$v_{of} = v_s A_1 A_2 + v_n A_2 = (v_s - \beta v_{of}) A_1 A_2 + v_n A_2 = v_s A_1 A_2 - \beta A_1 A_2 v_{of} + v_n A_2$$

$$v_{of} (1 + \beta A_1 A_2) = v_s A_1 A_2 + v_n A_2$$

$$v_{of} = \frac{v_s A_1 A_2}{1 + \beta A_1 A_2} + \frac{v_n A_2}{1 + \beta A_1 A_2} \quad (2 -)$$

$$R_{SNf} = \frac{v_s A_1 A_2}{v_n A_2} = \frac{v_s}{v_n} A_1 \quad (2 -)$$

Vemos que $R_{SN}=R_{SNf}$, de modo que para mejorar (aumentar) la relación señal-ruido podemos o aumentar v_s o aumentar A_1 , o ambas a la vez. Lo primero significaría colocar antes de v_s un preamplificador, el cual puede introducir más ruido; y lo segundo hace que el circuito corra el riesgo de volverse inestable.

Escribamos de nuevo la ecuación (2 – 7) y hagamos que $|\beta A_1 A_2| \gg 1$

⁶ Una rareza: la R_{SN} de la ecuación (2 – 5) es un cociente entre dos señales de voltaje y está elevado al cuadrado (así aparece en los libros de consulta); sin embargo, en el apunte de González, la R_{SN} es un cociente simple de voltajes, ¡sin el exponente 2! En esta sub-sección desarrollemos el tema tal como figura en el apunte de la cátedra.

⁷ Pregunta 3a del MÚLTIPLE OPCIÓN.

⁸ Pregunta 3c del MÚLTIPLE OPCIÓN.

$$v_{of} \Big|_{\beta A_1 A_2 \gg 1} = \frac{v_s A_1 A_2}{1 + \beta A_1 A_2} + \frac{v_n A_2}{1 + \beta A_1 A_2} \approx \frac{v_s}{\beta} + \frac{v_n}{\beta A_1} \quad (2 - 1)$$

Vemos que v_s se independiza de A_1 , no así v_n , que disminuye cuando A_1 aumenta. Aquí sí podemos aumentar A_1 para disminuir v_n sin correr –hasta cierto punto– el riesgo de que el amplificador oscile.

En la salida del amplificador: si la señal de ruido está presente a la salida, los valores de v_o y R_{SN} con y sin realimentación serán

$$\begin{aligned} v_o &= v_s A_1 A_2 + v_n \\ R_{SN} &= \frac{v_s}{v_n} A_1 A_2 \\ v_{of} &= v_e A_1 A_2 + v_n = (v_s - \beta v_{of}) A_1 A_2 + v_n \\ v_{of} &= \frac{v_s A_1 A_2}{1 + \beta A_1 A_2} + \frac{v_n}{1 + \beta A_1 A_2} \\ R_{SNf} &= \frac{v_s}{v_n} A_1 A_2 \end{aligned} \quad (2 - 1)$$

De nuevo aquí $R_{SN}=R_{SNf}$ y se nos presenta el mismo inconveniente que en el caso anterior. Si escribimos la ecuación (2 – 10) teniendo en cuenta $|\beta A_1 A_2| \gg 1$, ésta nos queda

$$v_{of} \Big|_{\beta A_1 A_2 \gg 1} = \frac{v_s A_1 A_2}{1 + \beta A_1 A_2} + \frac{v_n}{1 + \beta A_1 A_2} \approx \frac{v_s}{\beta} + \frac{v_n}{\beta A_1 A_2}$$

Llegando a la misma conclusión que el caso anterior, sólo que esta vez también podemos aumentar A_2 para mejorar R_{SN} .

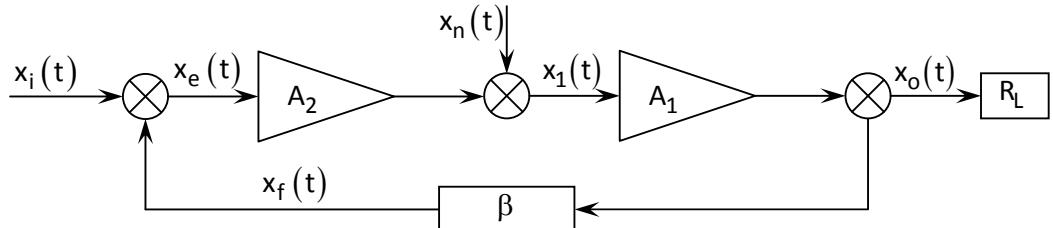


Figura 2-2: Amplificador realimentado con una fuente de ruido.

De acuerdo con lo visto entonces, la realimentación es una técnica poderosa para reducir el ruido, pero es más eficaz en amplificadores con un alto grado de ruido. Normalmente, cuando el ruido es bajo, la técnica no es muy eficiente; un ejemplo de este tipo de sistemas son amplificadores en donde el nivel de ruido viene determinado por fenómenos físicos fundamentales, como el ruido térmico y de descarga.

Vemos que la R_{SN} no se modifica para ningún caso, pero en el caso de que el amplificador esté realimentado, podemos modificar la ganancia A_1 y esto modificaría la ganancia a lazo abierto, pero como vimos, la ganancia a lazo cerrado –si A es lo suficientemente grande– no se ve casi alterada por las variaciones de la ganancia a lazo abierto. Es por esto que la realimentación negativa es muy efectiva cuando se trata de reducir ruidos internos del amplificador, no así con ruidos presentes a la entrada.

Recordemos que la realimentación resulta útil para reducir el ruido solamente en los amplificadores que tienen un ruido muy alto. Normalmente, la realimentación no resulta efectiva para mejorar el comportamiento de ruido de un amplificador de ruido bajo, para el que el nivel de ruido viene determinado por fenómenos físicos fundamentales, como el ruido térmico y de descarga.

2.4 – Distorsión en frecuencia

A partir de la ecuación (2 – 3), deducimos que, *si la red de realimentación no contiene elementos reactivos, la ganancia total no es función de la frecuencia. En estas condiciones, conseguimos una notable disminución en la distorsión de frecuencia y de fase.*⁹

La respuesta en frecuencia de un amplificador realimentado la analizamos en el capítulo 3. Si la red β posee elementos reactivos, el factor de realimentación β depende también de la frecuencia, y la amplificación a su vez puede depender notablemente de la misma.

3. CLASIFICACIÓN DE LOS AMPLIFICADORES¹⁰

Hay dos formas de muestrear y dos de mezclar, esto da lugar a cuatro topologías equivalentes de amplificadores: el amplificador de tensión, de corriente, de transresistencia y de transconductancia. Clasificación que se basa en la magnitud de las impedancias de entrada (Z_i) y salida (Z_o) respecto de las de fuente (Z_s) y de carga (Z_L) respectivamente. Los modelos están relacionados entre sí con ecuaciones que iremos describiendo.

Cada una de estas configuraciones da origen a otras cuatro, dando un total de diecisésis configuraciones dependiendo de cómo lo usemos y qué combinación hagamos de muestreo y mezcla. Por ejemplo el amplificador de tensión se usa para tomar una tensión (valga la redundancia) y amplificarla, y usar ese nuevo voltaje en la entrada del amplificador; pero si queremos usar no la tensión sino la corriente de salida –ya sea que por x motivos así nos convenga–, entonces se trata de un amplificador de transconductancia con muestra de tensión y mezcla en serie.

A continuación describiremos a groso modo las cuatro topologías más usadas – ya que los valores de impedancias de las mismas se ven optimizadas¹¹–, mostrando sus características, circuito equivalente y cuándo conviene usarlas. La ganancia en cada caso es independiente de la carga y de la resistencia interna del excitador.

⁹ Pregunta 4c del MÚLTIPLE-OPCIÓN.

¹⁰ (Robredo Ruiz, 2001) p. 64.

¹¹ Con la palabra «optimizada» me refiero a que las impedancias van a variar de forma conveniente al amplificador. Por ejemplo, un amplificador de tensión se ve beneficiado si su impedancia de entrada aumenta y la de salida disminuye.

3.1 – Amplificador de tensión

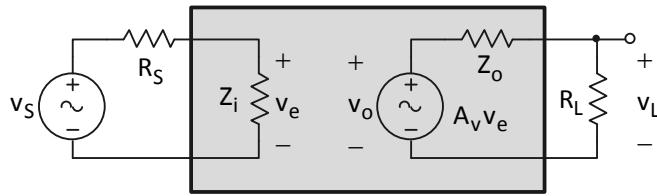


Figura 3-1: Modelo equivalente del amplificador de tensión.
circuito equivalente se representa con un Thévenin a la entrada y a la salida.

Las ganancias de tensión sin carga y con carga son

$$A_v = \frac{v_o}{v_e} \quad A_V = \frac{v_L}{v_e} = \frac{R_L}{R_L + Z_o} A_v \quad (3 - 1)$$

También podemos expresar la relación

$$A_v = \lim_{R_L \rightarrow \infty} A_V \quad (3 - 2)$$

3.2 – Amplificador de corriente

Este modelo es adecuado cuando $Z_i \ll R_s$ y $Z_o \gg R_L$, en el caso ideal $Z_i=0$ y $Z_o \rightarrow \infty$. El circuito equivalente se representa con un Norton a la entrada y a la salida, tal como indica la **Figura 3-2**.

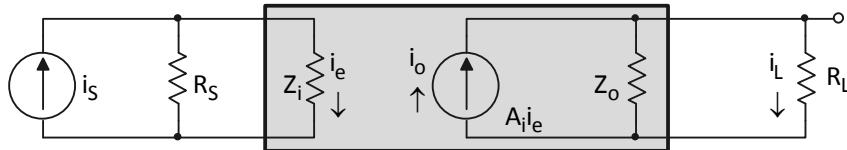


Figura 3-2: Modelo equivalente del amplificador de corriente.

Las ganancias de corriente sin carga y con carga de este circuito son

$$A_i = \frac{i_o}{i_e} \quad A_I = \frac{i_L}{i_e} = \frac{Z_o}{Z_o + R_L} A_i \quad (3 - 3)$$

También podemos expresar las siguientes relaciones:

$$A_i = \lim_{R_L \rightarrow 0} A_I \quad A_V = \frac{v_o}{v_e} = \frac{i_o Z_o}{i_e Z_i} = A_i \frac{Z_o}{Z_i} \quad A_V = \frac{v_L}{v_S} = \frac{i_L R_L}{i_e Z_i} = A_I \frac{R_L}{Z_i} \quad (3 - 4)$$

3.3 – Amplificador de transresistencia

Este modelo es adecuado cuando $Z_i \ll R_s$ y $Z_o \ll R_L$, en el caso ideal $Z_i=Z_o=0$. El circuito equivalente se representa con un Norton a la entrada y un Thévenin a la salida.

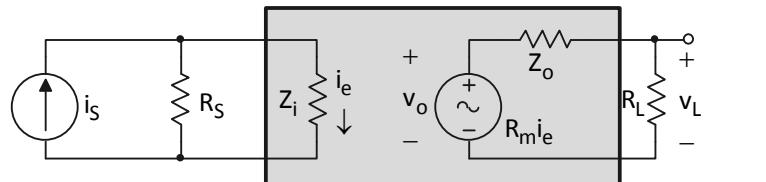


Figura 3-3: Modelo equivalente del amplificador de transresistencia.

Las ganancias de tranresistencia sin y con carga son

$$R_m = \frac{V_o}{i_e} \quad R_M = \frac{V_L}{i_e} = \frac{R_L}{R_L + Z_o} R_m \quad (3 -)$$

También podemos expresar las siguientes relaciones

$$\begin{aligned} R_m &= \lim_{R_L \rightarrow \infty} R_M & A_v &= \frac{V_o}{V_e} = \frac{V_o}{i_e Z_i} = \frac{R_m}{Z_i} & A_i &= \frac{i_o}{i_e} = \frac{V_o / R_L}{i_e} = \frac{R_m}{R_L} \\ A_v &= \frac{V_L}{V_e} = \frac{V_L}{i_e Z_i} = \frac{R_M}{Z_i} & A_I &= \frac{i_L}{i_e} = \frac{V_L / R_L}{i_e} = \frac{R_M}{R_L} \end{aligned} \quad (3 - 6)$$

3.4 – Amplificador de transconductancia

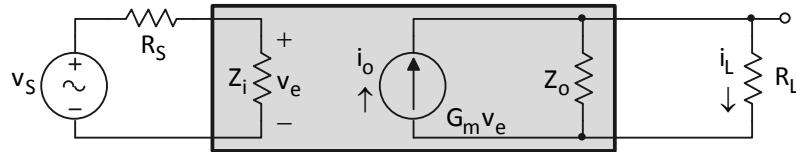


Figura 3-4: Modelo equivalente del amplificador de transconductancia.

Este modelo es adecuado cuando $Z_i \gg R_s$ y $Z_o \gg R_L$, en el caso ideal $Z_i \rightarrow \infty$ y $Z_o \rightarrow \infty$. El circuito equivalente se representa con un Thévenin a la entrada y un Norton a la salida.

Las ganancias de transconductancia sin carga y con carga son

$$G_m = \frac{i_o}{v_e} \quad G_M = \frac{i_L}{v_e} = \frac{Z_o}{R_L + Z_o} G_m \quad (3 -)$$

También podemos expresar las siguientes relaciones

$$\begin{aligned} G_m &= \lim_{R_L \rightarrow \infty} G_M & A_i &= \frac{i_o}{i_e} = \frac{i_o}{v_e / Z_i} = G_m Z_i & R_m &= \frac{V_o}{i_e} = \frac{i_o R_L}{v_e / Z_i} = G_m R_L Z_i \\ A_v &= \frac{V_o}{V_e} = \frac{i_o R_L}{V_e} = A_v R_L & A_I &= \frac{i_L}{i_e} = \frac{i_L}{v_e / Z_i} = G_M Z_i & R_M &= \frac{V_L}{i_e} = \frac{i_L R_L}{v_e / Z_i} = G_M R_L Z_i \end{aligned} \quad (3 -)$$

3.5 – Características ideales y reales de los amplificadores realimentados¹²

Amplificador de	Transferencia	Z de entrada		Z de salida	
		Idea 	Real	Idea 	Real
Tensión	$A_V = v_L / v_e$ [V/V]	∞	$Z_i \gg R_S$	0	$Z_o \ll R_L$
Corriente	$A_I = i_L / i_e$ [A/A]	0	$Z_i \ll R_S$	∞	$Z_o \gg R_L$
Transresistencia	$R_M = i_e / v_L$ [Ω]	∞	$Z_i \ll R_S$	0	$Z_o \ll R_L$
Transconductancia	$G_m = i_L / v_e$ [Ω]	0	$Z_i \gg R_S$	∞	$Z_o \gg R_L$

Tabla 3-1: Características ideales y reales de los amplificadores realimentados.

Estas topologías son válidas para pequeña señal. *Para señales fuertes (potencias grandes), la función de transferencia de un amplificador realimentado empieza a depender de la carga que alimentemos y de las características del excitador o generador (impedancia del generador). Cuando ello sucede, no podemos independizar la ganancia de estos factores. Es por esto que el amplificador de potencia debe considerarse como un caso particular. Desde el punto de vista teórico la realimentación de potencia es irrealizable¹³.* Podemos estabilizar indirectamente la potencia, estabilizando primero la ganancia de tensión. De aquí podemos extraer una conclusión interesante para los ejercicios: «la ganancia A_f no debe depender ni de la carga ni de la resistencia interna del generador.»

4. TOPOLOGÍAS DE LOS AMPLIFICADORES REALIMENTADOS¹⁴

En un amplificador realimentado el tipo de muestreo (corriente o tensión) y el tipo de mezcla (serie o paralelo) dan lugar a cuatro configuraciones o topologías (Figura 4-1)¹⁵, la realimentación puede ser

- de tensión en serie o nudo-malla o tensión y mezcla tensión.
- de corriente en paralelo o malla-nudo o corriente y mezcla corriente.
- de tensión en paralelo o nudo-nudo o tensión y mezcla corriente.

¹² (González, 1985) p. 24.

¹³ Pregunta 4 del MÚLTIPLE-OPCIÓN.

¹⁴ (González, 1985) p. 24.

¹⁵ (Robredo Ruiz, 2001) p. 67. El gráfico lo saqué de este libro y ahí el dibujo sale invertido horizontalmente, o sea, el muestreo a la izquierda y la mezcla a la derecha. Es lo mismo, solo lo di vuelta para que coincida con la disposición en la que habitualmente se encuentra en los circuitos cuando se comienza a estudiar la realimentación.

- de corriente en serie o malla-malla o corriente y mezcla tensión.

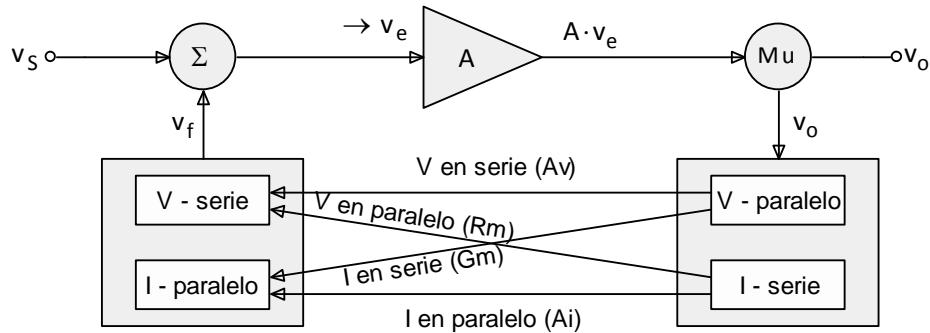


Figura 4-1: Topologías de los amplificadores realimentados.

Notemos de la **Figura 4-1** que cuando hablamos de tensión muestreada, la muestra es en «paralelo»; pero cuando vamos a mezclar tensión, la mezcla es en «serie». Lo mismo sucede con la corriente. Tenemos que tener en cuenta esto más adelante, a la hora «pasivar»¹⁶ la entrada y la salida de la red β .

La **Figura 4-2** muestra algunos ejemplos de muestreos y mezclas. En el **MUESTREO DE TENSIÓN**, la red β está directamente conectada al nudo de salida, es decir, en paralelo con la carga. Para pasivar la muestra, debemos desconectar la red β del nodo de la carga y ponerla a masa. Al **MUESTREO DE CORRIENTE** lo realizamos aprovechando la característica de un transistor de que las corrientes de colector y de malla son iguales ($i_e \approx i_o$). Para pasivar este muestreo debemos abrir la malla de la carga, o dicho de otra forma, debemos sacar «de pecho» (o poner en corto) el transistor y analizar qué sucede con la corriente de la red β . En la **MEZCLA EN SERIE**, la red β mezcla la tensión de entrada con la tensión de realimentación, de modo que se sumen y que la tensión de entrada del amplificador sea $v_i = v_s - v_f$. Para pasivar esta mezcla debemos hacer lo mismo que en el caso anterior: sacar el transistor. En la **MEZCLA EN PARALELO**, la red β mezcla las corrientes de entrada con la de realimentación, de modo que se sumen y la corriente de entrada del amplificador sea $i_i = i_s - i_f$.

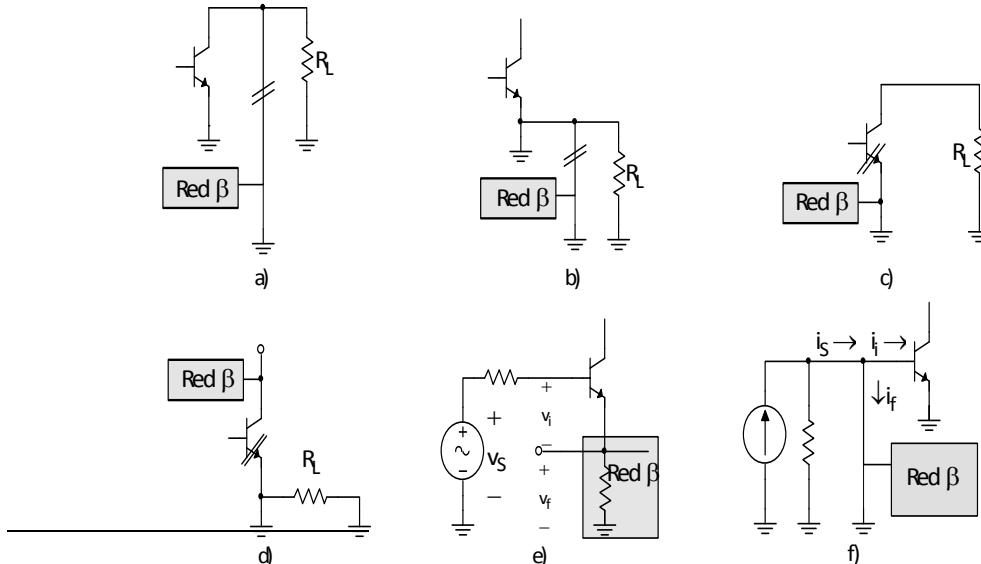


Figura 4-2: a) MUESTRA DE TENSIÓN en un transistor en configuración EC, la muestra se realiza en el colector porque es el nodo en que está la carga y b) muestra de tensión en un transistor en configuración CC, la muestra se realiza en el colector porque es el nodo en donde está la carga, c) MUESTRA DE CORRIENTE en un transistor en configuración EC, la muestra se realiza en el emisor y d) muestra de corriente en un transistor en configuración CC, la muestra se realiza en el emisor, y e) MEZCLA EN SERIE, en un transistor en configuración CC, f) MEZCLA EN PARALELO en un transistor en configuración EC.

¹ Pasivar una fuente significa dejarla sin efecto en el circuito: si es una fuente de tensión, hay que cortocircuitarla; y si es una fuente de corriente, dejarla a circuito abierto.

Observaciones:

- En los casos de las figuras b) y c) no confundir los muestreos, pues en ambos la red beta está conectada al emisor del transistor de la etapa de salida. Es decir, tenemos que fijarnos en dónde está la carga, o sea, en qué configuración está la etapa de salida. En el primer caso (b) tendremos muestra de tensión; en el segundo (c), de corriente.
- En el caso d), cuando pasivamos la red β , la corriente que circula por ésta no encontrará camino hacia el transistor, pero sí lo hará hacia V_{cc} (que deberemos reemplazar por masa en el circuito equivalente de señal débil) y todas las impedancias que encuentre en su camino las tendremos que tener en cuenta (a menos, claro, que dichas impedancias tengan un capacitor en paralelo).
- Las etapas de salida y de entrada de un amplificador no necesariamente están compuestas de transistores BJT, pero sirven para empezar a estudiar la realimentación.

4.1 – Amplificador de tensión con muestreo de tensión y mezcla en serie

Los parámetros importantes del amplificador son:

- **Amplificador de tensión:** es el amplificador a lazo abierto, sin conectar la red β , este amplificador tiene una ganancia de A_v , una impedancia de entrada de z_i (zeta minúscula) y una impedancia de salida z_o (zeta minúscula), como vemos en la [Figura 4-3\(a\)](#). Cuando hacemos el circuito equivalente de alterna, las impedancias Z_{f1} y Z_{f2} pasan a formar parte de la impedancia de entrada Z_i (zeta mayúscula) y Z_o (zeta mayúscula) respectivamente. Esto lo conseguimos pasivando v_o e i_f en la red β , para calcular Z_i (zeta mayúscula) y Z_o (zeta mayúscula) respectivamente.
- **Red de realimentación beta:** esta es la realimentación propiamente dicha. Este modelo de cuadripolo no incluye los parámetros de transferencia entrada-salida ya que se aplican las suposiciones de la sección 1. En este caso la señal de salida se transmite a la entrada sólo a través de la red β y no al revés. Por lo general, es imposible separar el amplificador básico de la red de realimentación pues forman un único circuito.

Sus componentes son tres: la impedancia de entrada Z_{f2} , la impedancia de salida Z_{f1} y la ganancia de realimentación β , y se calculan de la siguiente manera:

- **Impedancia de salida de la red beta:** esta impedancia es la que «ve» la salida de la red β (del lado de la mezcla). En la mayoría de los casos está

a la izquierda del papel cuando dibujamos el circuito de realimentación. Esta impedancia es igual al cociente entre la tensión que hay en la salida de la red β y la corriente que la atraviesa, con la muestra pasivada. Al tratarse de una muestra de tensión, la pasivamos haciendo $v_{of}=0$. Para que v_f se aproxime a $\beta \cdot v_{of}$, esta impedancia debe ser lo más chica posible.

- Impedancia de entrada de la red beta: esta impedancia es la que «ve» la entrada de la red β (del lado del muestreo). En la mayoría de los casos está a la derecha del papel. Esta impedancia es igual al cociente entre la tensión que hay en la enrada de la red β y la corriente que la atraviesa, con la mezcla pasivada. Al tratarse de una mezcla en serie, la pasivamos haciendo $i_f=0$. Para que no se derive corriente en el muestreo, Z_{f2} debe ser lo más grande posible.
- Ganancia de la red de realimentación: es el cociente entre la señal mezclada y la muestrada. En este caso es adimensional. La fuente que hay que pasivar para obtener β es la misma que para obtener Z_{f2} , en este caso es i_f .

$$Z_{f1} = \left. \frac{v_f}{i_f} \right|_{v_{of}=0}$$

$$Z_{f2} = \left. \frac{v_{of}}{i_{of}} \right|_{i_f=0}$$

$$\beta = \left. \frac{v_f}{v_{of}} \right|_{i_f=0}$$

Amplificador realimentado: es el amplificador cuando conectamos la red β , este amplificador tiene una ganancia a lazo cerrado de A_f , una impedancia de entrada de Z_{if} y una impedancia de salida Z_{of} . La tensión de entrada es $\alpha \cdot v_s = v_e + v_f$.

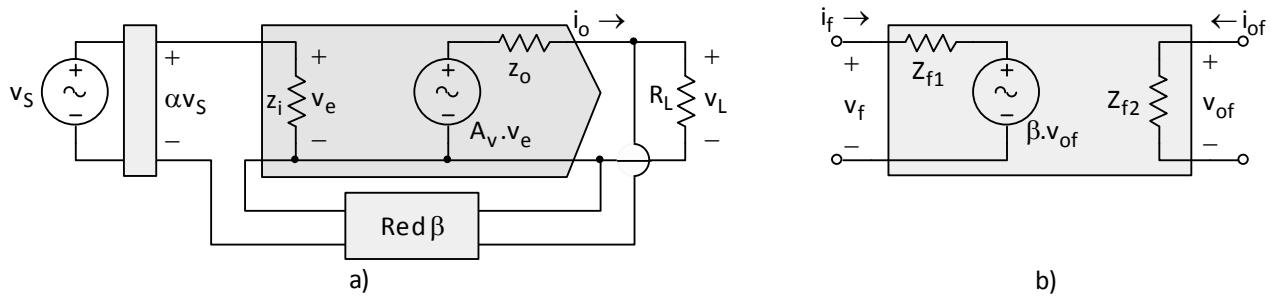


Figura 4-3: a) Amplificador de tensión con muestra de tensión y muestra serie, esquema completo y b) modelo de cuadripolo de la red β .

Círculo equivalente:

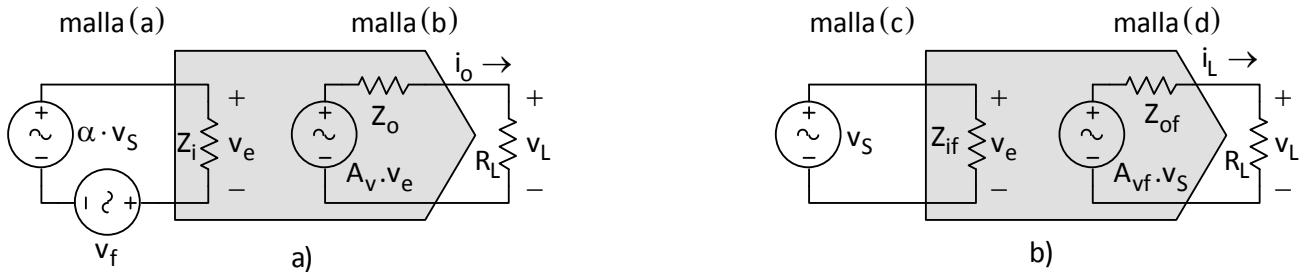


Figura 4-4: Amplificador tensión serie. a) Circuito simplificado sin la red beta con las resistencias Z_{f1} y Z_{f2} asimiladas a la impedancia de entrada y de salida, respectivamente; y b) circuito simplificado con los parámetros del amplificador realimentado, Z_{if} , Z_{of} y A_{vf} .

Donde α es la porción de v_s que efectivamente entra al amplificador, con esto prescindimos del cálculo del divisor resistivo a la entrada. Además desprecia los efectos de la red beta sobre el amplificador. De la figura anterior deducimos los siguientes tres juegos de ecuaciones que usamos para obtener v_L .

Ganancia e impedancias:

$$\begin{aligned} \text{LKV(a)}: \alpha.v_S &= v_e + v_f & \therefore v_e &= \underbrace{\alpha.v_S - \beta.v_L}_{\downarrow} & \therefore v_S &= \frac{v_e + \beta.v_L}{\alpha} \\ \text{LKV(b)}: A_v.v_e &= Z_o.i_o + v_L & \therefore v_L &= A_v.v_e - Z_o.i_o \\ && v_L &= \alpha.A_v.v_S - \beta.A_v.v_L - Z_o.i_o \\ && v_L(1 + \beta.A_v) &= \alpha.A_v.v_S - Z_o.i_o \\ && v_L &= \frac{A_v.\alpha}{1 + \beta.A_v} v_S - \frac{Z_o}{1 + \beta.A_v} i_o \end{aligned} \quad (4-)$$

$$\text{LKV(d)}: A_{vf}.v_S = Z_{of}.i_o + v_L \quad \therefore v_L = A_{vf}.v_S - Z_{of}.i_o \quad (4-)$$

Comparando las ecuaciones (4-1) y (4-2), obtenemos

$$A_{vf} = \frac{\alpha.A_v}{1 + \beta.A_v} \quad (4-)$$

$$Z_{of} = \frac{Z_o}{1 + \beta.A_v} \quad (4-)$$

Para hallar Z_L , pasivamos la fuente de tensión $A_{vf}.v_S$ en la Figura 4-4(b), entonces Z_L será

$$Z_L = Z_{of} \parallel R_L = \frac{Z_{of} \cdot R_L}{Z_{of} + R_L} = \frac{\frac{Z_o}{1 + \beta A_v} \cdot R_L}{\frac{Z_o}{1 + \beta A_v} + R_L} = \frac{Z_o \cdot R_L}{Z_o + R_L + R_L \beta A_v} = \frac{Z_o \cdot R_L}{(Z_o + R_L) \left(1 + \frac{R_L \beta A_v}{R_L + Z_o} \right)} =$$

$$\boxed{\frac{Z_o \parallel R_L}{1 + \frac{R_L \beta A_v}{R_L + Z_o}} = Z_L} \quad (4-5)$$

Resulta obvio que Z_L tenderá a Z_{of} a medida que Z_o tienda a cero

$$Z_{of} = \lim_{Z_o \rightarrow 0} Z_L \quad (4-)$$

De la malla (d):

$$\begin{aligned} Z_{if} &= \frac{v_S}{i_e} = \frac{v_e + \beta.v_L}{\alpha.i_e} = \frac{v_e}{\alpha.i_e} + \frac{\beta.v_L}{\alpha.i_e} = \frac{v_e}{\alpha.i_e} + \frac{\beta.v_L}{\alpha.i_e} \cdot \frac{v_e}{v_e} = \frac{v_e}{\alpha.i_e} \left(1 + \frac{\beta.v_L}{v_e} \right) = \frac{Z_i}{\alpha} \cdot (1 + \beta.A_v) \\ &\bullet i_S = v_e / Z_i \quad \text{De la malla (a)} \\ &\bullet v_S \quad \text{Del segundo despeje de LKV (a)} \\ &\bullet v_L \approx A_v.v_e \quad \text{Si } Z_o \ll R_L, \text{ como sucede en la mayoría de los casos} \end{aligned}$$

$$\boxed{Z_{if} = Z_i \frac{1 + \beta.A_v}{\alpha}} \quad (4-)$$

Por lo general $\alpha \approx 1$ o ligeramente menor que 1, pero nunca mayor, por eso en la mayoría de las ecuaciones usamos este valor. Para que un amplificador de tensión transfiera la máxima potencia, se debe cumplir que $R_s \ll Z_i$ y $Z_o \ll R_L$. Cuando esto sucede, ni R_s ni R_L aparecen en el desarrollo anterior y podemos decir que la ganancia de éste amplificador no depende ni de la carga ni del generador. La realimentación negativa hace además que la impedancia de entrada Z_i se eleve D veces y que Z_o disminuya en la misma proporción, mejorando las características deseables en un amplificador de tensión (alta impedancia de entrada y baja de salida).

La impedancia de salida teniendo en cuenta la carga será el paralelo entre ésta y Z_{of} , es decir

$$Z_L = R_L \parallel Z_{of} = \frac{R_L \cdot Z_{of}}{R_L + Z_{of}} = \frac{R_L \cdot Z_o}{R_L(1 + \beta A_v) + Z_o} = \frac{R_L \cdot Z_o}{R_L + R_L \beta A_v + Z_o} = \frac{R_L \cdot Z_o}{(R_L + Z_o)\left(1 + \frac{R_L \beta A_v}{R_L + Z_o}\right)} =$$

$$= \frac{R_L \parallel Z_o}{1 + \frac{R_L \beta A_v}{R_L + Z_o}} = \boxed{\frac{Z_{la}}{1 + \frac{R_L \beta A_v}{R_L + Z_o}}} = Z_L \quad (4 -)$$

Donde Z_{la} es la impedancia de salida, a lazo abierto, teniendo en cuenta R_L . Como en el caso anterior, $Z_{of} = Z_L$ si se cumple que $R_L \gg Z_{of}$, como sucede en la mayoría de los amplificadores de tensión, es decir

$$Z_{of} = \lim_{R_L/Z_{of} \rightarrow \infty} Z_L \quad (4 -)$$

4.2 – Amplificador de corriente con muestra de corriente y mezcla en paralelo

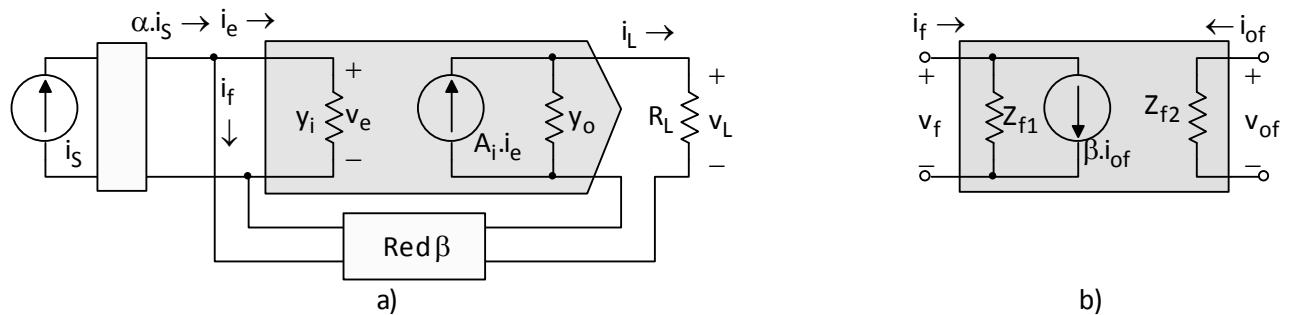


Figura 4-5: a) Amplificador de corriente con muestra de corriente y mezcla paralelo, esquema completo y b) modelo de cuadripolo de la red β .

Parámetros de la red β :

$$Z_{f2} = \frac{v_{of}}{i_{of}} \Big|_{v_f=0}$$

$$Z_{f1} = \frac{v_f}{i_f} \Big|_{i_{of}=0}$$

$$\beta = \frac{i_f}{i_{of}} \Big|_{v_f=0}$$

Para que no se modifique la tensión derive corriente en el muestreo, Z_{f2} debe ser lo más grande posible, y para que $v_f = v_f$, la impedancia Z_{f1} debe ser lo más pequeño posible.

Círculo equivalente:

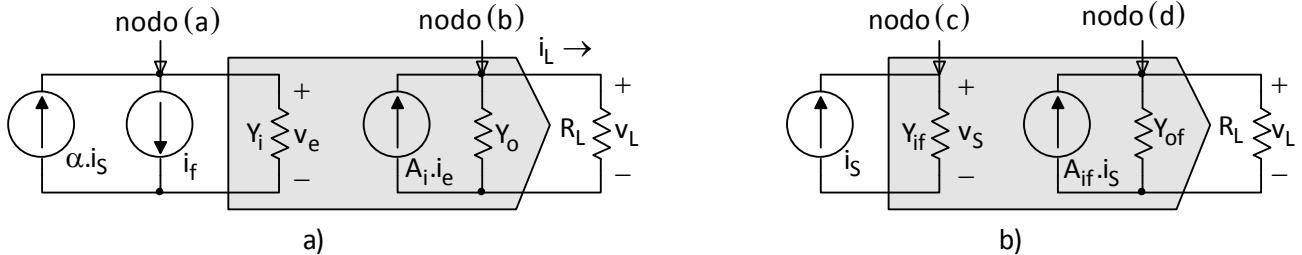


Figura 4-6: Amplificador corriente en paralelo: a) circuito simplificado sin la red beta con las resistencias Z_{f1} y Z_{f2} asimiladas a la admitancia de entrada (Y_i) y de salida (Y_o), respectivamente; y b) circuito simplificado con los parámetros del amplificador realimentado, Z_{if} , Z_{of} y A_{if} .

Ganancia e impedancias:

$$\begin{aligned} LKI(a): \quad \alpha.i_S &= i_f + i_e & \rightarrow \therefore i_e &= \underbrace{\alpha.i_S - \beta.i_L}_{\downarrow} & \rightarrow \therefore i_S &= \frac{i_e + \beta.i_L}{\alpha} \\ LKI(b): \quad A_i.i_e &= v_L \cdot Y_o + i_L & \rightarrow \therefore i_L &= A_i.i_e - Y_o \cdot v_L & \\ & & i_L &= A_i(\alpha.i_S - \beta.i_L) - Y_o \cdot v_L & \\ & & i_L &= \alpha.A_i.i_S - \beta.A_i.i_L - Y_o \cdot v_L & \\ & & i_L(1 + \beta.A_i) &= \alpha.A_i.i_S - Y_o \cdot v_L & \\ & & i_L &= \frac{\alpha.A_i}{1 + \beta.A_i}i_S - \frac{Y_o}{1 + \beta.A_i}v_L & \end{aligned} \quad (4-1)$$

$$LKI(d): \quad A_{if}.i_S = Y_{of}.v_L + i_L \quad \rightarrow \therefore i_L = A_{if}.i_S - Y_{of}.v_L \quad (4-1)$$

Comparando (4-10) y (4-11) tenemos

$$A_{if} = \frac{\alpha.A_i}{1 + \beta.A_i} \quad (4-1)$$

$$Y_{of} = \frac{Y_o}{1 + \beta.A_i} \quad o \quad Z_{of} = Z_o(1 + \beta.A_i) \quad (4-1)$$

$$\text{De la malla (c): } Y_{if} = \frac{i_S}{v_e} = \frac{i_e + \beta.i_L}{\alpha.v_e} = \frac{i_e}{\alpha.v_e} + \frac{\beta.i_L}{\alpha.v_e} = \frac{i_e}{\alpha.v_e} + \frac{\beta}{\alpha} \cdot \frac{i_L}{v_e} \cdot \frac{i_e}{i_e} = \frac{i_e}{\alpha.v_e}(1 + \beta.A_i)$$

• $Y_i = i_S / v_e$ Deducido de una de las ramas del nodo (a)

• $i_L = A_i.i_e$ Deducido del nodo (b) si $Y_o \rightarrow \infty$

• i_S Lo sacamos del segundo despeje de LKI(a)

$$\boxed{Y_{if} = Y_i \cdot \frac{1+\beta A_i}{\alpha} \quad \text{o} \quad Z_{if} = Z_i \frac{\alpha}{1+\beta A_i}} \quad (4-1)$$

Para hallar la impedancia teniendo en cuenta la carga hacemos

$$Z_L = R_L \parallel Z_{of} = R_L \parallel [Z_o(1+\beta A_i)] = \frac{R_L \cdot Z_o(1+\beta A_i)}{R_L + Z_o(1+\beta A_i)} = \frac{R_L Z_o(1+\beta A_i)}{R_L + Z_o + Z_o \beta A_i} = \frac{R_L Z_o}{R_L + Z_o} \cdot \frac{1+\beta A_i}{1 + \frac{Z_o \beta A_i}{R_L + Z_o}} = \frac{(R_L \parallel Z_o)(1+\beta A_i)}{1 + \frac{Z_o \beta A_i}{R_L + Z_o}}$$

$$\boxed{(R_L \parallel Z_o) \frac{1+\beta A_i}{1+\beta A_i} = Z_L} \quad (4-1)$$

De nuevo aquí, como en el caso anterior, (pero esta vez) si $R_L \ll Z_{of}$ entonces $Z_L = Z_{of}$, es decir

$$Z_{of} = \lim_{R_L/Z_{of} \rightarrow 0} Z_L$$

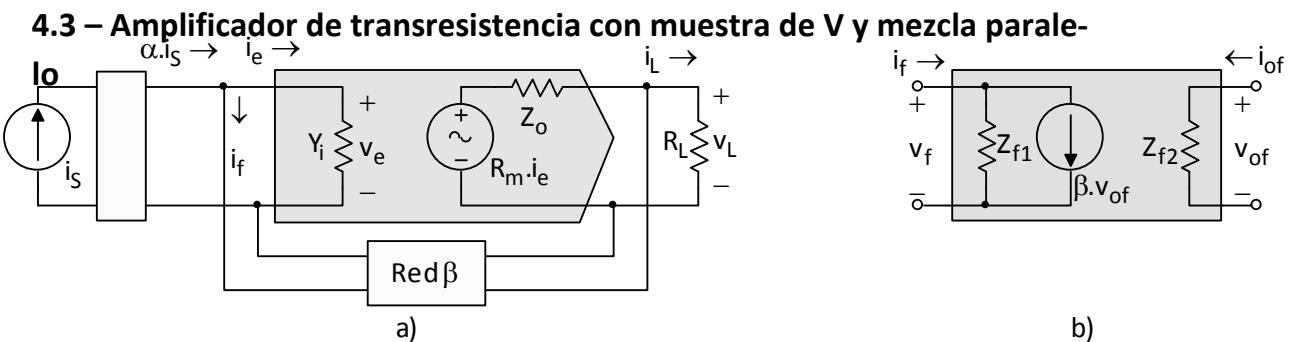


Figura 4-7: a) Amplificador de transresistencia con muestra de tensión y mezcla en paralelo, esquema completo y b) modelo de cuadripolo de la red β .

Parámetros de la red β :

$$Z_{f1} = \left. \frac{v_f}{i_f} \right|_{v_{of}=0}$$

$$Z_{f2} = \left. \frac{v_{of}}{i_{of}} \right|_{v_f=0}$$

$$\beta = \left. \frac{i_f}{i_{of}} \right|_{v_f=0}$$

Círculo equivalente:

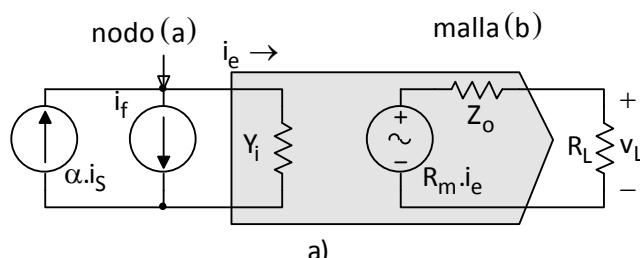


Figura 4-8: a) Circuito simplificado sin la red β con las resistencias Z_{f1} y Z_{f2} asimiladas a la admitancia de entrada Y_{if} y la impedancia de salida, respectivamente; y b) circuito simplificado con los parámetros del amplificador realmente implementado, Y_{if} , Z_{of} y R_{mf} .

Ganancia e impedancias:

$$\begin{aligned}
 \text{LKI(a): } \alpha \cdot i_S &= i_f + i_e \quad \rightarrow \therefore i_e = \underbrace{\alpha \cdot i_S - \beta \cdot v_L}_{\downarrow} \quad \rightarrow \therefore i_S = \frac{i_e + \beta \cdot v_L}{\alpha} \\
 \text{LKV(b): } R_m \cdot i_e &= v_L + Z_o \cdot i_o \quad \rightarrow \therefore v_L = R_m \cdot i_e - Z_o \cdot i_o \\
 v_L &= R_m (\alpha \cdot i_S - \beta \cdot v_L) - Z_o \cdot i_o \\
 v_L &= \alpha \cdot R_m \cdot i_S - \beta \cdot R_m \cdot v_L - Z_o \cdot i_o \\
 v_L (1 + \beta \cdot R_m) &= \alpha \cdot R_m \cdot i_S - Z_o \cdot i_o \\
 v_L &= \frac{\alpha \cdot R_m}{1 + \beta \cdot R_m} i_S - \frac{Z_o}{1 + \beta \cdot R_m} i_o \tag{4-1}
 \end{aligned}$$

$$\text{LKV(d): } R_{mf} \cdot i_S = i_o \cdot Z_{of} + v_L \quad \rightarrow \therefore v_L = R_{mf} \cdot i_S - i_o \cdot Z_{of} \tag{4-1}$$

Comparando las ecuaciones (4-16) y (4-17) nos queda

$$R_{mf} = \frac{\alpha \cdot R_m}{1 + \beta \cdot R_m} \tag{4-1}$$

$$Z_{of} = \frac{Z_o}{1 + \beta \cdot R_m} \tag{4-1}$$

$$\begin{aligned}
 \text{De la malla (c): } Y_{if} &= \frac{i_S}{v_e} = \frac{i_e + \beta \cdot v_L}{\alpha \cdot v_e} = \frac{i_e}{\alpha \cdot v_e} + \frac{\beta \cdot v_L}{\alpha \cdot v_e} = \frac{i_e}{\alpha \cdot v_e} + \frac{\beta \cdot v_L}{\alpha \cdot v_e} \cdot \frac{i_e}{i_e} = \frac{i_e}{\alpha \cdot v_e} (1 + \beta \cdot R_m) \\
 Y_{if} &= Y_i \cdot \frac{1 + \beta \cdot R_m}{\alpha} \quad \text{o} \quad Z_{if} = Z_i \cdot \frac{\alpha}{1 + \beta \cdot R_m} \tag{4-2}
 \end{aligned}$$

La impedancia de salida teniendo en cuenta la carga es idéntica a la expresión (4-8) pero haciendo el reemplazo de $A_v = R_m$, es decir

$$Z_L = \frac{R_L || Z_o}{1 + \frac{R_L \beta R_m}{R_L + Z_o}} = \frac{Z_{La}}{1 + \frac{R_L \beta R_m}{R_L + Z_o}} \tag{4-2}$$

4.4 – Amplificador de transconductancia con muestra de I y mezcla serie

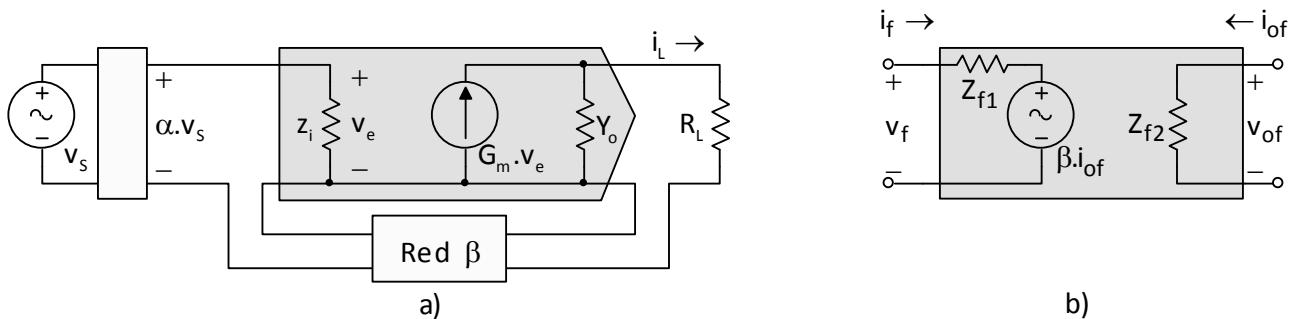


Figura 4-9: a) Topología ideal de un amplificador realimentado de transconductancia, esquema completo y **b)** red de realimentación beta.

Parámetros de la red beta:

$$Z_{f1} = \left. \frac{v_f}{i_f} \right|_{i_{of}=0}$$

$$Z_{f2} = \left. \frac{v_{of}}{i_{of}} \right|_{i_f=0}$$

$$\beta = \left. \frac{i_f}{i_{of}} \right|_{i_f=0}$$

Circuito equivalente:

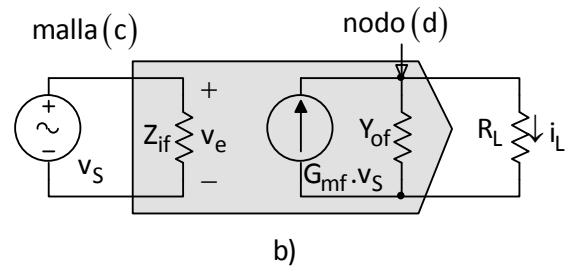
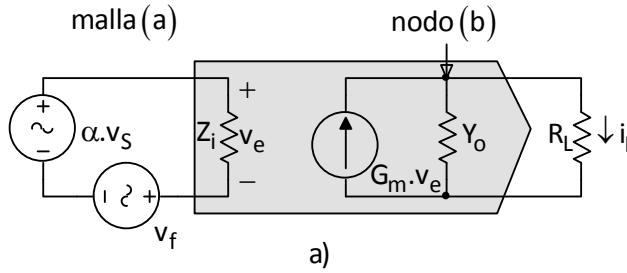


Figura 4-10: a) Circuito simplificado sin la red beta con las impedancias Z_{f1} y Z_{f2} asimiladas a la impedancia de entrada y a la admitancia de salida, respectivamente; y b) circuito simplificado con los parámetros del amplificador realimentado, Z_{if} , Y_{of} y G_{mf} .

Ganancia e impedancias:

$$\begin{aligned}
 \text{LKV(a): } \alpha.v_S &= v_f + v_e & \rightarrow \therefore v_e &= \underbrace{\alpha.v_S - \beta.i_L}_{\downarrow} \rightarrow \therefore v_S = \frac{v_e + \beta.i_L}{\alpha} \\
 \text{LKI(b): } G_m.v_e &= i_L + Y_o.v_L & \rightarrow \therefore i_L &= G_m.v_e - Y_o.v_L \\
 && i_L &= G_m(\alpha.v_S - \beta.i_L) - Y_o.v_L \\
 && i_L &= \alpha.G_m.v_S - \beta.G_m.i_L - Y_o.v_L \\
 i_L(1 + \beta.G_m) &= \alpha.G_m.v_S - Y_o.v_L \\
 i_L &= \frac{\alpha.G_m}{1 + \beta.G_m}v_S - \frac{Y_o}{1 + \beta.G_m}v_L \tag{4-2}
 \end{aligned}$$

$$\text{LKI(d): } R_{mf}.v_S = v_L.Z_{of} + i_L \rightarrow \therefore i_L = G_{mf}.v_S - v_L.Y_{of} \tag{4-2}$$

Comparando (4-22) y (4-23) tenemos que

$$G_{mf} = \frac{\alpha.G_m}{1 + \beta.G_m} \tag{4-2}$$

$$Y_{of} = \frac{Y_o}{1 + \beta.G_m} \quad o \quad Z_{of} = Z_o(1 + \beta.G_m) \tag{4-2}$$

$$\text{De la malla (c): } Z_{if} = \frac{v_S}{i_e} = \frac{v_e + \beta.i_L}{\alpha.i_e} = \frac{v_e}{\alpha.i_e} + \frac{\beta.i_L}{\alpha.i_e} = \frac{v_e}{\alpha.i_e} + \frac{\beta.i_L}{\alpha.i_e} \cdot \frac{v_e}{v_e} = \frac{v_e}{\alpha.i_e}(1 + \beta.G_m)$$

$$Z_{if} = Z_i \cdot \frac{1 + \beta G_m}{\alpha}$$

(4 – 2)

La impedancia de salida teniendo en cuenta la carga es idéntica a (4 – 15), pero con G_m en lugar de A_i .

$$\frac{(Z_o || R_L) \cdot (1 + \beta G_m)}{1 + \frac{Z_o \beta G_m}{R_L + Z_o}} = Z_L$$

(4 – 2)

Aquí, si $R_L \ll Z_{of}$ entonces $Z_L = Z_{of}$, es decir

$$Z_{of} = \lim_{R_L/Z_{of} \rightarrow 0} Z_L$$

4.5 – Método de análisis en un amplificador realimentado

Paso	Descripción
Muestra	<u>Tensión</u> : si la muestra está tomada en paralelo con R_L . <u>Corriente</u> : si la muestra forma parte de la malla de R_L .
1) Identificar topología.	<u>Serie</u> : si la mezcla modifica la tensión de error. <u>Paralelo</u> : si la mezcla modifica la corriente de error.
Mezcla	<u>Señales de error y de muestra</u> : Que son v_e , i_e , v_o e i_o . En algunas ocasiones $v_o \approx v_L$ e $i_o \approx i_L$.
2) Encontrar los parámetros de la red beta.	<u>Impedancia de salida de la red beta (Z_{f1})</u> : es el cociente entre la tensión (v_f) y corriente de salida (i_f) de la red β pasivando la muestra. Si ésta última es de tensión, la ponemos a masa y si es de corriente, la dejamos desconectada. <u>Impedancia de entrada de la red beta (Z_{f2})</u> : es el cociente entre la tensión y corriente de entrada de la red β con la mezcla

	<p>pasivada. Si la mezcla es en serie, la ponemos a masa; si es en paralelo, la desconectamos.</p> <p><u>Factor de realimentación β:</u> es el cociente entre la señal muestreada (x_{of}) y la señal de realimentación (x_f). Si la muestra es de tensión $x_{of}=v_{of}$, caso contrario es i_{of}; si la mezcla es serie $x_f=v_f$, de lo contrario es i_f.</p>
3) Realizar el circuito equivalente de alterna a lazo abierto.	Circuito equivalente similar al visto en Aplicada I, con las impedancias Z_{f1} y Z_{f2} incorporadas en el lugar correspondiente.
4) Encontrar los parámetros del amplificador a lazo abierto.	<p><u>Fuentes de entrada:</u> si el amplificador original contiene una fuente de tensión con una resistencia en serie (v_s y R_s) y la mezcla es en paralelo, debemos cambiar el circuito equivalente de entrada a un. Si, por el contrario, el amplificador tiene una fuente de corriente en paralelo con una resistencia y la mezcla es en serie, debemos cambiar el circuito equivalente de entrada a un Thevenin.</p> <p><u>Ganancia a lazo abierto:</u> que puede ser de tensión $A_v=v_o/v_e$, de corriente $A_i=i_o/i_e$, de transresistencia $R_m=v_o/i_e$ o de transconductancia $G_m=i_o/v_e$, dependiendo de la topología.</p> <p><u>Impedancias:</u> de salida ($Z_o=v_o/i_o$) y de entrada ($Z_i=v_e/i_e$).</p>
5) Encontrar la función insensibilidad.	$D = 1 + \beta A$
6) Encontrar los parámetros del amplificador realimentado.	<p><u>Ganancia a lazo cerrado:</u> A_{vf}, A_{if}, R_{mf} o G_{mf}.</p> <p><u>Impedancias:</u> de entrada (Z_{if}) y de salida (Z_{of}).</p>
7) Encontrar, si es necesario, los parámetros del sistema.	<p><u>Ganancia:</u> que es la ganancia teniendo en cuenta la tensión (v_L) o corriente de carga (i_L) y la tensión (v_s) o corriente de la señal (i_s).</p> <p><u>Impedancias:</u> Impedancia que ve el generador (Z_s), la impedancia que ve la carga (Z_{out}) y la impedancia teniendo en cuenta la carga (Z_L).</p>

Tabla 4-1: Pasos del método para analizar un amplificador realimentado.

Aclaro que el cuadro resume los pasos que se toman para analizar un amplificador realimentado. No sé si está bien, solo puse lo que hago en los circuitos de práctica de aula.

En algunos apuntes encontramos que tanto la ganancia como las impedancias tienen sufijos o apóstrofes que nos indican cómo se calcularon. Por ejemplo, podemos hallar un A_v , que es la ganancia de tensión de la etapa amplificadora sin realimentación y A'_v , que es la misma ganancia pero teniendo en cuenta la impedancia de carga. En otros esbozos esa misma ganancia es A_{VL} , en donde el sufijo L quiere decir que se tuvo

en cuenta la resistencia R_L . O también A_v , $A_{V'}$. O A_y , G_m , A_g , para referirse a la ganancia de transconductancia. Lo mismo sucede con las impedancias: Z_{if} , $Z_{if'}$, Z_f , $Z_{if'}$, Z_{of} , Z_{ofL} .

Esto es un problema porque algunas letras son confundibles cuando están puestas como sufijos (letra chica). Distinguir una **G** de una **g** no sería nada, pero una **v** de una **V** ya se complica. Confundir una **y** de una **Y** no es tan extraño si ésta está metida en medio de una larga ecuación de un largo desarrollo.

También en algunos libros se expresa una ganancia en función de otra usando el operador límite. Que aprovecha la ventaja de algunas cuestiones prácticas como la relación entre las impedancias de carga con respecto a la de salida, o el hecho de que consideremos la ganancia –de un operacional pongamos el caso– como infinita. No le veo mucho sentido hacer todo esto en esta parte que es teórica, más bien lo dejo para los ejercicios, en donde si surge alguna duda podremos ver bien qué elementos estamos considerando en la ecuación. Ahí sí complicaré un poco la nomenclatura.

5. RUIDO¹⁷

5.1 – Introducción

Se denomina ruido a toda señal no deseada que se mezcla con la señal útil que se quiere transmitir. O en nuestro caso lo podemos definir como cualquier perturbación a la salida de un amplificador cuya entrada es nula. Es el resultado de diversos tipos de perturbaciones que tiende a «confundirse» con la información presentándose en su misma banda de frecuencias. Normalmente se representa por un generador equivalente a la entrada del amplificador de modo que a la salida del mismo obtengamos el ruido medido.

El ruido se debe a varios factores, como los componentes electrónicos, al ruido térmico de las resistencias, interferencias de señales externas, etc. No lo podemos eliminar por completo, debido a que los componentes electrónicos no son perfectos. Sin embargo, es posible atenuarlo hasta obtener una calidad aceptable.

5.2 – Clasificación de los ruidos

Como ya dijimos, el ruido puede tener varias causas. Los siguientes son los tres tipos de ruidos más comunes en los elementos electrónicos: «ruido externo»; «ruido térmico» y el «ruido generado por elementos activos».

- **Ruido externo:** generado por tensiones inducidas por campos eléctricos y magnéticos, tensiones de zumbido, ruidos generados por vibraciones en contactos deficientes, etc. Este tipo de ruido puede ser corregido en gran medida por blindajes, un adecuado montaje de los elementos del circuito o un buen diseño de fuente.

¹⁷ (González, 1985) p. 36.

- **Ruido térmico de Johnson:** también llamado **ruido de Johnson-Nyquist (ruido térmico, ruido de Johnson, o ruido de Nyquist)**. Cuando a un conductor le aplicamos un voltaje estable, entre sus terminales existe otra tensión que varía de forma aleatoria y es generada por la agitación de los electrones, ésta debida a su vez por la temperatura. La cantidad de electrones que se mueven en ambos sentidos es la misma, al igual que su velocidad promedio. Pero la distribución, al ser aleatoria, genera una corriente aleatoria también, lo cual provoca una diferencia de potencial entre los extremos del conductor. Todo esto sucede independientemente del valor aplicado externamente al conductor. Dicha tensión aleatoria (generalmente del orden de los μV) la calculamos con la siguiente fórmula:

$$V_n = \sqrt{4 \cdot K_B \cdot T \cdot R \cdot \Delta f} \quad (5 -$$

Donde: **K_B :** constante de Boltzmann=1,3806504 . 10^{-23} [Joule/Kelvin].

T: temperatura de la resistencia en grados Kelvin.

R: valor de la resistencia en Ω .

Δf : ancho de banda en Hz.

Cuando conectamos una resistencia a un circuito, podemos considerar que la tensión de ruido térmico actúa en serie con dicha resistencia y podemos representar el sistema mediante un generador de ruido en serie con la resistencia libre de ruido.

La ecuación (5 – 1) establece que el ruido es proporcional al ancho de banda de trabajo e independiente de la frecuencia central de dicha banda. Esta distribución tiene el mismo nivel de ruido por unidad de ancho de banda en cualquier lugar del espectro y se denomina «ruido blanco». El ancho de banda debe ser lo más estrecho posible para no vernos obligados a alterar las impedancias a causa del ruido.

5.2 – 3: Ruido generado por elementos activos

Los elementos activos también son causa común de ruidos. Por ello, la sensibilidad de éstos puede estar limitada por el ruido que ellos mismos generan. Son tres los factores que producen ruido en los semiconductores: el ruido térmico o de Johnson, el ruido de Schottky y el ruido de centelleo o de disparo.

- **Ruido térmico o de Johnson:** es el ruido antes mencionado, asociado a las resistencias internas del transistor. La ecuación que lo representa es la misma: la (5 – 1).
- **Ruido de Schottky:** depende de la naturaleza discreta de los portadores. El ruido Schottky se produce por los saltos o distintos tiempos con que llegan las cargas aunque la corriente media se mantenga constante. La fluctuación en el número de portadores es lo que denominamos **ruido Schottky**. La expresión para este ruido la da la siguiente expresión:

$$I_h = \sqrt{2 \cdot Q \cdot I_{dc} \cdot \Delta f} \quad (5 -$$

Donde: **Q :** carga del electrón.

I_{dc} : corriente continua.

Δf : ancho de banda.

- **Ruido de centelleo:** el ruido de centelleo (ruido de disparo o ruido shot) es un tipo de ruido electrónico que tiene lugar cuando el número finito de partículas que transportan energía –tales como los electrones en un circuito electrónico– es suficientemente pequeño para dar lugar a la aparición de fluctuaciones estadísticas apreciables en una medición. Este tipo de ruido resulta importante en electrónica y en las telecomunicaciones.

El nivel de este ruido es tanto mayor cuanto mayor sea el valor promedio de la intensidad de corriente eléctrica. Sin embargo, en tanto que el nivel de señal crece más rápidamente cuanto mayor es su nivel promedio, a menudo el ruido de disparo sólo supone un problema cuando se trabaja con intensidades de corriente bajas. Este ruido se hace presente a frecuencias que van desde **0 a 1 [KHz]** (para valores de frecuencias mayores este ruido es prácticamente despreciable) siendo inversamente proporcional a la frecuencia.

Este ruido no solo está presente en los BJT y FET, sino también en algunos tipos de resistencias.

5.3 – Modelo equivalente de transistores con ruido

Los modelos equivalentes del BJT y FET con las fuentes de ruido (al menos las más conocidas: térmica y Schottky) incluidas son

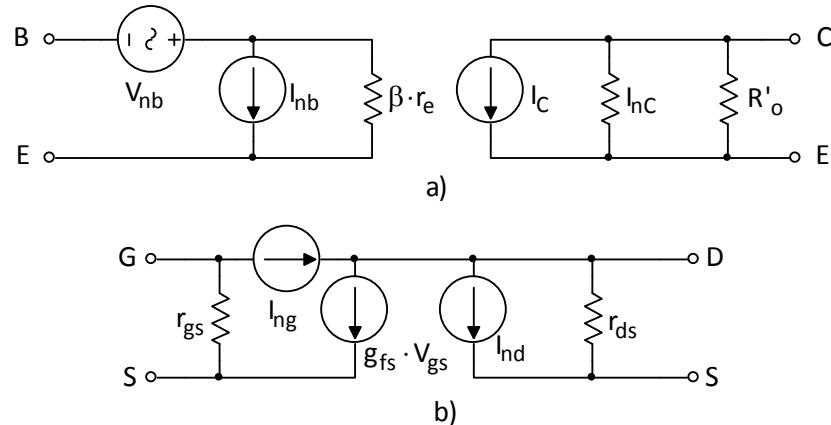


Figura 5-1: Modelo equivalente de ruido a) en el BJT y b) en el FET.

$$\text{Para BJT: } I_{nb} = \sqrt{2 \cdot Q \cdot I_B \cdot \Delta f} \quad I_{nc} = \sqrt{2 \cdot Q \cdot I_C \cdot \Delta f} \quad V_{nb} = \sqrt{4 \cdot K_B \cdot T \cdot r_b \cdot \Delta f} \quad (5 -)$$

Donde:
 I_{nb} : Fuente de ruido Schottky relacionada a la corriente de base.
 I_{nc} : Fuente de ruido Schottky relacionada a la corriente de colector.

V_{nb} : Fuente de ruido térmico asociada a r_b .

$$\text{Para FET: } I_{ng} = \sqrt{2 \cdot Q \cdot I_G \cdot \Delta f} \quad I_{nD} = \sqrt{4 \cdot K_B \cdot T \cdot g_{fs} \cdot \Delta f} \quad (5 -)$$

Donde:
 I_{ng} : El ruido de Schottky está asociado a la corriente de fuga de puerta que es mayor entre drenador y puerta por ser grande la diferencia de potencial entre ellos.

I_{ng} : En el canal del FET aparece un generador de ruido térmico relacionado con la resistencia $1/g_{fs}$. Notar que en las ecuaciones (5 – 4) las señales de ruido son independientes del punto de trabajo.

5.4 – Relación señal ruido (R_{SN}) y figura de ruido (N^oR)

Esta relación, ya vista anteriormente, indica el grado de ruido presente en un amplificador o componente determinado. La **S/N** expresa la medida en que la señal va acompañada de ruido. Puede expresarse en términos de tensión, potencia o su equivalente en dB.

$$R_{SN} = S/N = \frac{S(\text{Señal})}{N(\text{Ruido})} \quad (5 - 1)$$

$$R_{SN} = 10 \cdot \log(P_S / P_N) \quad R_{SN} = 20 \cdot \log(V_S / V_N) \quad R_{SN} = 20 \cdot \log(I_S / I_N)$$

La **figura de ruido** o **número de ruido** (**NF** o **F**) es el cociente entre la relación de ruido presente a la salida de un sistema ideal y la relación de ruido real a la salida del sistema.

$$N^oR = \frac{S/N_{ideal}}{S/N_{real}} \quad (5 - 2)$$

$$N^oR = \frac{S/N_{ideal}}{S/N_{real}} = \frac{\frac{P_o(\text{señal})}{P_o(\text{ruido})_{ideal}}}{\frac{P_o(\text{señal})}{P_o(\text{ruido})_{real}}} = \frac{P_o(\text{ruido})_{ideal}}{P_o(\text{ruido})_{real}}$$

$$N^oR_{dB} = 10 \cdot \log \frac{P_o(\text{ruido})_{real}}{P_o(\text{ruido})_{ideal}}$$

Otra forma de escribir la ecuación anterior es

$$N^oR_{dB} = 10 \cdot \log \frac{P_o(\text{ruido})_{real}}{P_o(\text{ruido})_{ideal}} = 10 \cdot \log \frac{P_o(\text{ruido})_{real}}{A_p \cdot P_i(\text{ruido})_{ideal}} = 10 \cdot \log \frac{P_i(\text{señal}) / P_i(\text{ruido})_{ideal}}{P_o(\text{señal}) / P_o(\text{ruido})_{real}} = 20 \cdot \log \frac{S/N_i}{S/N_o}$$

6. DISTORSIÓN NO LINEAL¹⁸

6.1 – Introducción

Si aplicamos a la entrada de un amplificador una señal, pongamos por caso sinusoidal, idealmente, deberíamos obtener la misma sinusoida amplificada a la salida. Pero en la práctica esto no ocurre porque la salida no es una réplica exacta de la entrada sino que está distorsionada. Ésta se debe a los elementos activos presentes en el sistema y a su respuesta en general. Podemos clasificar tres tipos de distorsión: distor-

¹⁸ (González, 1985) p. 44.

sión no lineal, distorsión de frecuencia y la distorsión por desplazamiento de fase. Por el momento sólo nos interesa la primera.

6.2 – Distorsión no lineal. Análisis de la distorsión

La «**distorsión no lineal**» (también llamada «**distorsión de amplitud**»), se manifiesta con la aparición en la salida de frecuencias que no se hallan presentes en la señal original. Estas frecuencias son armónicas de las frecuencias de entrada y también el producto de la intermodulación entre ellas. *Su causa es la alinealidad en la curva de transferencia de los elementos activos*¹⁹.

El valor de esta distorsión lo podemos hallar mediante una serie de Taylor en una vecindad del punto de reposo que consideremos lineal (a la región, no al punto). Dicha serie consiste en un desarrollo de potencias de la señal de entrada i_s .

6.2 – 1: Distorsión por la segunda armónica

Cuando trabajamos con señales débiles, la armónica más perjudicial es la segunda, por tener mayor amplitud. Entonces, la serie queda

$$i_o = A_1 i_s + A_2 i_s^2 \quad (6 -)$$

Si la señal de entrada es una coseno $i_s = I_m \cdot \cos(\omega t)$ tenemos que i_o vale

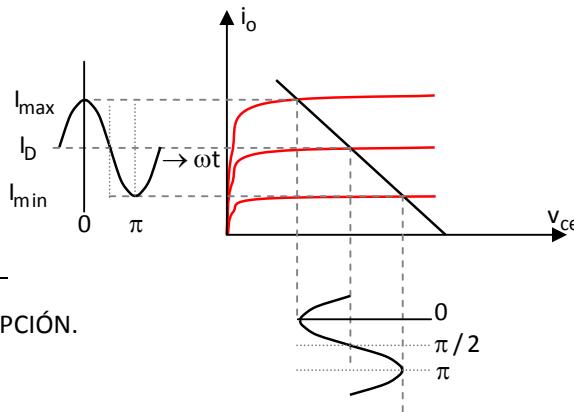
$$i_o = A_1 (I_m \cdot \cos \omega t) + A_2 (I_m \cdot \cos \omega t)^2 = A_1 (I_m \cdot \cos \omega t) + A_2 \left(\frac{I_m^2}{2} + \frac{I_m^2}{2} \cos 2\omega t \right) = A_1 (I_m \cdot \cos \omega t) + \frac{A_2 I_m^2}{2} + \frac{A_2 I_m^2}{2} \cos 2\omega t$$

Cuando la señal $i_s=0$, la salida i_o toma el valor I_o . Sin embargo el valor medio de i_o es lo más la componente cc de los restantes términos. Por eso debemos añadir I_o a la ecuación anterior, quedando

$$i_o = I_o + \underbrace{\frac{A_2 I_m^2}{2}}_{I_M} + \underbrace{A_1 I_m}_{B_1} \cdot \cos \omega t + \underbrace{\frac{A_2 I_m^2}{2} \cos 2\omega t}_{B_2} = I_o + I_M + B_1 \cdot \cos \omega t + B_2 \cdot \cos 2\omega t \quad (6 -)$$

Podemos observar que surge un cambio en el nivel de continua por lo que hay una rectificación (I_M) y también la aparición de una frecuencia que es el doble de la de entrada.

Cálculo del porcentaje de distorsión armónica: tenemos que encontrar el valor de I_M , B_1 y B_2 (puesto que I_o , I_{max} e I_{min} son datos proporcionados por el fabricante). De la Figura 6-1, tenemos que



¹⁹ Pregunta 4b del MÚLTIPLE-OPCIÓN.

Figura 6-1: Curva característica corriente vs tensión de un transistor.

$$i_o|_{\omega t=0} = I_{\max} \quad i_o|_{\omega t=\pi/2} = I_o \quad i_o|_{\omega t=\pi} = I_{\min}$$

Reemplazando estos valores en la ecuación (6 – 2) tenemos que

$$I_{\max} = I_o + I_M + B_1 + B_2 \quad I_o = I_o + I_M - B_2 \quad I_{\min} = I_o + I_M - B_1 + B_2$$

Resolviendo este sistema tenemos que

$$B_2 = I_M \quad B_1 = \frac{I_{\max} - I_{\min}}{2} \quad B_2 = I_M = \frac{I_{\max} - I_{\min} - 2 \cdot I_o}{4}$$

La distorsión de la segunda armónica se define como el cociente entre la amplitud de esta armónica respecto de la primera en por ciento

$$D_2 = \frac{|B_2|}{|B_1|} \cdot 100\% \quad (6 -$$

6.2 – 2: Distorsión por todas las armónicas

Si la distorsión no es despreciable, la potencia de salida a la frecuencia fundamental será

$$P_1 = I_{L1,\text{ef}}^2 \cdot R_L = \left(\frac{B_1}{\sqrt{2}} \right)^2 R_L = \frac{B_1^2 \cdot R_L}{2}$$

La potencia total de salida sería

$$P_L = P_1 + P_2 + P_3 + \dots = \frac{B_1^2 \cdot R_L}{2} + \frac{B_2^2 \cdot R_L}{2} + \frac{B_3^2 \cdot R_L}{2} + \dots = \frac{B_1^2 \cdot R_L}{2} \left(1 + \frac{B_2^2}{B_1^2} + \frac{B_3^2}{B_1^2} + \dots \right) = P_1 (1 + D^2 + D_3^2 + \dots)$$

Si hacemos $D^2 = D_2^2 + D_3^2 + \dots$ entonces

$$P_L = P_1 (1 + D^2) \quad (6 -$$

En esta última ecuación el factor D se define como distorsión total o factor de distorsión

$$D = \sqrt{D_2^2 + D_3^2 + \dots}$$

Podemos usar la ecuación (6 – 4) para hallar la potencia de salida en función de D , pero debemos aclarar que el error será mayor cuanto menor sea la cantidad de términos de la serie que se tome para calcular el coeficiente B_1 .

La distorsión armónica no es necesariamente molesta en el espectro de las frecuencias de audio. Normalmente, para la misma distorsión será más molesta aquella que posea armónicas de mayor orden.

6.2 – 3: Distorsión no lineal con más de una frecuencia a la entrada (armónica e intermodulación)

Si trabajamos con más de una frecuencia de trabajo, se produce un fenómeno que se llama «**distorsión por intermodulación**» o «**distorsión por cruce**»²⁰. Tomemos por ejemplo una señal de entrada

$$i_S = i_{Sa} + i_{Sb} = I_{ma} \cdot \cos \omega_a t + I_{mb} \cdot \cos \omega_b t$$

La serie quedaría

$$i_o = A_1 i_S + A_2 i_S^2 = A_1 (I_{ma} \cdot \cos \omega_a t + I_{mb} \cdot \cos \omega_b t) + A_2 (I_{ma} \cdot \cos \omega_a t + I_{mb} \cdot \cos \omega_b t)^2$$

Operando y agregando I_D nos queda

$$i_o = I_D + I_M + B_{a1} \cos(\omega_a t) + B_{a1} \cos(2\omega_b t) + B_{a2} \cos(2\omega_a t) + B_{b2} \cos(2\omega_b t) + C \cos(\omega_a - \omega_b) t + C \cos(\omega_a + \omega_b) t$$

Podemos ver que además de las primeras armónicas, aparecen otras frecuencias que son la suma y la diferencia de las frecuencias fundamentales de entrada (ω_a y ω_b), generadas también por distorsión no lineal. Si tomamos más términos aparecerán más frecuencias adicionales de intermodulación como $\omega_a - 2\omega_b$, $\omega_a + 2\omega_b$, etc. Estas componentes son particularmente molestas en la reproducción del sonido, pues no son armónicos de ninguna de las componentes de entrada y pueden por tanto ser disonantes²¹ al oído.

Bibliografía del capítulo 1

- | | |
|----------------------|--------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|
| (González, 1985) | González, E. (1985). <i>Electrónica aplicada 2. Apunte guía de clases</i> (3ra ed.). Córdoba, Argentina: CET Centro de estudiantes tecnológicos. |
| (Hambley) | Hambley, A. <i>Electrónica</i> (2da ed.). Pearson Prentice Hall. |
| (Robredo Ruiz, 2001) | Robredo Ruiz, G. (2001). <i>Electrónica básica para ingenieros</i> (1ra ed.). España: Universidad de Cantabria. |

²⁰ Pregunta 6 del MÚLTIPLE-OPCIÓN.

²¹ Sinónimo de desafinado, desagradable. Pregunta 4d del MÚLTIPLE-OPCIÓN.

Capítulo 2

Amplificadores operacionales

1 – INTRODUCCIÓN Y ESTRUCTURA DE UN AO

1.1 – Características generales¹

El amplificador operacional (AO) es un componente muy extendido en la electrónica analógica. Debido a su versatilidad², está presente en casi todos los circuitos electrónicos. Consta de tres pines principales: dos entradas, una **inversora (-)** y otra **no inversora (+)**³; y una **salida**. También posee dos pines para la alimentación (positiva y negativa) y otras entradas (aunque no siempre) para compensar pequeños desequilibrios. La **Figura 1-1** muestra el símbolo de un AO.

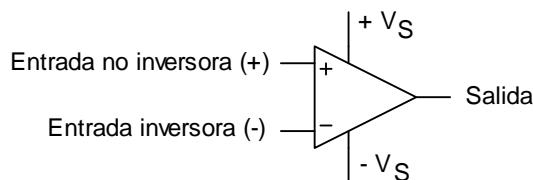


Figura 1-1: Símbolo de un AO.

El AO se diseña para amplificar la **señal diferencial** de entrada. Es decir, la diferencia entre las señales aplicadas a las entradas «no inversora» e «inversora». Otro tipo de señal que tenemos a la entrada es la **señal de modo común**; está presente en las dos entradas, por lo general se trata de ruido. Los fabricantes de AO intentan que no amplifique esta señal, o lo haga lo menos posible.

La gran ventaja del AO es que su comportamiento está muy cerca de ser ideal. Entre sus características principales podemos enumerar:

- Elevada ganancia (ideal infinita);
- Elevada impedancia de entrada (infinita a efectos de cálculo);
- Impedancia de salida prácticamente nula (cero idealmente).

¹ (González, 1985) p. 50.

² En este caso, la palabra «versátil» quiere decir que se adapta a muchas cosas y/o tiene muchas aplicaciones.

³ Por comodidad, llamaremos a la entrada no inversora como v_p y a la inversora como v_n .

Otras características hacen que el campo de aplicación de un AO se extienda:

- Elevado ancho de banda (ideal infinito);
- Bajo tiempo de respuesta (ideal nulo);
- Bajo nivel de señal de error (ideal nulo);
- Bajo nivel de ruido (ideal nulo);
- Máxima excursión de tensión a la salida (ideal \pm tensión de alimentación);
- Elevada «Relación de rechazo al modo común» (ideal infinita);
- Gran estabilidad con la temperatura.

Si en un AO colocamos una entrada a masa, a la salida obtendremos la otra entrada amplificada; si la señal no nula es v_N , la salida estará invertida respecto de la entrada. Como el AO tiene una ganancia elevada, si colocamos una pequeña diferencia de tensión entre las entradas enseguida lo saturaremos. Lógicamente nunca podrá tener a la salida más tensión de la aplicada en la alimentación.

1.2 – Estructura simplificada del AO⁴

Podemos representar la estructura de un AO con un diagrama de 3 o 4 bloques como vemos en la [Figura 1-2b](#). En la [Figura 1-2a](#) podemos ver el circuito simplificado de un AO. Estas etapas cumplen una o varias funciones que son las que establecen las características del AO. A continuación una breve descripción de los circuitos que conforman dichas etapas y las características necesarias para que cumplan con las especificaciones de un AO de tensión real⁵. El análisis del circuito simplificado nos va a ayudar a comprender las limitaciones de los AO. Dicho análisis se basa en la teoría del transistor simple.

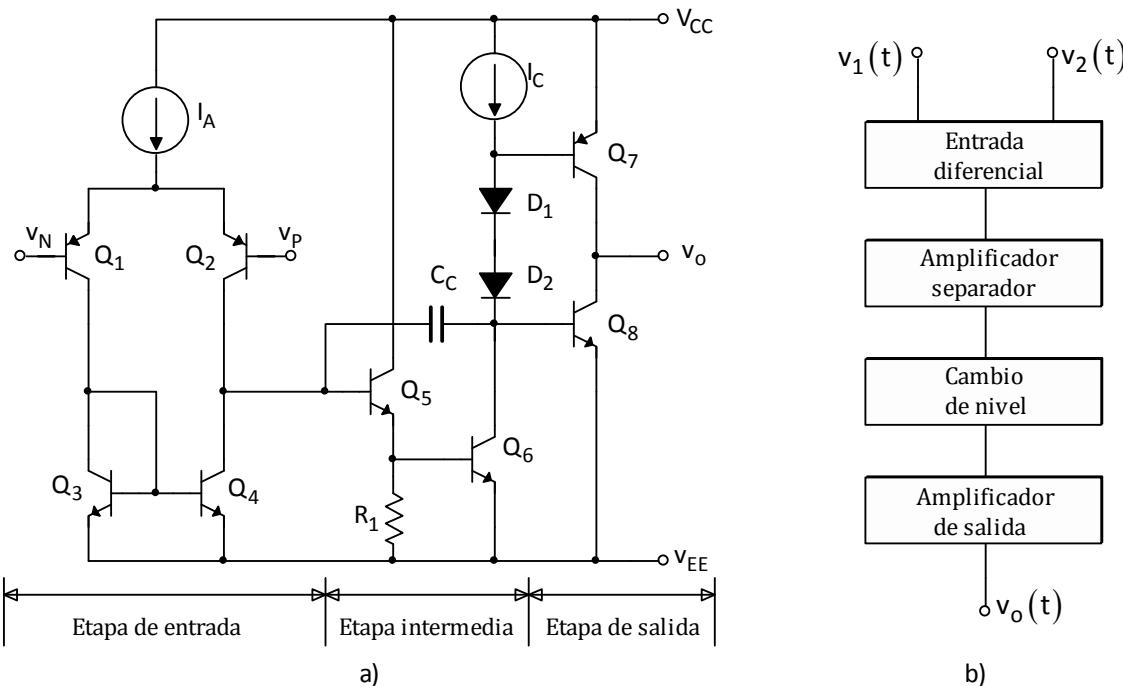


Figura 1-2: a) Circuito simplificado de un AO y b) diagrama en bloque de las etapas de un AO.

⁴ (Franco, 2005) p 220.

⁵ El amplificador de tensión real es un amplificador cuyo modelo tiene en cuenta las imperfecciones prácticas, como las resistencias de entrada y salida y la ganancia finita del OA.

1.2 – 1: Etapa de entrada⁶

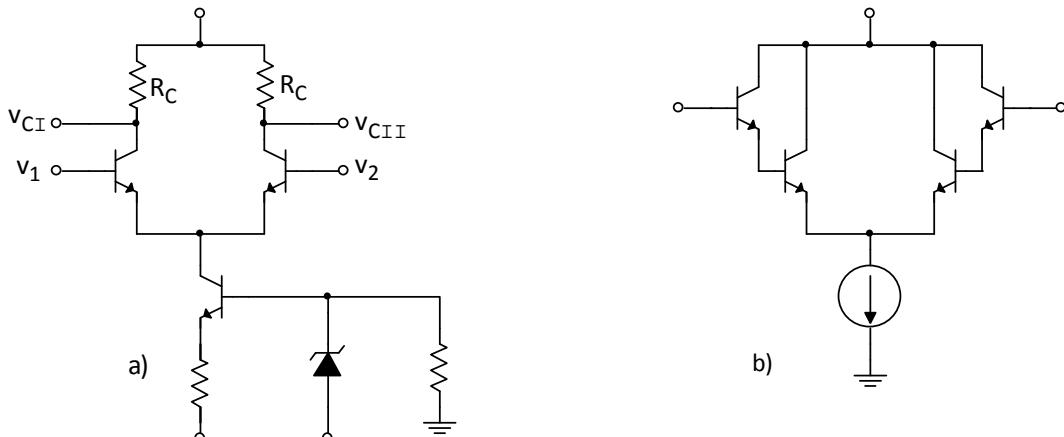


Figura 1-3: a) Circuito diferencial con una fuente de corriente constante en el emisor con el objeto de aumentar la RRMC y b) par diferencial D'Arlinton, se lo agrega a la entrada con el objeto de aumentar la impedancia de entrada.

El circuito de entrada es siempre un amplificador diferencial, porque éste permite distinguir entre señales diferenciales y de modo común, ésta última es la forma en la que el ruido viene presentado. La **Figura 1-3a** muestra una entrada diferencial polarizada con una fuente de corriente constante, usada para aumentar la **RRMC**.⁷ Esta etapa define muchos de los parámetros importantes del AO. Haciendo algunas modificaciones se logra mejorar características como la **RRMC**, la impedancia de entrada, la influencia de las señales de error, ruido y el ancho de banda. El fabricante puede añadir en esta etapa un par Darlington o fuentes de corriente de alta impedancia de salida.

Par Darlington: el par Darlington en la entrada diferencial –**Figura 1-3b**– aumenta la impedancia de entrada⁸ del AO y disminuye corriente de entrada⁹ (corriente de polarización o fuga). La desventaja de esto es que la tensión de error aumenta¹⁰ y el ancho de banda del amplificador empeora¹¹. Estos inconvenientes pueden mejorarse, pero el fabricante se concentra en aumentar la **RRMC** aquí, ya que una señal de modo común en la esta etapa, es interpretada como diferencial en la etapa siguiente, aunque ésta se trate también de un amplificador diferencial.

Fuentes de corriente de alta impedancia de salida: generalmente las de tipo espejo de corriente –o su variante Widlar– son las más usadas, con estas fuentes el fabricante garantiza una elevada relación de rechazo al modo común¹². La configuración más usada en AO de propósito general es la diferencial cascode.

Dicho amplificador hace que las corrientes de entrada no sean nulas, pero sí respecto a las de los colectores (notemos como a pesar de aproximar las corrientes de entrada a cero, si éstas realmente fueran nu-

⁶ (González, 1985) p 51.

(Franco, 2005) p 220.

⁷ Aunque no definimos todavía qué es la **RRMC**, podemos verla como la capacidad de un AO de amplificar sólo las señales diferenciales, dejando de lado (suprimiendo) las de modo común.

⁸ La impedancia de entrada aumenta porque en el par Darlington se suman las h_{ie} de los transistores.

⁹ Al tener una elevada ganancia de corriente, la entrada necesita menos corriente para excitar los transistores. Estas son las corrientes de polarización o de fuga. Dichas corrientes son necesarias para que los transistores funcionen.

¹⁰ Las tensiones de error, según veremos más adelante, son las llamadas «tensiones de offset». Estos voltajes son los más perjudiciales para el AO, porque al alcanzar la salida, han pasado por todas las sucesivas amplificaciones de las etapas siguientes. Debido a esto, es aquí donde el fabricante coloca los pines para su ajuste. (Pregunta 31 del MÚLTIPLE-OPCIÓN.)

¹¹ Esto lo vemos con más detalle en el capítulo 3, dedicado a la respuesta en frecuencia. El aumento de capacidades en un amplificador empeora su ancho de banda; y esto es lo que pasa en un par Darlington, al tener dos transistores, contribuye con el doble de capacidades intrínsecas a la entrada del AO.

¹² Pregunta 34 del MÚLTIPLE-OPCIÓN.

las el circuito no funcionaría). La impedancia de entrada que aporta esta configuración es de unos **2 [MΩ]**. La característica para limitar la respuesta en frecuencia es de valor bastante menor a la del amplificador diferencial Darlington sin cascode, por lo tanto el ancho de banda mejora.

En esta etapa y ligado al sistema de polarización se suele disponer de un acceso desde el exterior del CI para realizar correcciones de la tensión de error, pues un ajuste en etapas posteriores significaría un gran corrimiento en las polarizaciones. Las terminales de offset permiten equilibrar las corrientes de colector de los **T₃** y **T₄** y de esta manera corregir la tensión compensadora equivalente. Esto se realiza por lo general con mediante un potenciómetro de ajuste fino con el cursor conectado a una de las fuentes. Conviene que las corrientes de polarización de entrada en esta etapa sean lo más bajas posibles con el fin de evitar que se produzcan errores al circular por las resistencias conectadas a estos terminales del AO.

La corriente de entrada de los AO BJT es mucho mayor que la corriente de fuga de puerta de los FET-MOS; por ello, cuando la resistencia de la fuente excitadora o del lazo de realimentación es menor que **50 [KΩ]**, podemos usar los AO bipolares. Cuando la resistencia es mayor, usamos AO con entrada FET o MOS. Podemos encontrar AO cuyas etapas de entrada son muy similares al caso anterior pero con FET o MOS a la entrada, se los denominan BiFET o BiMOS, tal es el caso del híbrido LH0022. Debido a que tienen FET a la entrada, estos AO tienen una impedancia de entrada bastante mayor.

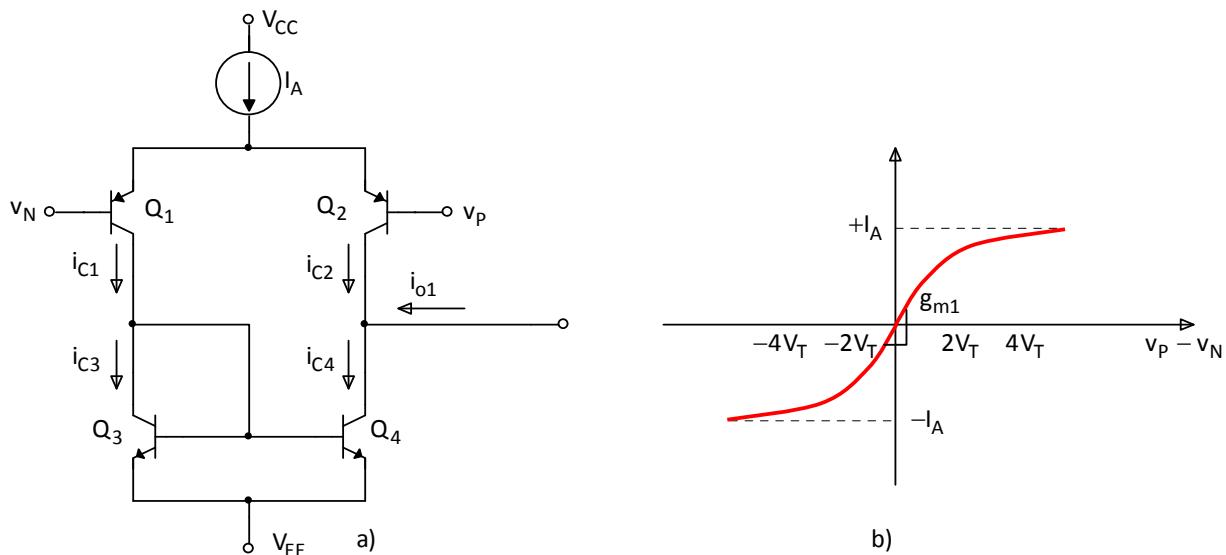


Figura 1-4: Etapa de entrada y su característica de transferencia.

Pasemos ahora a ver lo que sucede con las corrientes y la función de transferencia en esta etapa. La etapa de entrada percibe cualquier desbalance entre el voltaje de entrada **v_N** y **v_P** y lo convierte a una corriente de salida sencilla **i_{o1}** de acuerdo con la relación

$$i_{o1} = g_{m1}(v_P - v_N) \quad (1-1)$$

donde **g_{m1}** es la «transconductancia» de la etapa de entrada. Como vemos en la [Figura 1-4\(a\)](#), la etapa consiste en dos pares de transistores idénticos, en concreto, el par diferencial **Q₁** y **Q₂** y el espejo de corriente **Q₃** y **Q₄**. La corriente de polarización de la etapa de entrada **I_A** se divide entre **Q₁** y **Q₂**. Al ignorar las corrientes de base del transistor y aplicar LKI¹³ obtenemos

$$i_{C1} + i_{C2} = I_A \quad (1-2)$$

Para un transistor PNP, la corriente del colector **i_C** se relaciona con la caída de voltaje base-emisor **v_{BE}** por medio de la conocida ley exponencial.

$$i_C = I_s \cdot e^{v_{BE}/V_T}$$

¹³ LKI es ley de Kirchoff de las corrientes de nudo. Así mismo, LKV es la Ley de Kirchoff para las tensiones de malla.

donde I_s es la corriente de saturación del colector y V_T es el voltaje térmico (≈ 25 [mV]) a temperatura ambiente). Si suponemos BJT's idénticos ($I_{s1} \approx I_{s2}$), podemos escribir

$$\frac{i_{C1}}{i_{C2}} = e^{\frac{V_{BE1} - V_{BE2}}{V_T}} = e^{\frac{V_P - V_N}{V_T}} \quad (1-3)$$

donde usamos $V_{BE1} - V_{BE2} = V_{E1} - V_{B1} - (V_{E2} - V_{B2}) = V_{B2} - V_{B1} = V_P - V_N$.

En respuesta a i_{C1} , el transistor Q_3 desarrolla cierto voltaje base-emisor V_{BE3} . Como $V_{BE4} = V_{BE3}$, el transistor Q_4 se ve forzado a establecer la misma corriente que Q_3 , es decir $i_{C3} = i_{C4}$. De aquí la denominación «espejo de corriente». Pero $i_{C3} = i_{C1}$, por lo que la corriente de salida de la primera etapa es, por medio de LKI, $i_{O1} = i_{C4} - i_{C2} = i_{C1} - i_{C2}$. Al resolver las ecuaciones (1 – 2) y (1 – 3) para i_{C1} e i_{C2} , y después de sacar su diferencia, tenemos que

$$i_{O1} = I_A \cdot \tanh \frac{V_P - V_N}{2 \cdot V_T}$$

La gráfica de esta función aparece en la [Figura 1-4\(b\)](#).

Observamos que en la condición balanceada, es decir cuando $V_N = V_P$, la corriente I_A se divide por igual entre Q_1 y Q_2 , haciendo que $i_{O1} = 0$. Sin embargo, cualquier desbalance entre V_P y V_N hace que una mayor parte de I_A se desvíe o por Q_1 o por Q_2 , haciendo que $i_{O1} \neq 0$. Para desbalances suficientemente pequeños, también denominados **condiciones de señal pequeña**, la característica de transferencia se approxima a lineal y se expresa con la ecuación (1 – 1). La pendiente, que es la transconductancia, la encontramos por medio de

$$g_{m1} = \left. \frac{d(i_{O1})}{d(V_P - V_N)} \right|_{V_P = V_N} = \frac{I_A}{2V_T}$$

Al sobrecargar la etapa de entrada tarde o temprano se forzará a toda la I_A a través de Q_1 o Q_2 , con lo que se causará que i_{O1} se sature a $\pm I_A$. Las condiciones de sobrecarga se denominan **condiciones de señal grande**¹⁴. En la [Figura 1-4\(b\)](#) vemos que el comienzo de la saturación ocurre para $V_P - V_N = \pm 4V_T = \pm 100$ [mV]. Como veremos más adelante, un AO realimentación negativa normalmente fuerza a V_N a seguir de cerca a V_P , lo que indica una operación con señal pequeña.

1.2 – 2: Etapa intermedia¹⁵

Es el circuito formado por Q_5 , Q_6 y C_C en la [Figura 1-2a](#). El par Darlington está diseñado dar ganancia adicional y una excursión más amplia de la señal. La capacitancia está diseñada para estabilizar el AO contra las oscilaciones no deseadas en aplicaciones de realimentación negativa.

Adaptación de Z: como las características de la etapa de entrada son buenas, las de la etapa de salida no son tan críticas. El fabricante intenta generar aquí una ganancia extra de corriente para evitar hacerlo en la etapa de salida, y con esto no sobrecargar la etapa de entrada –este hecho también es una consecuencia de usar el par Darlington, el cual tiene una impedancia de entrada mayor–, la cual es una amplificadora de tensión. Es decir, se intenta adaptar impedancias.

Cambio de nivel: la etapa de entrada se polariza con voltajes altos para permitir trabajar con tensiones de modo común elevadas, lo que obliga a que otra función de la etapa intermedia, sea la de cambiar el nivel de tensión para que a la salida se obtengan 0 [V] en ausencia de señal de entrada. Para esto se usan amplificadores diferenciales con transistores de polaridad opuesta a los de la entrada. Nunca se usan más

¹⁴ Las condiciones de señal pequeña y de señal grande son las que definen los parámetros del AO (vistos más adelante) para pequeña señal y señales grandes, valga la redundancia. Es un error común obtener los parámetros para pequeña señal de la hoja de datos de un AO y generalizarlos para señales fuertes.

¹⁵ (González, 1985) p. 54.

de dos etapas diferenciales, pues si bien mejoran la **RRMC**, los errores de modo común de la primera etapa se harían muy evidentes. Tampoco se usa una etapa de emisor común, pues ésta no distingue entre señales de modo común y diferencial, por ende, no pueden distinguir el **RRMC** de la entrada.

BW: las etapas de entrada e intermedia determinan la respuesta en frecuencia del AO y su corrección si es necesaria. Para la corrección algunos AO llevan un condensador en esta etapa (**C_c**); otros, pines al exterior para la conexión de un circuito RC.¹⁶

1.2 – 3: Etapa de salida¹⁷

Esta etapa se basa en los emisores seguidores **Q₇** y **Q₈** de la **Figura 1-2b** y está diseñada para proporcionar impedancia baja de salida (impedancia de salida del AO) y una alta impedancia de entrada (impedancia entre la segunda y tercera etapa). No posee ganancia de tensión pero sí de corriente –y es elevada además–, lo que indica que esta etapa actúa como con un amplificador de potencia para la salida de la segunda etapa y es la que proporciona la corriente necesaria a la carga. Esto significa que una de las funciones de la etapa de salida es la de adaptar impedancias.

Los transistores **Q₁** y **Q₂** se conocen como par push-pull porque en presencia de una carga de salida aterrizada¹⁸, **Q₇** suministrará corriente a la carga durante las excursiones del voltaje de salida positivo, mientras que **Q₈** absorberá corriente de la carga durante la excursión negativa. **D₁** y **D₂** sirven para generar un voltaje para polarizar **Q₇** y **Q₈** en la región activa, disminuyendo la distorsión por cruce. En esta etapa debe poseer también una capacidad de entrada baja para que el ancho de banda sea extenso. Explicamos con más detalle el funcionamiento básico de esta etapa a continuación.

Seguidor emisor: si recordamos las características de la configuración de seguidor emisor (alta impedancia de entrada, baja impedancia de salida y ganancia elevada de corriente) la configuración seguidor emisor es la adecuada, **Figura 1-5a**.

- Problema (no conduce en ciclo negativo): esta configuración tiene el de que en el semi-ciclo negativo la corriente es suministrada por la fuente **-V_S** a través de **R_e**. Además, para funcionar en clase A, la corriente necesaria para posicionar el punto **Q** de reposo, hace que el consumo de potencia aumente.

Solución (clase B): para subsanar este problema el fabricante puede optar por dos amplificadores seguidos de emisor polarizador en clase B –**Figura 1-5b**–, funcionando en el semi-ciclo positivo el NPN, y en el semiciclo negativo el PNP, obteniéndose siempre así corriente suministrada por uno de los dos transistores y además de una potencia nula de consumo en ausencia de señal, pues en clase B la corriente de reposo es **0**.

- Problema (distorsión por cruce): sin embargo, en el paso o cruce de un transistor al otro existe un intervalo de señal de entrada de **+0,6 [V]** o **-0,6 [V]** necesario para polarizar el diodo base emisor de los transistores. En este cruce los transistores no conducen y por lo tanto se produce un corte en la señal de salida lo cual es conocido como “distorsión por cruce”.

Solución (realimentación o clase AB): esta distorsión puede ser eliminada cuando el amplificador se realimenta, pues hace que la señal cambie con más rapidez en el cruce. Aún así, para eliminar la distorsión por cruce es más común modificar la polarización de la etapa eliminando el estado de no conducción. Para eso el fabricante usa la polarización clase AB –**Figura 1-5c**– en la cual los diodos **D₁** y **D₂** proporcionan una polarización directa a los transistores en ausencia de señal de entrada.

¹⁶ Si un AO lleva un condensador para la corrección en la respuesta en frecuencia, decimos que dicho AO es auto-compensado; y si llevan pines para la compensación mediante un circuito exterior, que la compensación es externa.

¹⁷ (González, 1985) p. 56.

¹⁸ Aterrizada significa conectada a la masa real del circuito y no a una virtual o a un «nodo común».

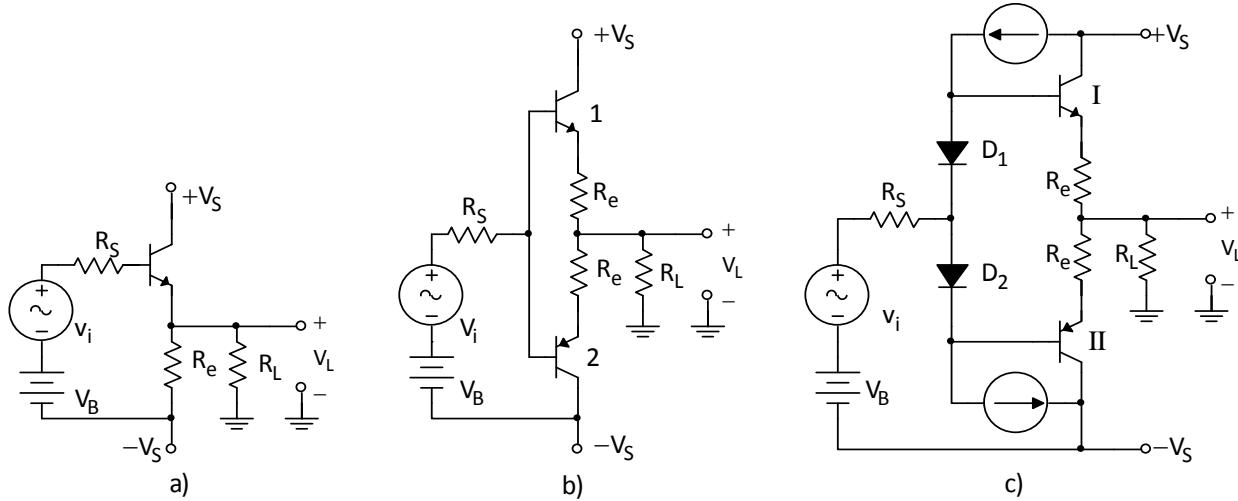


Figura 1-5: a) BJT en configuración seguidor emisor, b) amplificador en clase B y c) mismo amplificador pero en clase AB, con diodos que eliminar la distorsión por cruce.

Resumiendo, podemos agrupar las características a las diferentes etapas como sigue:

ETAPA DE ENTRADA	ETAPA INTERMEDIA	ETAPA DE SALIDA
Entrada diferencial Permite distinguir señales de modo diferencial de las de modo común. • A_v grande • A_i pequeña • BW grande • η bajo • Z_i muy alta • Potencia baja	Separador Impedancia de entrada alta para no cargar la etapa de entrada. • Seguidor emisor • Exige poca corriente • Z_i muy alta • $A_v \approx 1$ • $V_{error} \approx 0$ • Z_o baja • Si el separador tiene ganancia, restringe BW	Adaptación de nivel Transistores complementarios a los de la entrada para cambiar el nivel. • Acoplado en c.c. debido al corrimiento producido al no tener capacidades que no se pueden integrar. • $V_o = 0$ con $V_i = 0$, se logra con el cambio de nivel. Amplificador de salida Adapta la etapa intermedia y la carga y le proporciona corriente. • Proporciona corriente a la carga. • Amplificador simétrico complementario clase AB

Tabla 1-1: Resumen de las características de las diferentes etapas de un AO.

2 – PARÁMETROS IMPORTANTES DEL AO

2.1 – Introducción¹⁹

Los parámetros que figuran en las hojas de datos de los AO son varios y sirven según la aplicación que vamos a darle. No basta con traducirlos del inglés y explicar brevemente su funcionamiento, tenemos que conocer con cierto nivel de profundidad a cada uno para poder saber cuál será el rendimiento total del circuito en el que estén operando.

En la práctica, los AO distan mucho de tener las características deseadas descritas en la sección anterior (inmunidad al ruido, impedancia de entrada alta, etc.), en vez de eso nos vamos a encontrar, y dependiendo de la familia del AO, con varios juegos de características que deberemos tener en cuenta a la hora de seleccionar un AO. La siguiente, es una tabla que compara las características ideales y reales de los AO.

¹⁹ (Coughlin & Driscoll, 1993) p. 248.

Características del AO ideal	Limitaciones y parámetros
<ul style="list-style-type: none"> • Ganancia infinita • Z_{in} infinita • Z_{out} igual a cero • Corrientes de entrada nulas • Tensión de entrada cero • Tensión de salida nula en ausencia de señal de entrada • Ganancia en modo común cero • Independiente de la temperatura • No hay ruido 	<p>Imperfecciones en CC</p> <ul style="list-style-type: none"> • Ganancia finita • Z_{in} finita • Z_{out} distinta de cero • Corrientes de entrada distinta de cero (I_B e I_{os}) • Tensión offset de entrada de entrada (V_{ios}) • Desviación en la tensión de entrada (V_{io}) debido a una pequeña tensión de salida V_o en ausencia de señal. • Ganancia en modo común distinta de cero (RRMC) • Deriva (desviación térmica de V_{ios}, I_B e I_{os}) • Tensión y corriente de ruido equivalente • Rechazo de la fuente de alimentación • Rango de la tensión de entrada
<ul style="list-style-type: none"> • Ancho de banda infinito • Capacidad de entrada nula 	<p>Imperfecciones en CA</p> <ul style="list-style-type: none"> • Ancho de banda finito • Capacidad de entrada finita
<ul style="list-style-type: none"> • No sufre saturaciones • Infinita velocidad de subida • Función de transferencia lineal 	<p>Imperfecciones en la linealidad</p> <ul style="list-style-type: none"> • Saturación (output swing) • Velocidad de subida finita (slew-rate) • Función de transferencia no lineal
	<p>Consideraciones de energía</p> <ul style="list-style-type: none"> • Limitación de la corriente de salida • Limitación de la potencia suministrada

Tabla 2-1: Características ideales y reales de los AO.

El AO tiene amplio uso en los circuitos amplificadores para procesar señales de CC, CA o combinaciones de ellas. En las aplicaciones de amplificadores de CC, ciertas características eléctricas del AO pueden provocar grandes errores en el voltaje de salida. El voltaje ideal de salida debe ser igual al producto de la señal de entrada de CC por la ganancia de voltaje a lazo cerrado del amplificador. Sin embargo, el voltaje de salida puede tener un componente de error agregado. Este error se debe a diferencias entre el AO ideal y el real. Si el valor ideal de voltaje de salida es grande respecto al componente de error, entonces podemos ignorar las características del AO que lo causa. Pero si el componente de error es comparable o aún más grande que el valor ideal, debemos intentar minimizarlo. Las características del AI que agregan componentes de error al voltaje de CC de salida son:

- Corrientes de polarización en la entrada
- Desviación de la corriente de entrada
- Desviación del voltaje de la entrada
- Deriva

Cuando se usa el AO en una amplificador de CA, los capacitores de acoplamiento eliminan el error de voltaje de CC en la salida. Por tanto, las características antes mencionadas no tienen importancia en aplicaciones de CA. No obstante, hay otros problemas para los amplificadores de CA. Estos son:

- Respuesta en frecuencia
- Velocidad de respuesta

La respuesta en frecuencia se refiere al cambio en la ganancia de tensión debido a los cambios en la frecuencia. Si la señal de entrada indica que la salida del AO debe cambiar con más velocidad de la que

puede, se introduce distorsión en la tensión de salida. La característica del AO responsable de esta clase de error es su capacidad interna, este tipo de error se denomina limitación por velocidad de respuesta. Las características del AO y las aplicaciones a circuitos que «pueden» afectarse por cada tipo de error se resumen en la tabla siguiente. Las primeras cuatro características pueden limitar el comportamiento en CC, las últimas dos en CA.

Características del amplificador que pueden afectar el funcionamiento	Aplicación del AO			
	Amplificador en CC		Amplificador en CA	
	Salida pequeña	Salida grande	Salida pequeña	Salida grande
1 Corriente de polarización de entrada	Si	Tal vez	No	No
2 Desviación de corriente	Si	Tal vez	No	No
3 Desviación de tensión de entrada	Si	Tal vez	No	No
4 Deriva	Si	No	No	No
5 Respuesta en frecuencia	No	No	Si	Si
6 Velocidad de respuesta	No	Si	No	Si

Tabla 2-2: Influencia de los parámetros del AO en las distintas formas de señales.

Capacidad interna: en la etapa de salida del AO, la capacidad interna debe ser lo más pequeña posible, ya que un valor alto limitaría considerablemente el límite superior del ancho de banda.

Función de transferencia no lineal: la tensión de salida puede no ser exactamente proporcional a la diferencia entre los voltajes de que hay en las entradas. Se denomina distorsión cuando la señal de entrada es una onda sinusoidal. Este efecto será inapreciable en un circuito práctico si usamos correctamente la realimentación negativa.

2.2 - Ganancia de tensión y ancho de banda²⁰

Los conceptos de ganancia y ancho de banda están relacionados entre sí, pues el segundo se basa en el primero para definir sus límites (frecuencias de corte superior e inferior). Es por eso que los puse en una sola sub-sección.

A continuación describimos las distintas ganancias que podemos encontrar en un AO así como las distintas frecuencias:

- Ganancia de tensión a lazo abierto;
- Ganancia [de tensión a lazo abierto] de CC;
- Frecuencia de polo dominante y ancho de banda a lazo abierto;
- Frecuencia de transición o ancho de banda unitario;
- Producto Ganancia-Ancho de banda;
- Tiempo de crecimiento y
- Ganancia de tensión a lazo cerrado.

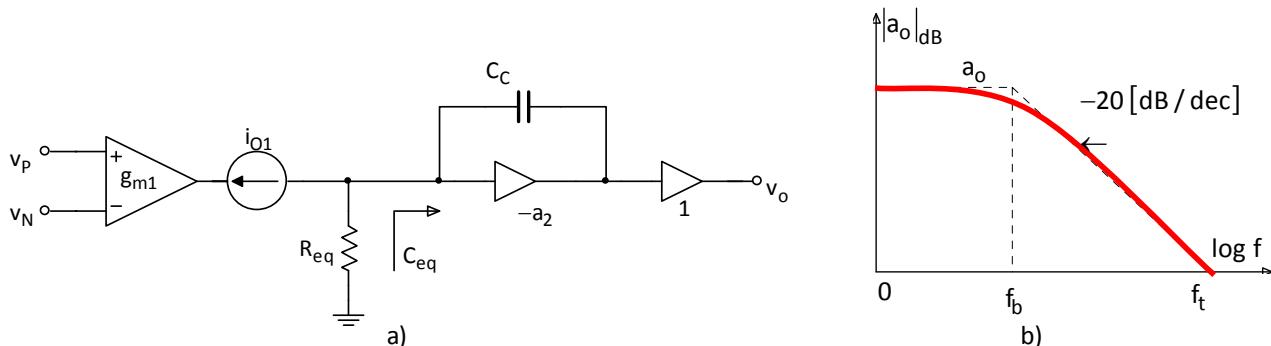
Definimos **Ganancia de tensión a lazo abierto (open-loop voltage gain o A_{OL})**, donde **O** significa «open» y **L** «loop») a la *ganancia desde la entrada a la salida sin ningún tipo de realimentación aplicada*. Para los cálculos teóricos, esta ganancia es infinita; sin embargo, en la práctica es finita. Los dispositivos típicos muestran un rango de ganancia a lazo abierto en CC que van desde 100.000 a más de 1 millón.

Para entender de dónde viene esta ganancia y cuáles son sus limitaciones, tenemos que ver el circuito de la Figura 1-1a. Aquí, g_{m1} es la ganancia de transconductancia de la primera etapa, y $-a_2$ es la ganancia de voltaje de la segunda, que es una etapa inversora. R_{eq} y C_{eq} representan la resistencia y la capacitancia

²⁰ (Franco, 2005) p. 268.

equivalente neta entre el nodo común a la primera y segunda etapas y tierra. A frecuencias bajas, donde C_c actúa como circuito abierto, tenemos que

$$v_o = 1 \cdot (-a_2) \cdot (-i_{o1} R_{eq}) = g_{m1} R_{eq} a_2 (v_p - v_N)$$



La ganancia a baja frecuencia, llamada «ganancia de CC», y que se denota como a_0 , entonces es

$$a_0 = \frac{v_o}{v_p - v_N} = g_{m1} R_{eq} a_2$$

Este es un número muy grande, para el AO 741 es de aproximadamente **200.000 [V/V]** o **106 [dB]**. Al aumentar la frecuencia de operación entrará en juego la impedancia de C_c , hace que la ganancia dependa de la frecuencia (filtro pasa-bajos R_{eq} y C_{eq}). Si la frecuencia sigue aumentando, llegará un valor que hará que $|X_{C_{eq}}| = R_{eq}$. Esta frecuencia se llama «frecuencia del polo dominante», y es igual a

$$f_b = \frac{1}{2\pi \cdot R_{eq} C_{eq}}$$

Para el AO 741, este valor es típicamente de **5 [Hz]**. Un polo de tan baja frecuencia requiere que C_{eq} sea de un valor grande, en particular para el μ741, un $C_{eq}=16,3 \text{ [nF]}$. Como este condensador no se puede integrar en una pastilla, lo que el fabricante hace es aprovechar el efecto multiplicativo del efecto Miller²¹ colocando una capacidad C_c de valor aceptable (que en el caso del μ741 es de **30 [pF]**) para lograr los **16,3 [pF]** requeridos.

Además del polo dominante creado por R_{eq} y C_{eq} , la respuesta de lazo abierto por lo general incluirá raíces y polos de orden superior debido a los transistores de las diferentes etapas. El fabricante escoge la frecuencia del polo dominante baja en forma deliberada para asegurar que la ganancia caiga muy por debajo de la unidad a las frecuencias de las raíces de orden superior, y por ello pueden ignorarse sus efectos. Con esto en mente, la respuesta de lazo abierto de un AO compensado internamente puede aproximarse

$$a(jf) = \frac{a_0}{1 + j \frac{f}{f_b}} \quad (1-4)$$

donde a_0 es la ganancia de CC de lazo abierto, y f_b es la frecuencia de **-3 [dB]** de lazo abierto, también llamada «ancho de banda de lazo abierto». Una vez que la frecuencia supera a f_b , la ganancia cae aproximadamente a una tasa constante de **-20 [dB/dec]** hasta llegar a los **0 [dB]** o ganancia 1. La frecuencia a la que sucede esto se llama «frecuencia de transición» o «frecuencia de ganancia unitaria» y se denota con f_t ; se llama así porque marca la «transición» de la amplificación (decibeles positivos) a la atenuación (decibeles negativos). El μ741 tiene una frecuencia de transición de aproximadamente $f_t=200K.5=1 \text{ [MHz]}$.

²¹ El «efecto Miller» se ve con detalle en el capítulo 3. Por ahora, sólo diremos que una capacidad colocada entre las etapas de un amplificador se comporta como una capacidad equivalente mucho más grande.

Para obtener f_t igualamos a 1 el módulo de la ecuación (1 – 4), y considerando que $f_t \gg f_b$ nos queda que

$$1 = \left| \frac{a_o}{1 + j \frac{f}{f_b}} \right| = \sqrt{\frac{a_o}{1 + \left(\frac{f_t}{f_b} \right)^2}} \approx \frac{a_o}{\frac{f_t}{f_b}} = \frac{a_o f_b}{f_t} \rightarrow : f_t = a_o f_b \quad (1 - 5)$$

Para frecuencias $f \gg f_b$, el AO se comporta como un integrador. En estas condiciones podemos definir otro parámetro llamado «**Producto ganancia-ancho de banda**», denotado por **GBP** o **G.ΔW**, el cual es

$$\text{GBP} = f_t$$

Con este valor, podemos estimar la ganancia a cualquier frecuencia por encima de f_b . Sin embargo, en la mayoría de los casos, la ganancia en las hojas de datos no viene representada como en la [Figura 1-1b](#). Aunque f_b y a_o pueden ser útiles en la teoría, en la práctica están muy mal definidos como así también lo están R_{eq} y a_2 , debido a las variaciones en el proceso de manufactura. En cambio, la frecuencia de transición f_t es un parámetro más predecible, y es a ella entonces a la que debemos prestarle la mayor atención.

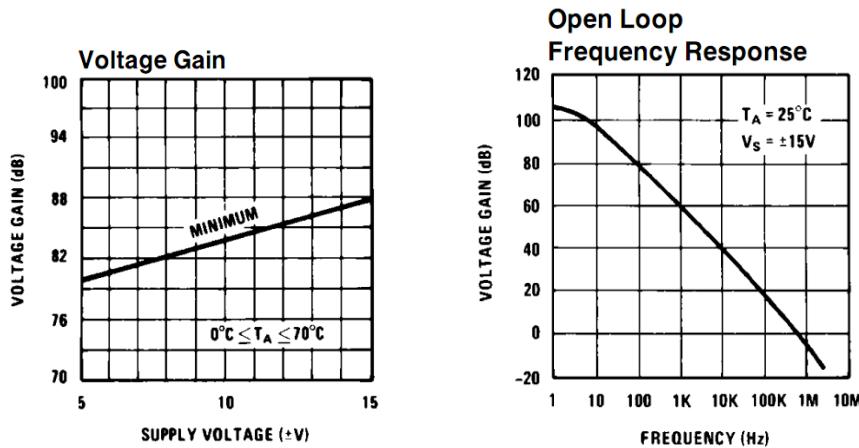


Figura 2-2: a) Ganancia de voltaje (CC) del LM307 y b) respuesta en frecuencia a lazo abierto del mismo AO.

Por lo general, la ganancia a lazo abierto viene expresada en gráficos donde se expresan su valor en CC vs la temperatura de trabajo ([Figura 2-2a](#) y [Figura 2-3a](#)), también la ganancia a lazo abierto vs la frecuencia de trabajo ([Figura 2-2b](#) y [Figura 2-3b](#)). En los casos en que el AO no es compensado internamente, el fabricante proporciona la ganancia de lazo abierto –y a veces también la variación de fase– vs la frecuencia de trabajo con una familia de curvas tomando al condensador externo para la compensación como parámetro ([Figura 2-4a](#)), así también como el circuito externo para realizar la compensación ([Figura 2-4b](#)).

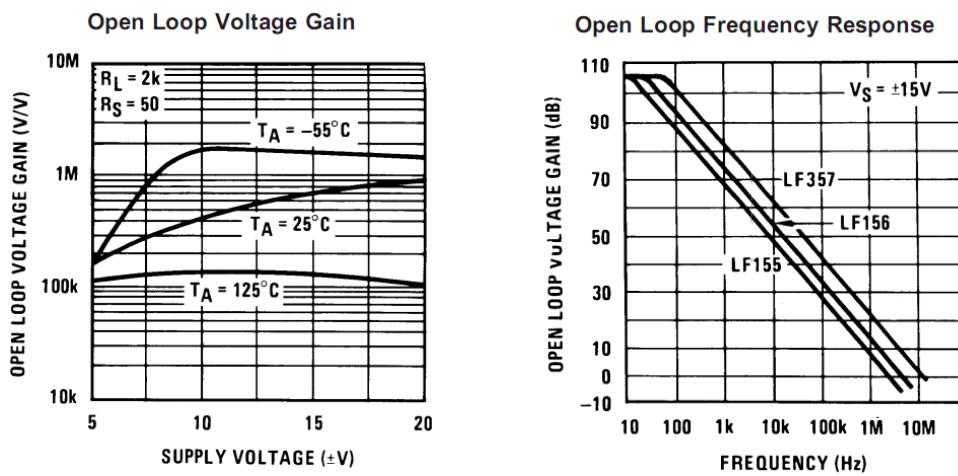


Figura 2-3: a) Ganancia de voltaje (CC) del LF 155 y LF 156 y b) respuesta en frecuencia a lazo abierto del mismo AO.

En el caso de que el fabricante no especifique el **GPB** en las hojas de datos, lo podemos calcular con

$$\text{GBP} = \text{BW [MHz]} = \frac{0,35}{\text{tiempo de crecimiento [\mu s]}} \quad (1 - 6)$$

Donde el «**Tiempo de crecimiento**» se define en base a la respuesta de una entrada escalón. Es el tiempo que se demora la señal de salida en ir desde **10** hasta el **90%** de su valor final. Esto es bajo condiciones de pequeña señal y en lazo cerrado.

En la **Figura 2-4c** vemos que el fabricante especifica un valor de **AvCL**, ésta es la «**Ganancia de tensión a lazo cerrado**» (**C** significa «close» y **L** «loop»). Se la suele encontrar en algunas hojas de datos para determinadas aplicaciones.

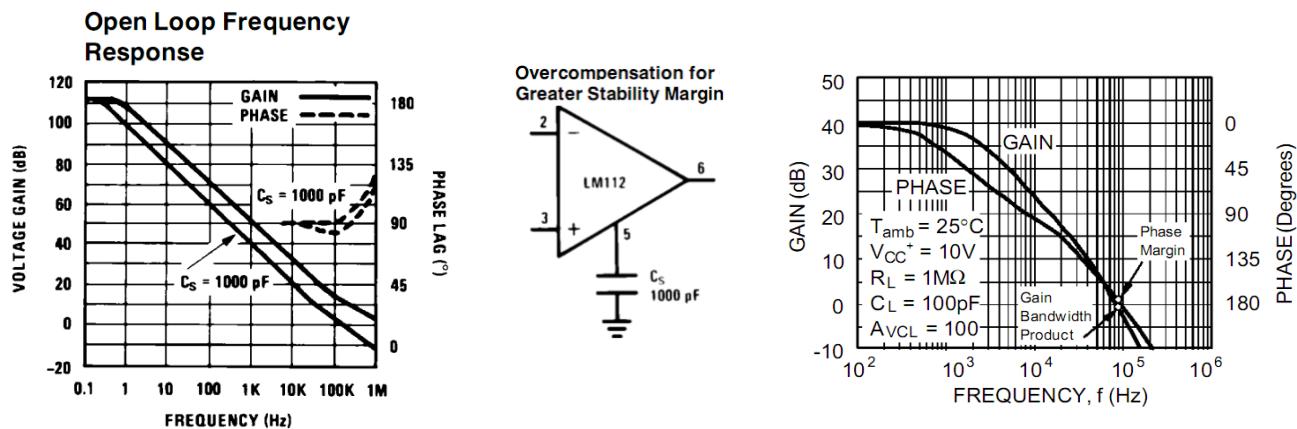


Figura 2-4: a) Ganancia de voltaje (dB) vs frecuencia en el LM 312, b) su circuito exterior para la compensación y c) ganancia de voltaje vs frecuencia del AO programable TS 271.

2.3 – Impedancias²²

2.3 – 1: Impedancia de entrada finita

La impedancia de entrada $Z_{i,Ao}$ se define como la «**impedancia entre sus dos entradas**». No es la impedancia de cada entrada respecto a tierra. Por lo general, la realimentación negativa se encarga de que v_p y v_n estén al mismo potencial haciendo que la impedancia entre ellos sea virtualmente²³ elevada. La impedancia de entrada no es un parámetro tan importante en el diseño como sí lo son las corrientes de polarización; solo necesitamos que sea lo más elevada posible.

El modelo exacto de la impedancia de entrada es el que aparece en la **Figura 2-5**. Donde Z_d es la impedancia en modo diferencial y Z_c es la impedancia en modo común que ha sido dividida en dos impedancias en paralelo iguales a $2Z_c$ para que su paralelo sea Z_c . Las impedancias Z_d y Z_c son en realidad complejas, Z_d está conformada por una resistencia de entrada en modo diferencial (R_d) en paralelo con una capacidad de entrada en modo diferencial (C_d), lo cual se cumple también para el caso del modo común ($R_c || C_c$). Para simplificar, diremos que $Z_d=R_d$ y que $Z_c=R_c$. La impedancia Z_d es por lo general mucho más chica que Z_c . Para el caso del operacional AD705, los valores típicos de estas impedancias son $Z_d=40 \text{ [M}\Omega]$ y $Z_c=300 \text{ [G}\Omega]$.

El valor de la impedancia de entrada va a variar dependiendo de la tecnología y la configuración de realimentación negativa aplicada al AO. Es por esto que dejo para la sub-sección de más adelante –(iError! No se encuentra el origen de la referencia.– el estudio sobre las ventajas y desventajas de las distintas tecnologías. Y en la sub-sección 4.1 – 3: Amplificador no inversor, pongo un caso típico para el cálculo de la impedancia de entrada con realimentación negativa.

²² (Franco, 2005) p. 278.

²³ La palabra «virtualmente» significa que no es real, que la impedancia de entrada no es elevada como se la preten-de hacer. Lo que queremos decir es que cualquier señal entre v_n y v_p «verá» una impedancia muy elevada.

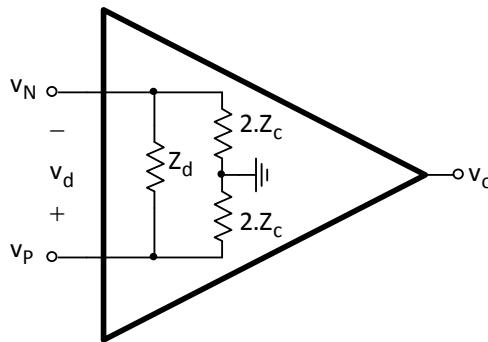


Figura 2-5: a) Circuito equivalente de entrada de un AO.

La polarización de entrada y las corrientes de fuga que se describen a más adelante son parámetros de diseño más importantes para las aplicaciones típicas de los AO.

2.3 – 2: Impedancia de salida distinta de cero

La baja impedancia de salida es importante para las cargas de baja valor; debido a estas resistencias de carga, la tensión en la impedancia de salida del amplificador será considerable. Por lo tanto, la impedancia de salida del amplificador refleja la potencia máxima que puede proporcionar. Del mismo modo, las salidas de baja impedancia normalmente requieren un alto punto de trabajo **Q** en la etapa de salida y disiparán más potencia. Así, los diseños de baja potencia pueden tener baja impedancia de salida.

2.4 – Señales de error (o desbalances)²⁴

Ya sea por imperfecciones o por necesidad, el AO establece en sus terminales de entrada pequeños valores de voltajes y corrientes que, una vez que pasan por el amplificador, ocasionan desvíos en la tensión de salida que a veces resultan considerables. Por lo general, la tensión de salida varía según voltajes y corrientes llamadas «**de offset**».

2.4 – 1: Corrientes de polarización y desvíos de entrada

Definición de I_B

Los transistores del AO deben tener una polarización correcta antes de aplicarles cualquier señal de voltaje. Esto significa que el transistor tiene el valor adecuado de corriente de base y colector, ídem para el voltaje colector-emisor. Hasta ahora consideramos el caso ideal, que es el de corrientes nulas en las terminales de entrada. Sin embargo, en la práctica estos terminales conducen una pequeña corriente de CC de valor pequeño, necesarias para polarizar los transistores de entrada del AO.

La corriente de polarización en la entrada inversora I_N por lo general no es igual a la corriente en la entrada no inversora I_P . Por esto, los fabricantes especifican una sola corriente denominada «**corriente de polarización de entrada promedio**» (*input bias current*) I_B , que es la media aritmética entre los valores absolutos de las corrientes I_P e I_N , así

$$I_B = \frac{|I_P| + |I_N|}{2} \quad (2 - 1)$$

El alcance²⁵ de I_B es desde **1 [μA]** o más para los AO de propósito general hasta **1 [pA]** o menos para los AO que tienen en la entrada transistores de efecto de campo.

²⁴ (Franco, 2005) pp. 225-229 y 234-239.

(González, 1985) p. 64-72.

²⁵ La palabra «alcance» está aquí como sustantivo y se la utiliza a veces como sinónimo de rango.

Definición de los

La diferencia entre las magnitudes de I_P e I_N se denomina «desviación de la corriente de entrada» o «corriente de offset» (*input offset current*) I_{OS} .

$$I_{OS} = I_P - I_N \quad (2-2)$$

El fabricante especifica una I_{OS} para una condición del circuito donde la salida es de **0 [V]** y a una temperatura de **25 [°C]**. La I_{OS} típica es menor que el 25% de I_B , para la corriente de polarización promedio de entrada.

Para saber qué efecto tienen estas corrientes en la tensión de salida debemos considerar la salida del circuito amplificador con las entradas puestas a tierra. La influencia dependerá de la configuración en que se encuentre el AO, motivo por el cual tratamos el tema en la sección 4 para cada configuración.

2.4 – 3: Voltaje de desvío de entrada

Por lo general, las tensiones base-emisor de los transistores del par diferencial de la etapa de entrada no son iguales, esta desigualdad provoca la «tensión de offset» (*input offset voltage*) V_{OS} y es provocada a los desbalances pequeñísimos pero inevitables presentes en el interior del AO. Podemos modelar el AO real como un AO ideal con una fuente de tensión continua V_{OS} conectada a la entrada v_P . Es indistinto colocar la fuente de tensión en serie con la entrada inversora o con la no inversora, pero es más fácil determinar la polaridad de V_{OS} si usamos la entrada no inversora.

Las hojas de datos del 741 proporcionan los siguientes valores a temperatura ambiente: para el 741C, **$V_{OS}=2$ [mV]** típico, máximo de **6** [mV]; y para el 741E, un valor típico de **$V_{OS}=0.8$ [mV]**, y máximo de **3** [mV]. El OP-77 de voltaje de desvío ultra-bajo tiene **$V_{OS}=10$ [μ V]** típico, y **50** [μ V] máximo. De nuevo aquí, y al igual que en el caso de las corrientes, la influencia de V_{OS} en la tensión de salida dependerá de la configuración elegida para el AO.

2.3 – 4: Deriva

Los cambios en v_o (tensión de salida) pueden deberse a muchos factores (errores de offset, cambios en la fuente de alimentación, envejecimiento de los componentes, variación de la temperatura, etc.) No obstante los cambios por variación en la temperatura solamente pueden minimizarse por (1) mantener constante la temperatura que rodea al circuito, o (2) seleccionando AI con valores de corriente y desviación de voltaje que cambien muy poco con la temperatura.

Los cambios en las desviaciones de la corriente y de la tensión debidos a la temperatura se describen con el término **deriva**. La deriva se especifica para variaciones en la corriente en **[nA/°C]** (nanoamperes por grados Celsius). Para variaciones de la tensión, la deriva se especifica en **[μ V/°C]** (microvoltios por grados Celsius). Los valores de deriva pueden diferir a temperaturas distintas e inclusive pueden invertirse; esto es, a bajas temperaturas V_{OS} puede variar **+20** [μ V/°C] (incremento), y a altas temperaturas V_{OS} puede cambiar a **-10** [μ V/°C] (el signo menos significa decremento). Por esta razón, los fabricantes especifican ya sea una variación promedio o máxima entre los límites de la temperatura. Es mejor contar con una gráfica de la deriva respecto de la temperatura.

Desviación térmica de las corrientes I_B e I_{OS}

La corriente de polarización depende del β del transistor; y β , de la temperatura. De la relación

$$I_B = I_C / \beta$$

Derivamos respecto de la temperatura para obtener

$$\frac{dI_B}{dT} = \frac{d}{dT} \left(\frac{I_C}{\beta} \right) = \frac{0 \cdot \beta - I_C \cdot \frac{d\beta}{dT}}{\beta^2} = \frac{-I_C \cdot \frac{d\beta}{dT}}{\beta^2} = \frac{-\beta \cdot I_B \cdot \frac{d\beta}{dT}}{\beta^2} = \left(-\frac{1}{\beta} \frac{d\beta}{dT} \right) I_B = \frac{dI_B}{dT} \quad (2-3)$$

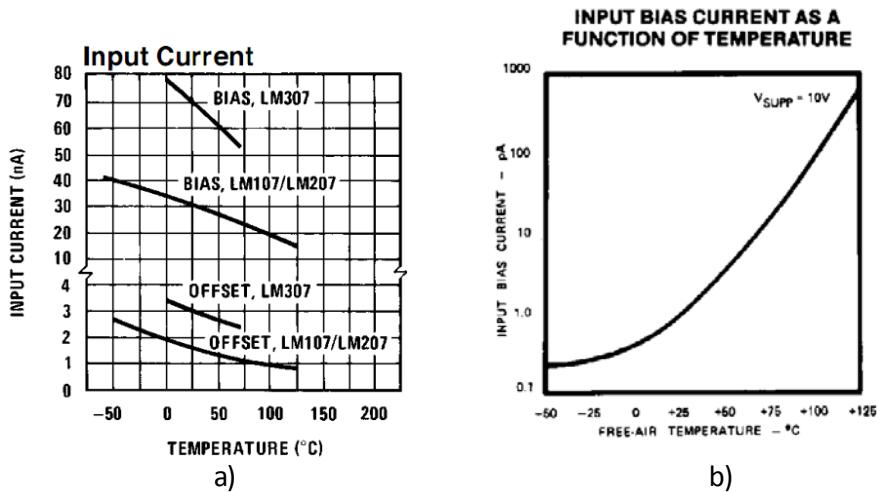


Figura 2-6: Corriente de entrada en función de la temperatura del a) LM307 y b) del ICL76XX.

Con la corriente compensadora de entrada la ecuación que la relaciona con la temperatura no difiere demasiado

$$\frac{dI_{OS}}{dT} = \left(\frac{1}{\beta} \frac{d\beta}{dT} \right) I_{OS} \quad (2-4)$$

Estas derivadas se presentan mediante gráficos en la hoja de datos o se suministra su valor medio.

Desviación térmica de la tensión compensadora de entrada V_{OS}

La tensión de offset puede variar dependiendo de la temperatura como sigue:

$$V_{OS} = V_{OS}|_{T=T_0} + \frac{\Delta V_{OS}}{\Delta T} (T - T_0) \quad (2-5)$$

Donde T_0 es una temperatura de referencia.

2.5 – Selección de un AO (tecnologías de fabricación)²⁶

Si bien en esta sub-sección no tratamos la definición de ningún parámetro, veremos en ella las diferentes tecnologías (BJT, FET, etc.) que echa mano el fabricante para poder obtener diversas características (por lo general para eliminar la influencia de las señales de error y optimizar los valores de las impedancias), las cuales detallaremos y deberemos tener en cuenta para elegir un AO. Si las características del AO elegido no son lo suficientemente buenas, el circuito en donde se encuentra montado no funcionará correctamente; por el contrario, si la calidad del operacional va más allá de las exigencias del circuito, el costo del mismo se elevará.

Las tecnologías detalladas son:

- AO de entrada BJT (o de propósito general);
- AO de entrada super-beta;
- AO con cancelación de la corriente de desvío de entrada;
- AO BiFET (entrada JFET y entrada MOSFET) y
- AO LinCMOS.

²⁶ (Franco, 2005) pp. 230-234 y 239-244.
(Arthur) pp. 35-41.

2.5 – 1: AO de entrada BJT

Como vimos en la sub-sección 1.2 – *Estructura simplificada del AO*, estos operacionales tienen un par diferencial de entrada conformado con transistores bipolares. El desplazamiento de fase se controla por un compensador de fase, este desplazamiento se controla por un condensador de unos **30 [pF]**. El AO bipolar usualmente opera en configuración clase B. Las características claves de este tipo de operacionales son:

Parámetro	Dispositivo						Unidad
	OP-07	LM741	TL321	SE5534A	MC1458	RC4558	
V_{OS}	30	1	2	0,5	1	0,5	mV
I_{OS}	0,5	20	5	10	20	5	nA
I_B	$\pm 1,2$	80	45	400	80	40	nA
SR	0,2	0,5	0,5	6	0,5	1	V/ μ s
BW	0,6	1	1	10	1	3	MHz

Tabla 2-3: Comparación entre operacionales bipolares.

- Impedancia de entrada de **10^6 [Ω]**.
- Velocidad de respuesta (Slew rate, SR²⁷) típico de **0.5 a 1.0 [V/ μ s]**.
- Ancho de banda de ganancia unitaria típico de **1 [MHz]**.
- Niveles de ruido de **25 a 30 [nV/(Hz)^{1/2}]**.

Con respecto a las tensiones de offset. Hay dos clases de imperfecciones que contribuyen a la misma. La primera clase surge de variaciones en el proceso de fabricación, tales como la resolución de las máscarillas y la falta de uniformidad en el proceso de difusión. En el diseño de AO de desvío bajo, estas imperfecciones se reducen con el incremento de las geometrías y tamaños de los dispositivos de la etapa de entrada para hacer que V_{OS} sea menos sensibles a la resolución del borde y las irregularidades de difusión.

La segunda clase de imperfecciones surge de los gradientes térmicos y gradientes relacionados con el proceso a través del chip. La sensibilidad de la etapa de entrada a los gradientes se reduce en una técnica de colocación simétrica de los dispositivos que se conoce como «plantilla de centroide común», donde cada transistor está constituido por dos mitades idénticas conectadas en paralelo, pero que están opuestas diagonalmente una a otra, esto proporciona una simetría de pliegues múltiples que tiende a cancelar los efectos de las imperfecciones inducidas del gradiente.

Otro método de reducir el desvío inicial es el ajuste en el chip, que se lleva a cabo por medio de un corte con láser, para recortar o abrir, en forma selectiva, ligas apropiadas (modificación de las resistencias de colector de Q_1 y Q_2) de ajuste en el circuito.

2.5 – 2: AO de entrada super-beta

Se trata de AO con BJT a la entrada con ganancias de corriente muy elevadas. Estos transistores alcanzan un β de 10^3 [A/A] usando regiones de base muy delgada para minimizar el componente de recombinación de la corriente de base.

Un ejemplo de este AO es el LM308, cuya etapa de entrada es la de la [Figura 2-7a](#). Q_1 y Q_2 (transistores super-beta) forman el par diferencial de entrada, conectados en cascode con los BJT (de β estándar) Q_3 y Q_4 para formar una estructura compuesta con una ganancia de corriente elevada, así como un voltaje de ruptura alto. Q_5 y Q_6 polarizan a Q_1 y Q_2 a un voltaje colector-base sin que importe el voltaje de modo común de entrada. Esto evita las limitaciones de la ruptura baja de los BJT super-beta y también reduce la fuga base-colector. Es típico que los AO super-beta tengan $I_B \approx 1$ [nA] o menor.

²⁷ La velocidad de respuesta es un parámetro explicado más adelante.

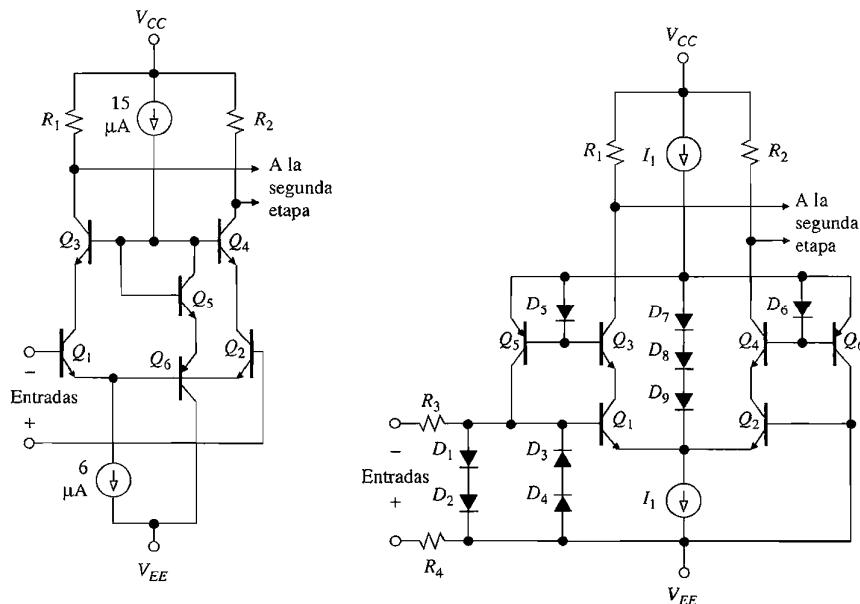


Figura 2-7: a) Etapa de entrada super-beta y **b)** cancelación de la corriente de polarización de entrada.

2.5 – 3: AO con cancelación de la corriente de desvío de entrada

Aquí el fabricante, con circuitería especial, anticipa las corrientes base que son necesarias para polarizar los transistores de entrada, para suministrarlas luego en alguna parte del interior del AO; haciendo «parecer» que el AO funciona sin corrientes de polarización de entrada.

El OP-07 es un ejemplo, y la [Figura 2-7b](#) muestra la etapa de entrada. De nuevo, Q_1 y Q_2 son el par diferencial de entrada, las corrientes de base de Q_1 y Q_2 se duplican en las bases de los transistores de base común Q_3 y Q_4 , donde son «sensadas²⁸» por los espejos de corriente Q_5 - D_5 y Q_6 - D_6 . Los espejos reflejan dichas corrientes y después las re-inyectan a las bases de Q_1 y Q_2 , y así proporcionan la cancelación de la corriente de desvío de entrada.

En la práctica, las corrientes de polarización no son nulas; sin embargo son menores que las reales. Los valores del OP-07 son $I_B = \pm 1 \text{ [nA]}$ e $I_{OS} = 0,4 \text{ [nA]}$.

2.5 – 6: AO BiFET

Los operacionales BiFET combinan transistores de entrada FET con transistores bipolares en un circuito integrado monolítico. Tenemos dos casos: de entrada JFET y de entrada MOSFET.

AO con entrada JFET

El proceso de implantación iónica utilizado en la fabricación de los dispositivos BiFET, resulta en transistores de muy alto nivel de similitud. Esto permite verdadera operación clase AB en la etapa de salida con lo cual resulta en una distorsión de cruce por cero (cross over) cercana a cero y una distorsión armónica total (THD) muy baja.

Además de la alta impedancia de entrada (10^{12} [\Omega]) y de las corrientes de polarización de entrada del orden de los [pA], la mayoría de estos operacionales tienen una velocidad de respuesta (slew rate) de aproximadamente 13 [V/\mu s] y un ancho de banda de ganancia unitaria de 3 [MHz] . Sin embargo, tienen tensiones de offset y ruido, más altos que los bipolares.

Algunos tienen potencia ajustable, lo cual nos permite seleccionar (con un resistor externo) los niveles de corriente de operación. Esto genera un compromiso con la disipación de potencia, pero obtenemos un mayor control sobre la velocidad de respuesta o el ancho de banda para la señal. Un ejemplo de estos dispositivos es el AO BiFET TL066. El mismo puede ajustarse para una fuente de alimentación sin señal de **5** a

²⁸ En realidad, el verbo «sensar» no está definido en el diccionario de la RAE, por eso lo puse entre comillas.

20 [μ A]. El **BW** y el **SR** también cambiarán dependiendo del nivel de corriente de operación. La aplicación clave para operacionales de potencia ajustable es en equipos operados con batería y en equipos de telecomunicaciones donde el consumo de potencia es un factor importante. La **Tabla 2-4** es un listado guía de selección de los parámetros importantes a ser considerados a la hora de elegir un operacional BiFET para alguna aplicación particular.

Parámetro	Dispositivo				Unidad
	TL080	TL070	TL060	TL087	
V_{io}	5	3	3	0,1	mV
I_{os}	30	30	30	60	nA
I_b	25	18	42	18	nA
SR	13	13	3,5	13	V/ μ s
BW	3	3	1	3	MHz

Tabla 2-4: Comparación entre operacionales BiFET.

La **Figura 2-8** muestra un diagrama simplificado del AO LF356 BiFET, cuyos JFET son dispositivos de canal p fabricados usando implantación iónica. Aquí, J_1 y J_2 forman el par diferencial de entrada, J_3 y J_4 las cargas activas, Q_1 y Q_2 la segunda etapa, y Q_3 a Q_5 la etapa de salida. Los valores a temperatura ambiente para el LF356 son $I_b=30$ [μ A] e $I_{os}=3$ [μ A].

Aunque son considerados inferiores a los BJT por no poder realizar etapas idénticas (condición necesaria para disminuir la V_{os}), es posible lograr un rendimiento aceptable a través de la combinación de diseño, plantilla del CI y ajuste en el chip. Algunos ejemplos de AO de precisión de entrada JFET son el AD547, con $V_{os}=250$ [μ V] y $\partial V_{os}/\partial T=1$ [1μ V/ $^{\circ}$ C] máximo; el OPA627B, con $V_{os}=40$ [μ V] y $\partial V_{os}/\partial T=0,4$ [μ V/ $^{\circ}$ C] típico; y el LT1055A con $V_{os}=50$ [μ V] y $\partial V_{os}/\partial T=1,2$ [1μ V/ $^{\circ}$ C] típico.

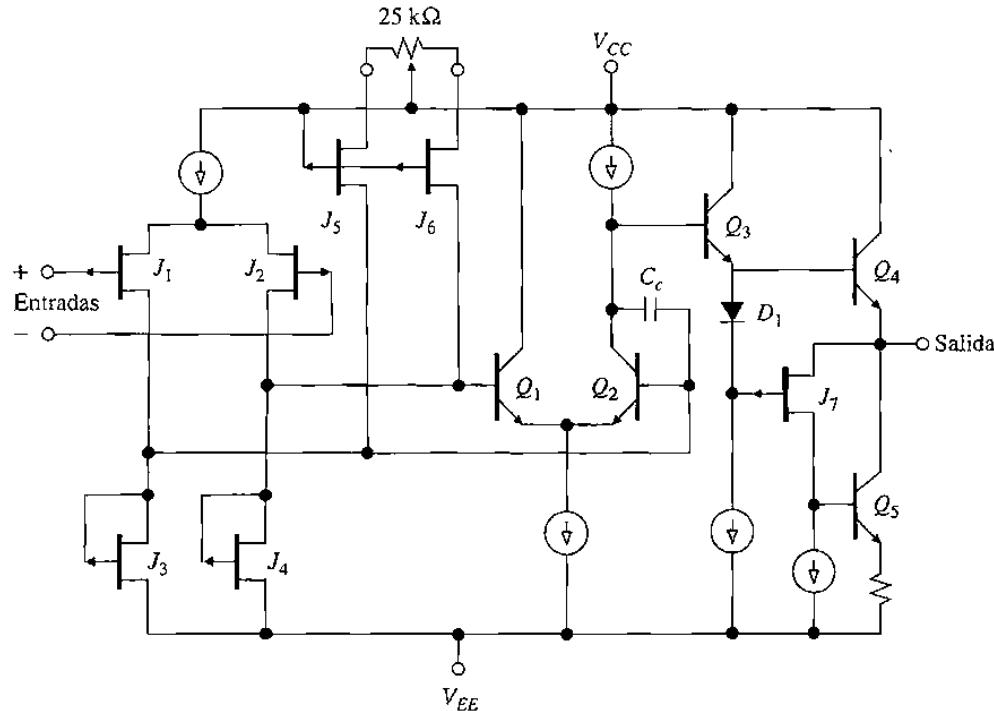


Figura 2-8: Diagrama del circuito del LF356 BiFET.

AO de entrada MOSFET

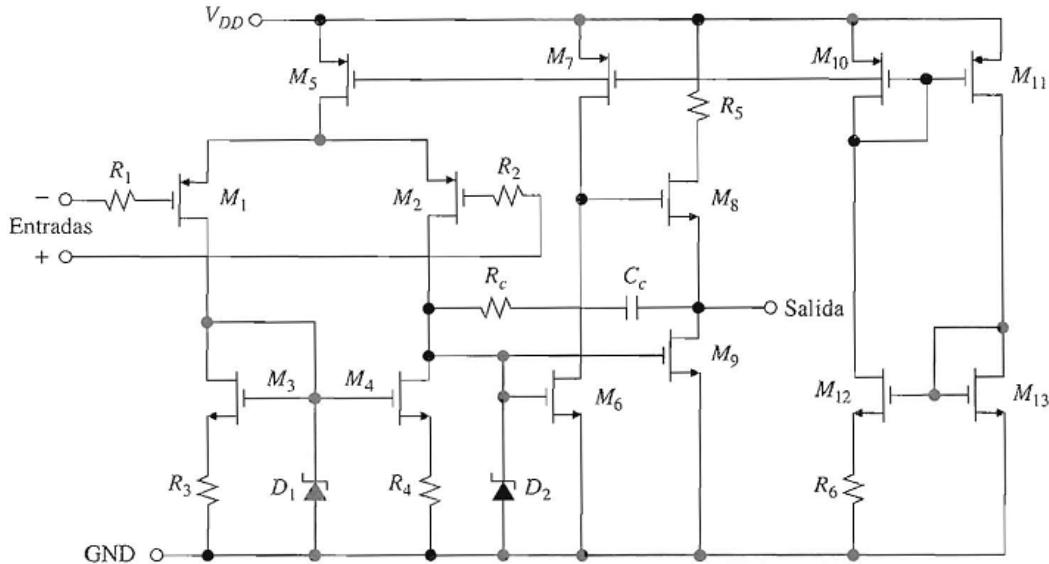


Figura 2-9: Diagrama del circuito del CMOS TLC279.

Cuando el par diferencial de entrada se implementa con FET metal-óxido-silicio (MOSFET), I_B (típicamente del orden de los [pA]) es la corriente de fuga del capacitor de compuerta-canal. En los AO BiMOS, el par de entrada es de tecnología MOS y el resto de la circuitería de bipolar. Sin embargo, los AO también se encuentran disponibles en tecnología MOSFET por completo, ya sea como dispositivos aislados o como parte de sistemas complejos. Los tipos aislados por lo general se implementan con tecnología MOS complementaria (CMOS).

La **Figura 2-9** muestra un diagrama simplificado del AO TLC279 CMOS, que usa transistores de canal p (**M₁** y **M₂**) para el par diferencial de entrada, transistores de canal n (**M₃** y **M₄**) como cargas activas, **M₆** como la segunda etapa, y **M₈** y **M₉** como la etapa de salida. Los valores típicos a temperatura ambiente son $I_B=0,7$ [pA] e $I_{os}=0,1$ [pA].

Corrimiento de la corriente de polarización de entrada

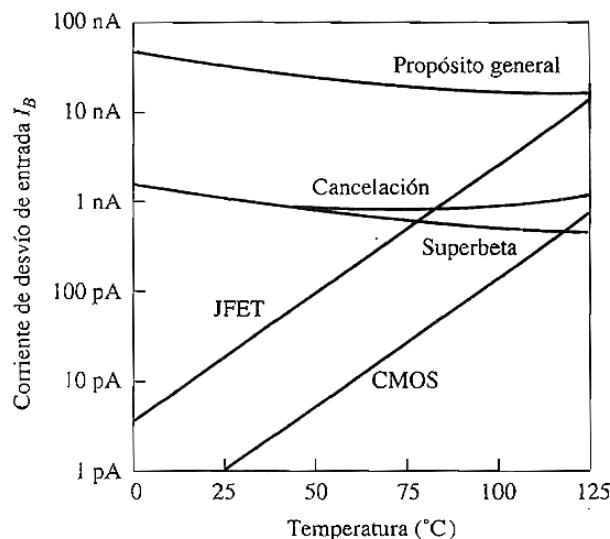


Figura 2-10: Características típicas de la corriente de polarización de entrada.

En la **Figura 2-10** se comparan las características típicas de la corriente de polarización de entrada para diferentes arreglos y tecnologías de la etapa de entrada. Vemos que en los BJT de entrada la I_B tiende a decrecer con T (pues β aumenta con la temperatura). Sin embargo, para dispositivos JFET de entrada, I_B se in-

crementa en forma exponencial con T. Una regla práctica bien conocida establece que la corriente de polarización inversa de una unión pn, ya sea la de un diodo o de un JFET, se duplica por cada 10 [°C] de incremento, es decir

$$\Delta I_B = 2^{\Delta T / 10} \quad (2 - 6)^{29}$$

2.5 – 7: AO LinCMOS

La tecnología LinCMOS combina la alta velocidad de los dispositivos bipolares con la baja potencia, bajo voltaje y alta impedancia de entrada de los dispositivos CMOS. Los dispositivos LinCMOS proporcionan mejores características de tensión de offset y rango de voltaje de salida que la mayoría de los dispositivos bipolares. Además, superan las limitaciones de estabilidad y ancho de banda impuestos sobre los diseños lineales por las compuertas metálicas.

Una desventaja al usar CMOS lineal de compuerta metálica convencional para aplicaciones lineales es el inevitable desplazamiento de la tensión de umbral que tiene lugar con el tiempo y con los cambios en la temperatura y en la tensión de la compuerta. Estos desplazamientos (producidos por los movimientos de los iones de sodio dentro del transistor), son frecuentemente de más de **10 [mV/V]** del voltaje de compuerta aplicado. Sin embargo, la tecnología LinCMOS supera este problema sustituyendo las compuertas metálicas con compuertas de poli-silicio dopadas con fósforo, las cuales retienen los iones de sodio. El resultado es un grupo de circuitos integrados lineales con bajos **V_{os}** (**2 a 10 [mV]**) que varían no más de algunos **[μV]** de sus valores originales.

Las series TLC251 y TLC271 de operacionales de propósito general tienen **V_{os}** que varían típicamente solo **0.1 [μV/mes]** y **0.7 [μV/°C]**. La **V_{os}** baja puede reducirse aún más usando los pines de anulación en el dispositivo. A diferencia de los dispositivos CMOS de compuerta metálica, la **V_{os}** de entrada de los dispositivos LinCMOS, no es sensible a la sobreexcitación de las tensiones de entrada.

Además de proporcionar una **V_{os}** estable, la tecnología LinCMOS produce circuitos integrados con anchos de banda que son dos o tres veces mayores que los dispositivos CMOS de compuerta metálica. Esto sucede debido a que la compuerta de Si en los transistores LinCMOS se forman durante el mismo paso de procesamiento que la fuente y el sumidero. Como resultado de esto, la fuente, la compuerta y el sumidero están auto-alineados. En contraste, las compuertas metálicas se forman después que las regiones de fuente y sumidero se han difundido. La compuerta autoalineada en los transistores LinCMOS resulta en una capacitancia compuerta-sumidero que es aproximadamente una séptima parte de la que poseen los circuitos integrados CMOS típicos. Esto incrementa el **BW** y el **SR** de los dispositivos LinCMOS. Por ejemplo, los operacionales TLC251 y TLC271 ofrecen un **BW=2,3 [MHz]**, un tiempo de subida **t_r=60 [ns]** y una **SR=4.5 [V/μs]**.

2.5 – Ganancia en modo común distinta de cero (RRMC)

Un amplificador operacional ideal sólo amplifica la diferencia de tensión entre sus dos entradas, rechazando de plano todas las tensiones que son comunes a ambos. Sin embargo, la etapa de entrada diferencial de un amplificador operacional nunca es perfecta, dando lugar a la amplificación de estas tensiones idénticas en algún grado. La medida estándar de este defecto se llama «**Relación de rechazo de modo común» RRMC** (en inglés **CMRR**, *common-mode rejection ratio*).

Supongamos que la entrada a un AO es un amplificador diferencial como el mostrado en la [Figura 1-3a](#), y con entradas **v₁=v_N** y **v₂=v_P**.

Identificamos a la señal de modo diferencial como la diferencia entre **v_P** y **v_N**

$$v_d = v_p - v_n \quad (2 - 7)$$

Y la señal de modo común como el promedio

²⁹ Esta fórmula difiere con la ecuación (2 – 3) que sale en el apunte de González.

$$v_{mc} = \frac{v_2 + v_1}{2} \quad (2 - 8)$$

De las ecuaciones anteriores podemos despejar v_p y v_n en función de las dos señales definidas.

$$v_p = v_{mc} + \frac{v_d}{2} \quad (2 - 9)$$

$$v_n = v_{mc} - \frac{v_d}{2} \quad (2 - 10)$$

La señal de modo común es idéntica en las dos entradas, mientras que en la señal diferencial hay una diferencia de fase de **180°**.

La señal de modo común es por lo general ruido que se introduce en la línea de entrada entre el generador excitador y el amplificador. Esta señal penetra con la misma fase en las dos entradas respecto a la masa. Lo ideal en esta etapa es que amplifique solamente la señal diferencial v_d , pero en la práctica vemos que también se amplifica un poco la señal de modo común v_{mc} . Las salidas asimétricas v_{ci} y v_{cii} del diferencial y la salida diferencial $v_{ci} - v_{cii}$ podemos verlas como

$$v_{ci} = A_d \frac{v_d}{2} - A_{mc} v_{mc} \quad (2 - 11)$$

$$v_{cii} = -A_d \frac{v_d}{2} - A_{mc} v_{mc} \quad (2 - 12)$$

$$v_{ci} - v_{cii} = A_d \frac{v_d}{2} - A_{mc} v_{mc} + A_d \frac{v_d}{2} + A_{mc} v_{mc} = A_d v_d \quad (2 - 13)$$

Donde A_d es la ganancia de tensión sin considerar R_e (o $1/h_{ob}$ si R_e es reemplazado por una fuente de corriente constante) del generador y A_{mc} es la misma ganancia de tensión pero atenuada por la influencia de R_e (o $1/h_{ob}$). Pero por lo general en los AO se usan las salidas asimétricas, supongamos que queremos evaluar v_{ci} e incorporamos el factor $\frac{1}{2}$ de v_d a A_d :

$$\begin{aligned} v_{ci} &= A_d \cdot v_d - A_{mc} \cdot v_{mc} \\ v_{ci} &= A_d \cdot v_d \left(1 - \frac{A_{mc} \cdot v_{mc}}{A_d \cdot v_d} \right) \end{aligned} \quad (2 - 14)$$

De esta ecuación vemos que si el término A_d/A_{mc} es lo más grande posible, entonces v_{ci} depende solamente de la señal diferencial A_d . Este término (A_d/A_{mc}) se conoce como **RRMC** (Relación de rechazo al modo común) y se mide en veces o en decibeles.

$$\text{RRMC} = \frac{A_d}{A_{mc}}$$

(2 - 15)

Se elige esta relación de modo que

$$\frac{A_d}{A_{mc}} \gg \frac{v_{mc}}{v_d}$$

La reducción al mínimo de la ganancia en modo común suele ser importante en las configuraciones de no-inversor de los AO.

2.5 – Tensión y corriente de ruido equivalente (*equivalent input noise voltage*)

Cualquier disturbio que oscurece o interfiere con una señal de interés se conoce generalmente como ruido. El ruido en alterna puede degradar de manera significativa el desempeño de un circuito a menos que se tomen las medidas apropiadas para la reducción del ruido. Se describe a continuación brevemente la naturaleza del ruido y su influencia en los AO, en el capítulo 1 hay una descripción más detallada.

De acuerdo con su origen, el ruido de alterna se clasifica como ruido externo o de interferencia, y ruido interno o inherente.

- **Ruido de interferencia:** este tipo de ruido es causado por la interacción no deseada entre el circuito y el exterior, o incluso entre las diferentes partes del mismo circuito. Esta interacción puede ser eléctrica, magnética, electromagnética o aun electromecánica, como en el caso del ruido microfónico y el ruido piezoelectrónico. La interacción eléctrica y magnética se realiza a través de las capacitancias parásitas e inductancias mutuas entre circuitos adyacentes o partes adyacentes del mismo circuito. La interferencia electromagnética proviene del hecho de que cada alambre y cada señal constituyen una antena potencial; asimismo, el ruido externo puede ser inyectado en forma inadvertida al circuito a través de la tierra y de los conductores de suministro de potencia.

El ruido de interferencia puede ser periódico, intermitente o completamente aleatorio. En forma usual, éste se reduce o se evita mediante la minimización de la inducción electrostática y electromagnética de la frecuencia de la línea de alimentación y sus armónicas, estaciones de radio, arcos de interruptores mecánicos, picos de voltaje de componentes reactivos, etc. Estas precauciones incluyen filtrado, separación, protección, colocación de escudos electrostáticos y electromagnéticos, reorientación física de componentes y cables, utilización de redes de rechazo, eliminación de mallas de tierra y uso de fuentes de alimentación de bajo ruido. A pesar de que el ruido de interferencia se concibe frecuentemente, y de manera equivocada, como obra de la «magia negra», es posible explicarlo y tratarlo de una manera racional.

- **Ruido inherente:** aun cuando realicemos las acciones necesarias para eliminar todo el ruido de interferencia, un circuito seguirá presentando ruido inherente. Esta forma de ruido es aleatoria por naturaleza y se debe a fenómenos aleatorios, como la agitación térmica de electrones en resistores y la generación y recombinación aleatoria de pares de hoyos-electrones en semiconductores. Debido a la agitación térmica, cada electrón que vibra dentro de un resistor constituye una corriente minúscula. Estas corrientes se suman algebraicamente para originar una corriente neta y, por lo tanto, un voltaje neto que, a pesar de ser cero en promedio, fluctúa de manera constante debido a la distribución aleatoria de magnitudes y direcciones instantáneas de las corrientes individuales. Estas fluctuaciones ocurren aun si el resistor se encuentra guardado en un cajón. Por lo tanto, resulta muy apropiado asumir que cada nodo de voltaje y cada rama de corriente en un circuito están fluctuando constantemente alrededor de sus valores deseados.

Ruido en los AO: el ruido de un AO se caracteriza por tres fuentes de ruido equivalentes: una fuente de voltaje con densidad espectral en, y dos fuentes de corriente con densidades i_{np} e i_{nn} . En el apunte de la cátedra aparece otra fuente de ruido que es la tensión de ruido térmico asociada a la resistencia del generador, esta tensión se puede modelar a la entrada de V_N y V_P como una fuente de tensión V_{ter} conectada en serie. Como se muestra en la [Figura 2-11](#), un AO práctico se entiende como un AO sin ruido y que está equipado con dichas fuentes a la entrada. Este modelo es similar al utilizado para representar el desvío del voltaje de entrada V_{os} y los desvíos de corriente de entrada I_P e I_N . Lo anterior no es sorprendente puesto que estos parámetros son, en sí mismos, formas especiales de ruido, a saber, ruido de CC. Sin embargo, debemos notar que las magnitudes y direcciones de $e_n(t)$, $i_{np}(t)$ e $i_{nn}(t)$ cambian constantemente debido a la naturaleza aleatoria del ruido, y que los términos del ruido se deben sumar en la forma RMS y no en forma algebraica.

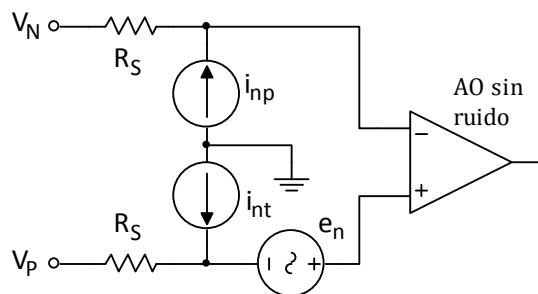


Figura 2-11: Modelo de ruido para un AO.

La primera tarea es encontrar la densidad espectral completa e_{ni} referida a la entrada del AO. El principio de superposición puede ser aplicado de la misma manera que cuando se calcula el error de entrada completo E_i debido a V_{os} , I_p e I_n , excepto que ahora los términos individuales se deben sumar en la forma RMS. Por lo tanto, el voltaje de ruido e_n contribuye al término e_n^2 . La densidad de ruido total será:

$$E_{ni} = \sqrt{e_n^2 + 2 \cdot i_n^2 \cdot R_S^2 + 4 \cdot k \cdot T \cdot R_S} \quad (2 - 16)$$

Donde el 2 significa que se tienen en cuenta las dos entradas. El $k = 1,38 \cdot 10^{-23}$ [J/K] es la constante de Boltzmann, y T la temperatura absoluta en [°K]. Estos parámetros dependen de la frecuencia o más precisamente del ancho de banda BW, es por eso que cuando el fabricante especifica los datos lo hace en forma de gráficos en función de la frecuencia. En el caso de los amplificadores FET y MOS la corriente de ruido equivalente no se suministra debido a que es insignificante.

Las densidades de ruido se proporcionan en las hojas de datos. Para los dispositivos con circuitos de entrada simétricos, como los AO de tipo de voltaje (VFAs), i_{np} e i_{nn} están dadas como una sola densidad i_n , sin importar que dichas densidades de corriente no estén correlacionadas. Cuando se tenga que sustituir i_n por i_{np} e i_{nn} para evitar que se pierda la pista de sus identidades, se deben usar símbolos separados hasta el final de los cálculos. Para los amplificadores de retroalimentación de corriente (CFAs), las entradas son asimétricas debido a la presencia del buffer de entrada. En consecuencia, i_{np} e i_{nn} son diferentes y se grafican en forma separada.

De igual forma que en aplicaciones de precisión de CC es importante conocer el error de salida de continua E_o provocado por V_{os} , I_p e I_n , en aplicaciones de bajo ruido es de interés conocer el ruido RMS total de salida E_{no} . Una vez que se conoce E_{no} , éste se puede referir a la entrada y compararse con la señal útil para determinar la relación señal a ruido S/N y, por ende, conocer la resolución final del circuito.

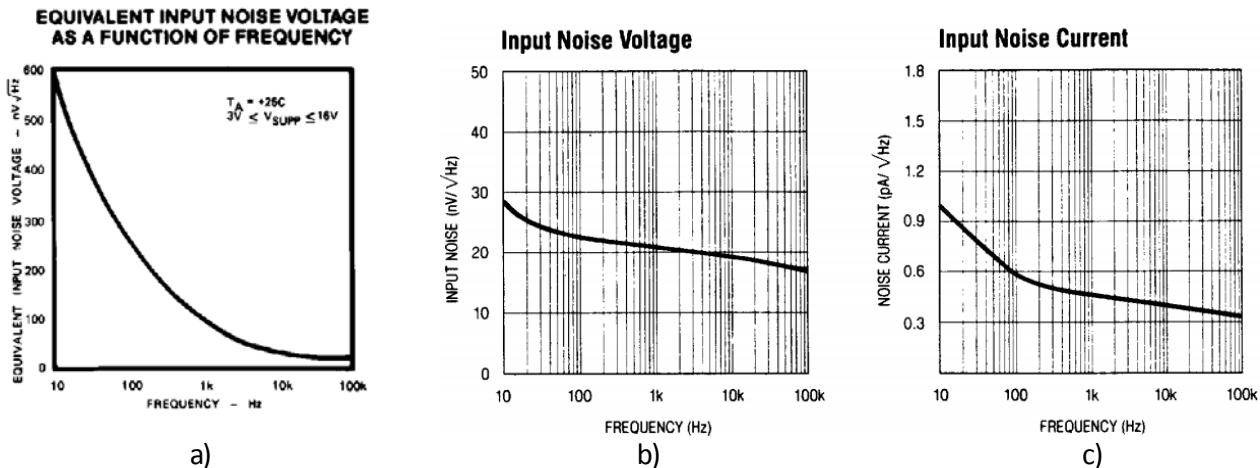


Figura 2-12: a) Ruido equivalente de tensión de entrada del ICL76XX, b) y c) ruido equivalente de tensión y corriente de entrada del LM307, respectivamente.

2.6 – Especificaciones máximas³⁰

2.6 – 1: Voltaje de entrada

Son dos las tensiones a la entrada del AO, la «tensión diferencial máxima» (*Input voltage range*) y la «tensión máxima de modo común» (*Input common-mode voltage range*).

El intervalo de voltaje en modo común está limitado por la saturación de la etapa de entrada, en base a esto se especifica el rango de voltaje de entrada dentro del cual se garantiza las especificaciones del AO para funcionamiento lineal. Como es obvio la magnitud de esta tensión depende de la magnitud de la tensión de las fuentes de alimentación (*supply voltage*). El fabricante usa gráficos para describir esta relación.

³⁰ (Franco, 2005) p. 249.

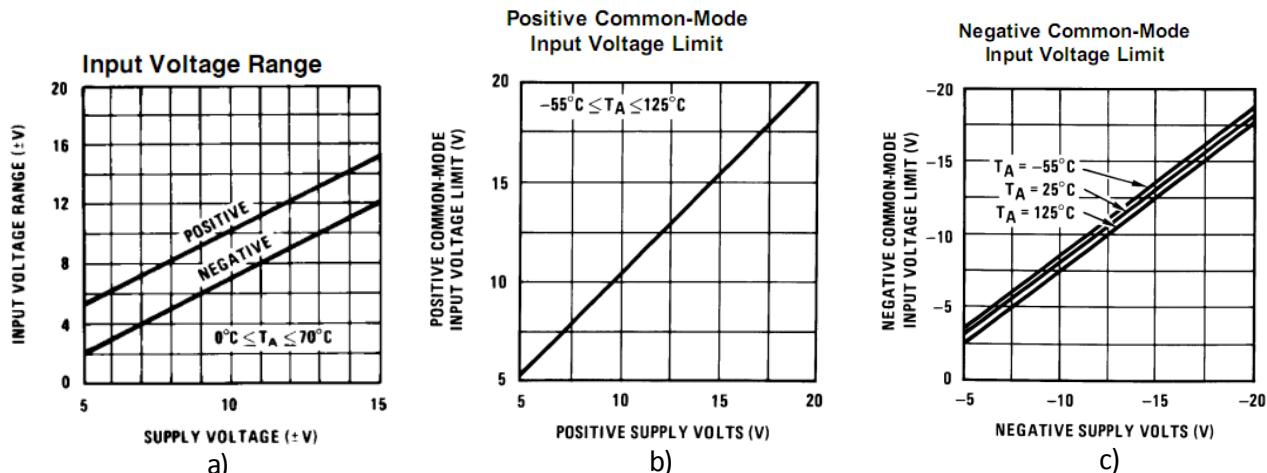


Figura 2-13: Rango de tensión de entrada del a) LM307 y b) y c) del LF355.

2.6 – 2: Tensión de salida (output swing)

La saturación, o el «rango (o excursión) de tensión de salida» (*Output swing*), es el rango que puede tomar la tensión de salida, que dependerá por supuesto de la alimentación del AO. Por lo general la alimentación de un AO se hace con tensiones de una o dos decenas de voltios. Es evidente que trabajamos con señales fuertes a la salida del AO. Existe una tendencia a confundir los parámetros de señal débil con los de señal fuerte. Debemos tener cuidado en la práctica de no cometer este error pues si queremos sacarle al AO tensiones similares a las de alimentación y/o corrientes de decenas de mili amperes, éstas señales no cumplirán con las condiciones que el fabricante proporciona para pequeña señal (respuesta en frecuencia, tiempo de subida, etc.).

Éste es el rango $V_{OL} < V_O < V_{OH}$, y por lo general está especificado para una carga de salida de **2 [KΩ]**. Para el 741 y fuentes de alimentación ± 15 [V], $V_{OH}=14.2$ [V] y $V_{OL}=-12.9$ [V], en acuerdo razonable con las hojas de datos. Al igual que con el rango de entrada, entre más elevados sean los voltajes de las fuentes de alimentación más amplio es la excusión de la salida. Esto se ilustra en la [Figura 2-14a](#). En el caso de un amplificador con una fuente de alimentación bipolar (esto es $+V_S$ y $-V_S$), una ganancia de tensión que produce una salida que es más positivo que el máximo o más negativo que el mínimo, o en el caso de un amplificador con una tensión de alimentación única, ya sea una ganancia de tensión que produce una salida que es más positiva que la máxima, o una señal tan pequeña que la ganancia del amplificador no es suficiente para elevarla por encima del umbral inferior.

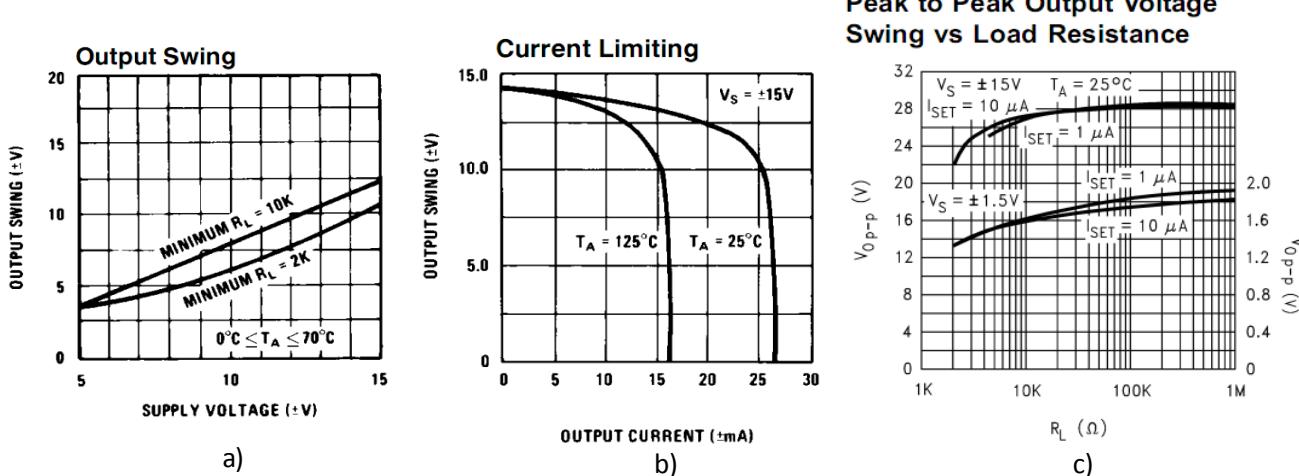


Figura 2-14: a) Voltaje de salida vs el voltaje de entrada y b) voltaje de salida vs la corriente de salida del LM 307.

c) Voltaje pico a pico de salida del AO programable LM 4250 vs la impedancia de carga.

Se suele especificar mediante gráficos a una determinada frecuencia (1 KHz) y pone la tensión de salida en función de otros parámetros tales como la impedancia de carga –**Figura 2-14b**–, la fuente de alimentación –**Figura 2-14c**–, etc.

2.6 – 3: Corriente de salida

La «**corriente de salida**» (o corriente de cortocircuito), obviamente no es infinita. En la práctica, la mayoría de los AO están diseñados para limitar la corriente de salida de modo que no excedan un determinado valor (alrededor de los **25 [mA]** para el 741) protegiendo así el amplificador, y los circuitos asociados, de los daños.

2.6 – 4: Potencia disipada

Un AO es un amplificador lineal. Por lo tanto, se disipa algo de energía en forma de calor, proporcional a la corriente de salida, y a la diferencia entre la tensión de salida y la tensión de alimentación. Si en el amplificador se disipa demasiado calor, entonces su temperatura aumenta por encima de un límite seguro que da el fabricante. Si dicho valor es excedido el amplificador puede entrar en caída térmica, o puede ser destruido.

2.7 – Velocidad de subida (SR, slew-rate)

La «**rapidez de respuesta**» (o la **velocidad de subida máxima**) se denota con **SR** (*que viene del inglés slew-rate*), es la máxima variación que puede aplicarse a la entrada para que la salida pueda «seguirla». Medido como la velocidad de subida, por lo general se especifica en voltios por microsegundo [**V/μs**]. Una vez alcanzado este valor, cualquier valor por encima a la entrada no tendrá ningún efecto sobre la tasa de cambio de la salida. La velocidad de respuesta depende de muchos factores: la ganancia del amplificador, los capacitores compensadores e incluso si el voltaje de salida positivo o negativo se está haciendo positivo o negativo. El peor caso –o la velocidad de respuesta más lenta– ocurre para la ganancia unitaria. Por tanto, la velocidad de respuesta por lo común se especifica para ganancia unitaria.

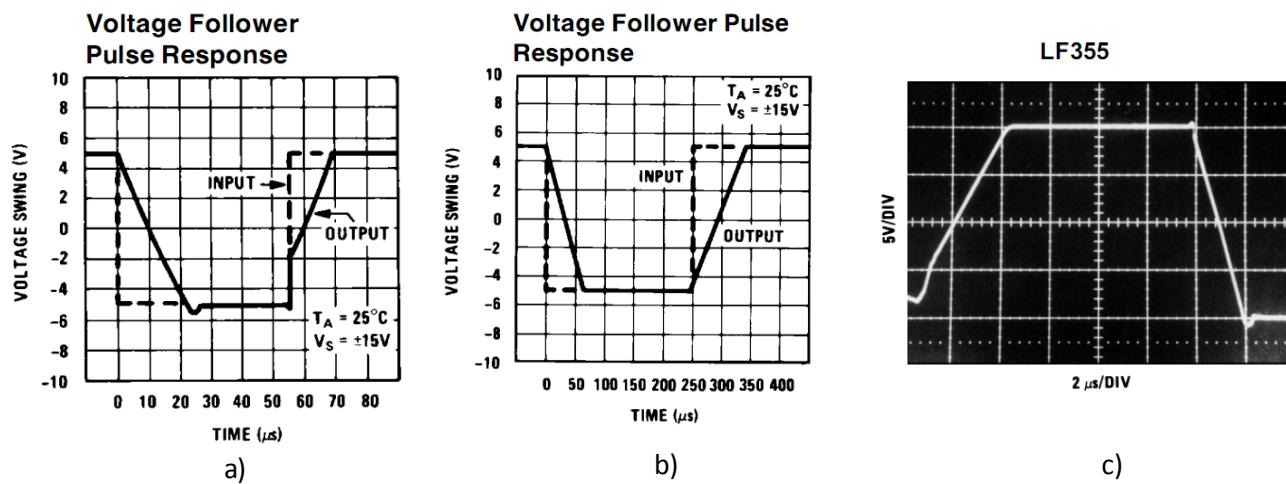


Figura 2-15: a) Respuesta a señales fuertes del LM307, b) ídem para el LM 312 y c) Oscilograma de la salida para señal fuerte de un inversor diseñado con un LF355.

Causas

Ya sea dentro o fuera del AO hay al menos un capacitor necesario para evitar la oscilación. Conectada a este capacitor está una porción de la circuitería interna del AO que puede suministrar una corriente máxima que está limitada por el diseño del AO. El cociente entre la corriente máxima **I** y la capacidad del compensador **C** es la velocidad de respuesta. Por ejemplo, un 741 puede suministrar un máximo de **15 [μA]** a su capacitor compensador de **30 [pF]**, por tanto:

$$SR = \frac{\text{cambio de voltaje a la salida}}{\text{tiempo}} = \frac{I}{C} = \frac{15[\mu\text{A}]}{30[\text{pF}]} = 0,5 \left[\frac{\text{V}}{\mu\text{s}} \right] \quad (2 - 17)$$

De la ecuación (2 – 17), vemos que para una mayor **SR** requiere que el AO tenga o un condensador más pequeño o una corriente máxima mayor.

SR en ondas sinusoidales

Un caso particular que podemos ver es el seguidor³¹ con una onda de entrada $E_i(t) = E_p \cdot \sin(2\pi f \cdot t)$, la razón máxima de cambio de E_i depende tanto de su frecuencia f como se la amplitud pico. Para hallar esta limitación se deriva respecto al tiempo E_i y vemos que derivada máxima alcanza

$$\frac{dE_i(t)}{dt} = 2\pi f \cdot E_p \cdot \cos(2\pi f \cdot t)$$

Vemos entonces que la derivada máxima es $2\pi f \cdot E_p$. Si esta razón de cambio es mayor que la velocidad de respuesta del AO, la salida estará distorsionada. Esto es, v_o trata de seguir a E_i pero no puede hacerlo debido a su límite de velocidad de respuesta. El resultado es distorsión, como se muestra por la forma triangular de v_o en la figura y esto ocurre cuando

$$2\pi f \cdot E_p > SR \quad (2 - 18)$$

Podemos decir entonces que la frecuencia máxima estará limitada también por:

$$f_{\max} = \frac{SR}{2\pi \cdot E_p} \quad (2 - 19)$$

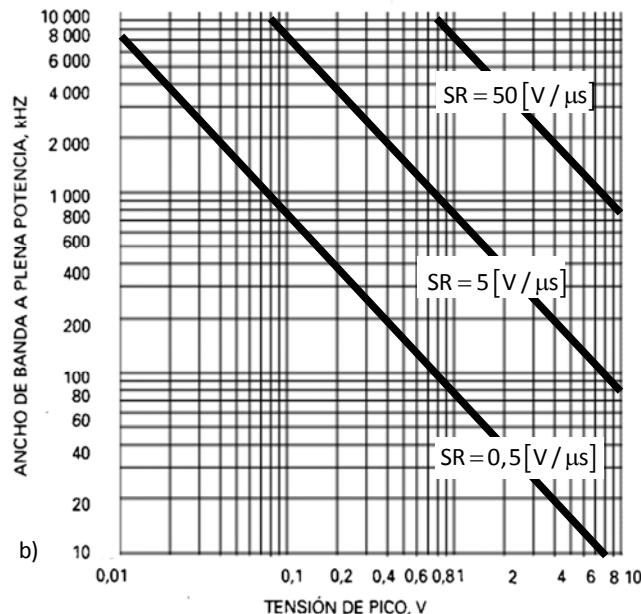
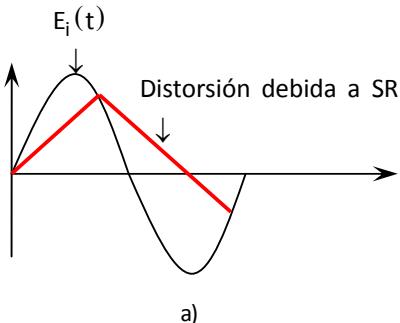


Figura 2-16: a) Gráfico donde podemos ver cómo la salida (en rojo) intenta seguir a la entrada E_i pero se distorsiona debido a la limitación impuesta por SR v b) ancho de banda vs tensión pico.

Cuando se cumple la condición (2 – 18) la frecuencia máxima está limitada por el **SR**, caso contrario la f_{\max} está limitada por las características del AO. En la Figura 2-16b vemos cómo el BW está limitado por SR para señales fuertes.

2.8 – Respuesta en frecuencia para señales fuertes (función de transferencia no lineal)

Como ya habíamos visto, la tensión de salida puede no ser exactamente proporcional a la diferencia entre los voltajes que hay en las entradas de los AO. Pero el fabricante nos proporciona otros tipos de datos

³¹ Esta configuración la vemos más adelante.

para especificar mejor esta desproporción, uno de ellos tiene que ver sobre cómo responde el AO a señales ya no débiles sino fuertes. Y es que, idealmente, esperaríamos que el voltaje de salida de un AO se mantenga constante para todos los valores de frecuencia de trabajo; sin embargo esto no se cumple cuando la frecuencia sobrepasa determinado valor, y para señales fuertes de salida, ésta se atenúa a medida que la frecuencia sube. Ya en la sección anterior vimos que la SR nos daba una idea de esto.

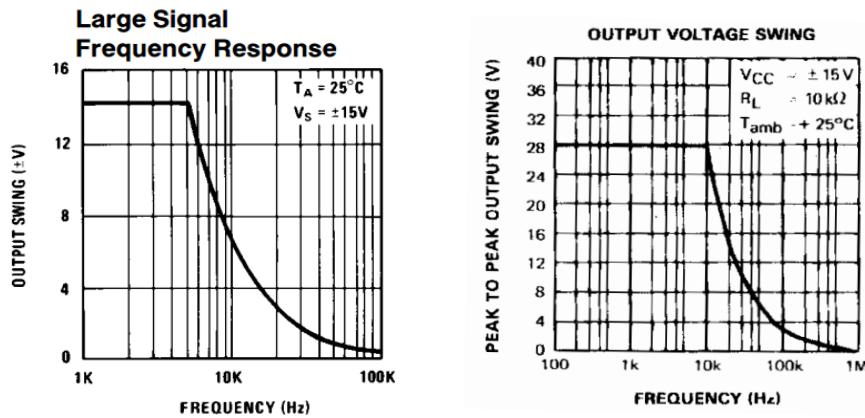


Figura 2-17: Respuesta en frecuencia para señales fuertes (V_{pp} de salida) del a) LM107 y b) μ741.

Uno de los errores más comunes que se cometan a la hora de laburar con AO es interpretar los parámetros de las hojas de datos tanto para señales fuertes como para señales débiles indistintamente. La Figura 2-20 nos muestra la excursión de la salida a medida que la frecuencia aumenta. Para el caso de una hoja de datos en inglés, este parámetro aparece con el nombre de *Large signal frequency response*, cuya traducción literal podría ser **Respuesta en frecuencia para señales fuertes**; en las hojas de datos traducidas por los gallegos, en cambio, el nombre para este parámetro es **Variación de voltaje de salida como función de la frecuencia**.³² Además de la frecuencia, este parámetro depende también de la temperatura, de la variación de la fuente de alimentación, la resistencia de carga y si el AO está o no compensado.

³² Pregunta del MÚLTIPLE-OPCIÓN.

3 – CONFIGURACIONES BÁSICAS DEL AO

La siguiente es una división que hice de las aplicaciones y/o configuraciones de circuitos que contienen amplificadores operacionales. Creo que es la más conveniente.

Configuración	Tipos
Básicas	<ul style="list-style-type: none"> • Inversor • Sumador • No inversor • Seguidor • Restador • Instrumentación
Filtros (de primer orden)	<ul style="list-style-type: none"> • Derivador o diferenciador. • Integrador. • Filtro pasa bajas con ganancia. • Filtro pasa alta con ganancia. • Filtro pasa banda de banda ancha. • Cambiador de fase. • Convertidor de impedancias.
Amplificador de puente transductor	<ul style="list-style-type: none"> • Puente (con medición de desbalance) • Puentes medidores de tensión (strain gauge) • Puente (con medición de corriente de corto) • Medio puente (con medición de corriente de corto) • Puente (con medición de tensión de desbalance)
Convertidores	<ul style="list-style-type: none"> • Convertidores I–V • Convertidores V–I
Otras	<ul style="list-style-type: none"> • Rectificador de precisión • Multiplicador analógico

Tabla 3-1: Configuraciones de los operacionales.

3.1 – Configuraciones básicas

3.1 – 1: Amplificador inversor y técnicas para atenuar el efecto de las señales de error

El siguiente es un análisis simple que ayuda a entender el funcionamiento del circuito inversor, pero el análisis formal, está en la siguiente sub-sección. Podemos saltar lo siguiente, vamos a llegar a las mismas ecuaciones y conclusión.

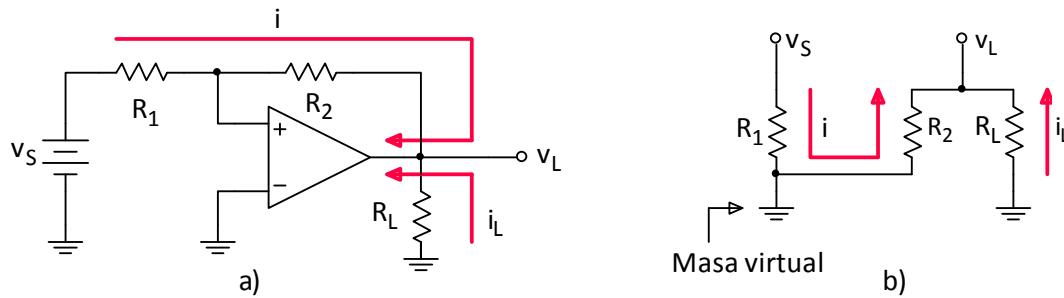


Figura 3-1: a) Circuito inversor y b) modelo mnemotécnico.

Es uno de los circuitos más simples y utilizados, Figura 3-1a. Su ganancia en lazo cerrado desde v_s hasta v_L (voltaje en la carga³³) está dada por R_1 y R_2 . Para entender cómo opera hacemos dos suposiciones:

- $v_d=0[V]$. O sea, el voltaje entre las entradas inversora y no inversora es sustancialmente 0, si V_o no está en saturación, e

³³ Me referiré al voltaje a la salida del AO como v_o y el voltaje en los bornes de la carga como v_L . En este caso $v_o=v_L$.

- $I_{B+}=I_{B-}=0$ [A]. Es decir que la corriente requerida por las terminales de entrada es cero.

Voltaje CC positivo aplicado a la entrada inversora: proporcionamos realimentación negativa a través de R_2 , y la tensión E_d entre las entradas del AO es prácticamente **0 [V]**, por lo que (debido a que la entrada (+) está a tierra) la entrada (-) está a **0V**, debió a esta razón decimos que la entrada (-) es una tierra virtual. Un extremo de R_1 está a v_s y el otro a masa, entonces la i que circula por R_1 –por ley de Ohm– es

$$i = \frac{v_s}{R_1}$$

Donde R_1 incluye la resistencia interna del generador. Toda esta i circula por R_2 también, ya que solamente una cantidad despreciable fluye por la entrada (-) del AO. La corriente que circula por R_2 , o sea i , está determinada por v_s y R_1 , y no por R_2 , v_L , R_L o el AO. La tensión en los bornes de R_2 está dada por

$$v_{R2} = i \cdot R_2 = \frac{v_s}{R_1} \cdot R_2$$

En la **Figura 3-1b** vemos que las corrientes que pasan por la resistencia R_1 (i_1) y por R_2 (i_2) son iguales ($i_1=i_2=i$), por lo que podemos poner

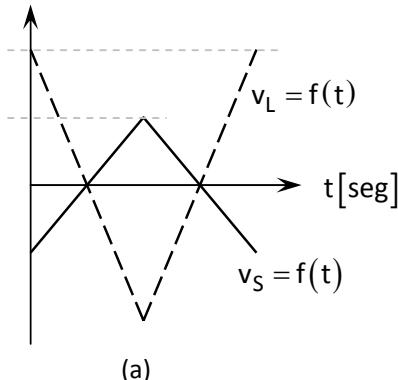
$$\begin{aligned} i_1 &= i_2 \\ \frac{v_s - 0}{R_1} &= \frac{0 - v_L}{R_2} \\ \therefore v_L &= -\frac{R_2}{R_1} v_s \end{aligned}$$

Ahora introducimos el concepto de ganancia a lazo cerrado A_{CL}

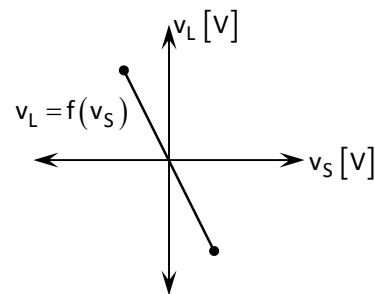
$$A_{CL} = \frac{v_L}{v_s} = -\frac{R_2}{R_1} \quad (3-1)$$

El signo (-) de A_{CL} muestra que v_L tiene una polaridad invertida respecto de v_s , por esta razón este circuito se llama inversor. R_L tiene en un extremo **0 [V]** y en el otro v_L , que es negativo; por lo tanto la corriente i_L que circula por la misma, por ley de Ohm, es

$$i_L = \frac{v_L}{R_L} = -\frac{R_2}{R_L R_1} \cdot v_s$$



(a)



(b)

Figura 3-2: a) Comparación entre la salida y la entrada y **b)** Salida en función de la entrada.

Y la corriente de salida i_o , tal como podemos ver en la **Figura 3-1b** será

$$i_o = i + i_L$$

Voltaje CC negativo aplicado a la entrada inversora: ocurre exactamente lo mismo que en el caso anterior, solo que esta vez la entrada al pin (-) del AO será negativa, por lo que la salida v_L será positiva.

Voltaje CA aplicado a la entrada inversora: pasa lo mismo que en los dos casos anteriores. En el medio ciclo negativo de la señal de entrada, v_L es positivo; y para el medio ciclo positivo de la señal de entrada, v_L es negativo. La **Figura 3-2** muestra a v_s y v_L en función de t y a v_L en función de v_s , aquí, $A_{CL}=-2$.

Modelo equivalente para pequeña señal

El análisis anterior lo saqué del libro *Amplificadores operacionales y circuitos integrados lineales*, de Caughlin & Driscoll, y es simple, porque mediante unos cuantos supuestos y algunos cálculos llegamos a tener los valores importantes para el diseño del circuito inversor, como A_{CL} , R_2 y R_1 . ¿Por qué puse este análisis? Porque se extraen dos conclusiones importantes: (1) *Diferencia de potencial cero entre entrada inversora y no inversora ($v_N=v_P$)* y (2) *las corrientes que atraviesan a R_1 y R_2 son las mismas: i .*

Sin embargo resulta insuficiente para el final, por lo que a continuación doy el análisis formal, que incluye la teoría de realimentación, vista en el capítulo 1. Mediante este modelo de cuadripolos vamos a obtener la ganancia de tensión a lazo abierto, a lazo cerrado, y las impedancias de entrada y salida cuando la red β está conectada. También mediante este modelo, más complejo, podemos apreciar mejor como la tensión de salida se ve afectada por la desviación de las corrientes de polarización y la tensión de offset.

Especificando, vamos a analizar:

- La ganancia del amplificador realimentado;
- La impedancia de entrada;
- La impedancia de salida;
- La variación de v_0 debido a la $V_{OS}(V_{offset})$;
- La variación de v_0 debido a la I_B (I_{Bias}) e $I_{OS}(I_{offset})$ y la
- La **RRMC** del circuito inversor.

El circuito equivalente para alterna (o para señal débil o pequeña señal), reemplazando el AO por su cuadripolo y sin considerar las señales de error, es

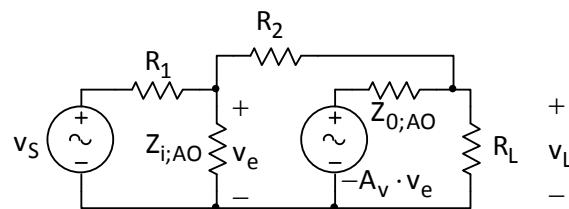


Figura 3-3: Equivalente para alterna del circuito inversor.

Tenemos una muestra de tensión (pues la red β está en paralelo con la carga) y la mezcla es en paralelo (pues la corriente de error se ve afectada cuando se conecta la red beta). Se trata entonces de un amplificador de transresistencia. O sea, que hacemos lo mismo que para un amplificador de este tipo: desconectamos la red beta en cada caso (muestra y mezcla) e incluimos así la Z_{f1} y la Z_{f2} a la impedancia de entrada y de salida, respectivamente, del amplificador.

Como se trata de un amplificador de transresistencia, a la entrada debe tener un equivalente de Norton (fuente de corriente) en paralelo con una resistencia, es por esta razón que pasamos de una fuente de tensión a una de corriente (teorema de Norton). En paralelo con R_2 y R_1 debería ir $Z_{i;AO}$, que es la impedancia de entrada propia del AO, pero cuyo valor es tan grande y dado que está conectada en paralelo, la omitimos del circuito. La ganancia de realimentación la calculamos como en el capítulo anterior, y es $\beta \approx 1/R_2$.

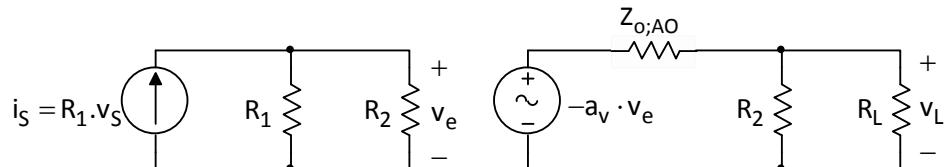


Figura 3-4: Equivalente para alterna del circuito inversor, con resistencias de la red beta incorporadas la entrada y salida del amplificador.

Ganancia de transresistencia:

$$\begin{aligned}
 R_{mf} &= \frac{R_m}{1 + \beta \cdot R_m} = \frac{-a_v \cdot (R_1 \parallel R_2)}{1 + \left(\frac{-1}{R_f} \right) \left[-a_v \cdot (R_1 \parallel R_2) \right]} \approx \frac{-a_v \cdot (R_1 \parallel R_2)}{D \left(\approx a_v \frac{R_1 \parallel R_2}{R_2} \right)} = \boxed{-R_2 = R_{mf}} \\
 \bullet R_m &= \frac{V_L}{i_S} = \frac{V_L}{V_e} \cdot \frac{V_e}{i_S} = -a_v \cdot (R_1 \parallel R_2) \\
 \bullet \frac{V_L}{V_e} &= -a_v \frac{R_2 \parallel R_L}{R_2 \parallel R_L + Z_{o;AO}} \approx -a_v \\
 \bullet \frac{V_e}{i_S} &= R_1 \parallel R_2
 \end{aligned} \tag{3-2}$$

Impedancias:

$$Z_{if} = \frac{Z_i}{D} = \frac{\frac{R_1 \parallel R_2}{a_v}}{\frac{R_1 \parallel R_2}{R_2}} = \boxed{\frac{R_2}{a_v} = Z_{if}} \tag{3-3}$$

$$Z_{of} = \frac{Z_o}{D} = \frac{R_2 \parallel Z_{o;AO}}{\frac{a_v}{R_2} \frac{R_1 \parallel R_2}{R_2}} \approx \frac{Z_{o;AO}}{a_v \frac{R_1 \parallel R_2}{R_2}} = \frac{Z_{o;AO}}{a_v} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \approx \boxed{0 = Z_{of}} \tag{3-4}$$

Ganancia de tensión:

La ganancia calculada anteriormente es la de transresistencia, y buscamos la ganancia de tensión a lazo cerrado, esto es

$$A_{vf} = \frac{V_L}{V_S} = \frac{V_L}{i_S R_1} = \frac{R_{mf}}{R_1} = \boxed{-\frac{R_2}{R_1} = A_{vf}} \tag{3-5}$$

Que es la misma fórmula que (3-1).

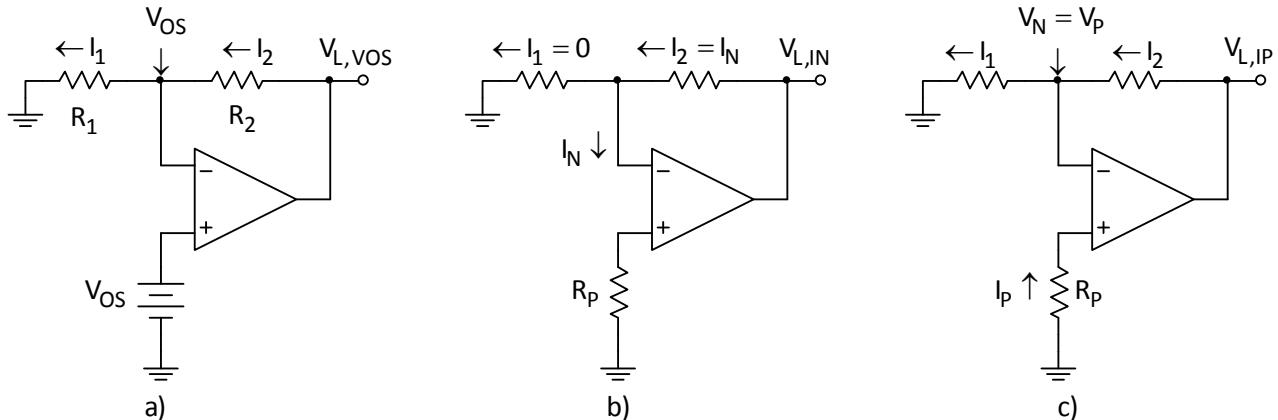
Influencia de la V_{os} , I_b e I_{os} en la tensión de salida V_L :

Figura 3-5: (a) Circuito usado para hallar la influencia de V_{os} en la salida y (b) circuito usado para hallar la influencia de I_b e I_{os} en la tensión de salida.

Podemos considerar la tensión de offset de entrada V_{os} como una fuente de tensión continua colocada en la entrada no inversora, tal como vemos en la **Figura 3-5a**. Para encontrar la tensión a la salida (V_L, Vos) debido a la tensión de offset de entrada (V_{os}) partimos diciendo que las corrientes I_1 e I_2 son iguales –pues no puede derivarse corriente por la entrada inversora, ya que ésta tiene impedancia $Z_{i;AO}$ prácticamente infinita– y luego aplicamos la Ley de Ohm en sus bornes. Entonces

$$\begin{aligned}
 i_1 &= i_2 \\
 \frac{V_{os} - 0}{R_1} &= \frac{V_L - V_{os}}{R_2} = \frac{V_L}{R_2} - \frac{V_{os}}{R_2}
 \end{aligned}$$

$$\frac{v_L}{R_2} = \frac{V_{OS}}{R_1} + \frac{V_{OS}}{R_2} = V_{OS} \left(\frac{R_2 + R_1}{R_2 \cdot R_1} \right)$$

$$v_L = V_{L;VOS} = V_{OS} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \quad (3 - 6)$$

En las **Figura 3-5b y c** tenemos que I_N e I_P son las corrientes de polarización de las entradas inversora y no inversora respectivamente. Para encontrar la tensión de salida $V_{L,IN}$ causada por la corriente de polarización I_N , consideramos el circuito de la **Figura 3-5b** en donde hemos colocado una resistencia R_P en la entrada no inversora. La corriente I_1 es cero puesto que R_1 se encuentra con un borne a tierra y otro a V_N , siendo ésta última $V_N = V_P = 0$ (aquí consideramos a $I_P = 0$); y la corriente I_N circula desde la salida hacia la entrada del operacional pasando por R_2 . La tensión $V_{L,IN}$ será entonces

$$V_{L,IN} = R_2 I_N \quad (3 - 7)$$

De la misma manera que para el caso de la tensión de offset, sacamos la tensión de salida debido a la corriente de polarización de la pata no inversora (**Figura 3-5c**), aquí $I_N = 0$.

$$V_{L,IP} = V_P \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) = -I_P R_P \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \quad (3 - 8)$$

La tensión de salida de offset total será la suma de $V_{L,VOS}$, $V_{L,IN}$ y $V_{L,IP}$, es decir

$$V_{L,OS} = V_{OS} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) + R_2 I_N - I_P R_P \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right)$$

Acomodando un poco esta ecuación nos queda

$$V_{L,OS} = V_{OS} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) + R_2 I_N \cdot \frac{R_1 + R_2}{R_1} \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2} - I_P R_P \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) = V_{OS} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \left[V_{OS} + I_N (R_1 \| R_2) - I_P R_P \right] \quad (3 - 9)$$

De esta ecuación vemos que si hacemos $R_P = R_1 \| R_2$ entonces

$$V_{L,OS} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) (V_{OS} - R_P I_{OS}) \quad (3 - 10)$$

Ahora, el error es proporcional a I_{OS} , que es típicamente un orden de magnitud más pequeña que cualquiera de I_P o I_N .

Existen diversos métodos para reducir o anular la influencia de los voltajes y corrientes en la salida, cada uno con sus pros y sus contras. A continuación enlisté todos los que pude encontrar:

- **Usar una resistencia en la pata no inversora:** en efecto, este es el método antes descrito y tiene la ventaja de que no necesita otra cosa que una resistencia conectada a la pata no inversora (de valor igual a $R_1 \| R_2$), la desventaja es que no anula completamente la influencia de V_{OS} e I_{OS} .
- **Usar un potenciómetro:** algunos AO vienen provistos de dos terminales para conectar un potenciómetro a fin de anular por completo (dentro de ciertos límites) los efectos de V_{OS} e I_{OS} . El inconveniente es que no todos los operacionales poseen dichas terminales.
- **Usar una tensión entrada que anule V_{OS} :** otra alternativa es colocar una pequeña tensión de referencia de entrada (puede ser en la entrada inversora o no inversora) para anular el efecto de V_{OS} e I_{OS} en la salida. Esta solución la podemos ver en uno de los ejercicios de la parte práctica.
- **Trabajar con tensiones de salida mucho mayores que $V_{L,OS}$:** consiste en trabajar con tensiones tales que a la salida dispongamos de voltajes lo suficientemente altos como para poder despreciar el efecto de V_{OS} e I_{OS} .
- **Escalar hacia abajo las resistencias:** si dividimos todos los valores de resistencia por un factor la ganancia no se ve afectada, pero el voltaje de error $-(R_1 \| R_2).I_{OS}$ se ve disminuido por dicho factor.

tor. Aunque esto ocasiona un aumento de las corrientes que circulan por las resistencias R_1 y R_2 y por ende un aumento del consumo de energía del circuito, lo cual nos obliga a buscar un equilibrio entre la reducción del voltaje de error y la potencia.

- **Cambiar el operacional:** por último, y si todo lo anterior no logra disminuir el voltaje de error lo suficiente, deberemos cambiar el operacional. Esta solución es la más obvia, aunque la más cara también, pues no solo hay que comprar un nuevo AO sino que éste debe poseer una I_{os} menor.

RRMC del circuito inversor:

Si tenemos en cuenta la **Figura 3-5b** y hacemos que $v_p=v_N$ entonces la salida será cero. Esta salida solo se vería afectada si por alguna razón se deriva corriente por la entrada inversora, modificando así la tensión en v_N . Pero como la impedancia $Z_{i;AO}$ es muy grande, prácticamente este punto es una masa virtual, lo cual hace que la **RRMC=0** en este amplificador.

3.1 – 2: Amplificador sumador

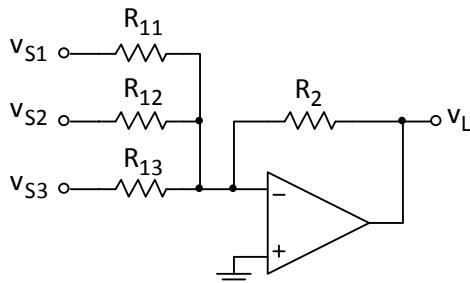


Figura 3-6: Circuito sumador variante inversor.

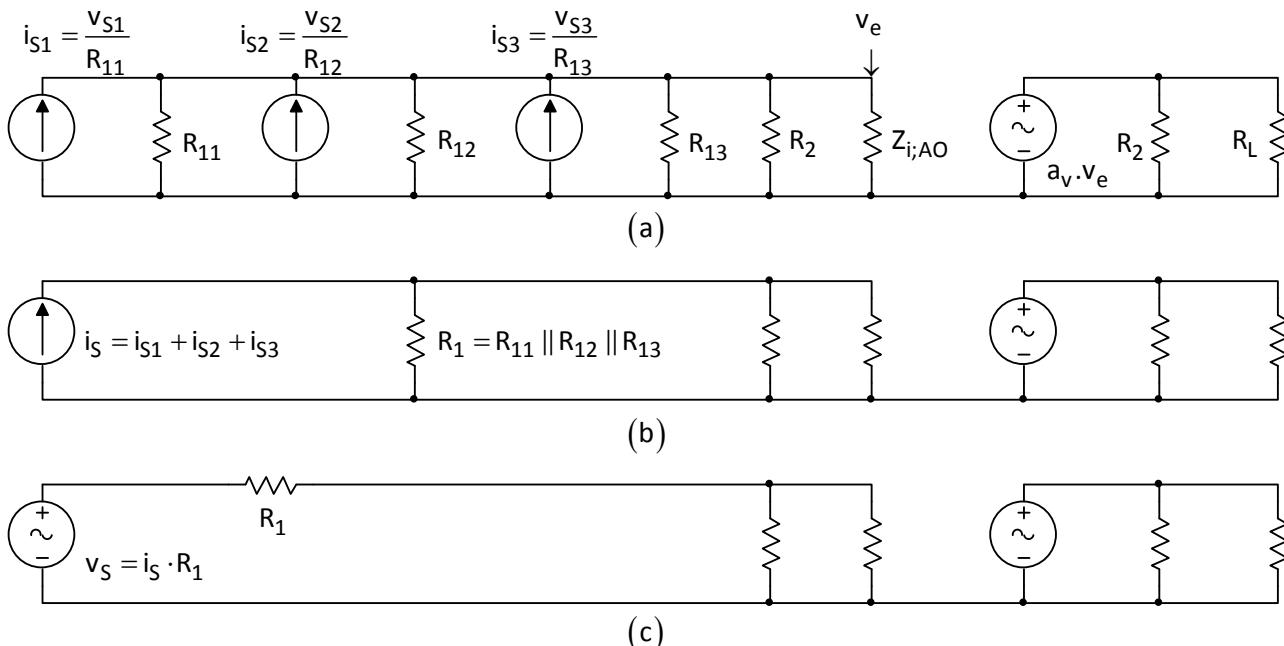


Figura 3-7: a) Circuito equivalente para pequeña señal, aplicando la teoría de realimentación, b) Mismo circuito pero con un equivalente de Norton a la entrada, y c) Con un equivalente de Thevenin.

Usamos esta configuración cuando es necesario sumar o mezclar dos o más señales, de ahí viene su nombre. El circuito que analizamos en la **Figura 3-6** es la variante sumador inversor, cuyo equivalente para pequeña señal es muy similar al del inversor, solo que a las tensiones de entradas las hemos reemplazado por su equivalente en Norton. Todo esto para obtener una sola fuente a la entrada y una sola resistencia, tal como vemos en la **Figura 3-7**. La tensión de salida v_L para el circuito inversor es

$$v_L = \left(-\frac{R_2}{R_1} \right) \cdot v_S = \left(-\frac{R_2}{R_1} \right) \cdot i_S \cdot R_1 = -R_2 \cdot i_S = -R_2 \cdot \left(\frac{v_{S1}}{R_{11}} + \frac{v_{S2}}{R_{12}} + \frac{v_{S3}}{R_{13}} \right)$$

$$\bullet i_S = i_{S1} + i_{S2} + i_{S3} = \frac{v_{S1}}{R_{11}} + \frac{v_{S2}}{R_{12}} + \frac{v_{S3}}{R_{13}}$$

Podemos hacer el cálculo para obtener R_1 para después multiplicarla por i_S obteniendo así v_s , pero como vemos en la fórmula, a v_s la reemplazamos por $i_S \cdot R_1$ y luego R_1 se simplifica. Si queremos obtener a la salida la suma de los voltajes de entradas, basta con igualar todas las resistencias del circuito, o sea hacemos $R_{11}=R_{12}=R_{13}=R_2$, entonces

$$v_L = -R_2 \cdot \left(\frac{v_{S1}}{R_2} + \frac{v_{S2}}{R_2} + \frac{v_{S3}}{R_2} \right) = -(v_{S1} + v_{S2} + v_{S3}) \quad (3-11)$$

4.1 – 3: Amplificador no inversor

El circuito del amplificador no inversor es como el de la [Figura 3-5a](#) pero con una fuente de señal en lugar de una batería. Como su nombre lo indica, no invierte la fase entre la entrada y la salida.

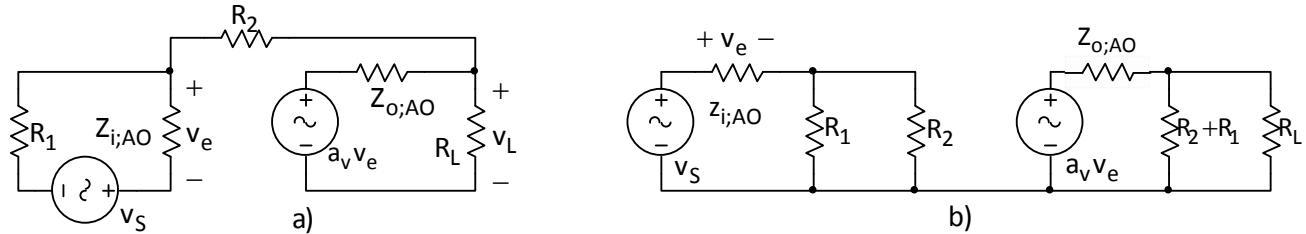


Figura 3-8: a) Circuito no inversor y b) modelo equivalente para señal débil.

En la [Figura 3-8a](#) podemos ver que, si hacemos el mismo análisis que para el inversor, se trata de un amplificador con realimentación negativa cuya topología es la de muestra de tensión y mezcla serie, o sea, es un amplificador de tensión. La red beta es exactamente igual a la del circuito amplificador inversor, aunque no la ganancia de la misma, pues aquí β es adimensional.

Red beta:

$$Z_{f1} = \left. \frac{v_f}{i_f} \right|_{v_{of}=0} = R_1 \parallel R_2 \quad (3-12)$$

$$Z_{f2} = \left. \frac{v_{of}}{i_f} \right|_{i_f=0} = R_1 + R_2 \quad (3-13)$$

$$\beta = \left. \frac{v_f}{v_{of}} \right|_{i_f=0} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \quad (3-14)$$

Ganancia:

$$A_{vf} = \frac{A_v}{1 + \beta \cdot A_v} = \frac{a_v}{D = \left(1 + \frac{R_1}{R_2 + R_1} \cdot a_v \right)} \approx \frac{R_2 + R_1}{R_1} = \boxed{1 + \frac{R_2}{R_1} = A_{vf}} \quad (3-15)^{34}$$

$$\bullet A_v = \frac{v_L}{v_e} \cdot \frac{v_e}{v_s} \approx a_v$$

$$\bullet \frac{v_L}{v_e} = a_v \frac{R_2 \parallel R_L}{R_2 \parallel R_L + Z_{o;AO}} \approx a_v$$

$$\bullet \frac{v_e}{v_s} = \frac{Z_{i;AO}}{Z_{i;AO} + R_1 \parallel R_2} \approx 1$$

³⁴ Esto es, teniendo en cuenta que a_v tiende a infinito.

Impedancias³⁵:

En realidad, el modelo exacto de $Z_{i,AO}$ en la **Figura 3-8a** es el que aparece en la **Figura 3-9a**. Donde Z_d es la impedancia en modo diferencial y Z_c es la impedancia en modo común que ha dividido en dos impedancias en paralelo iguales a $2.Z_c$ para que su paralelo sea Z_c . En la **Figura 3-4**, $Z_{i,AO}$ también tiene este valor, solo que su valor es tan grande y al estar en paralelo, la hemos suprimido. Pero en el amplificador no inversor, $Z_{i,AO}$ no está en paralelo con R_1 y R_2 ; la impedancia que se encuentra la fuente v_s es la que vemos en la **Figura 3-9b**.

Las impedancias Z_d y Z_c son en realidad complejas, Z_d está conformada por una resistencia de entrada en modo diferencial (R_d) en paralelo con una capacidad de entrada en modo diferencial (C_d), lo cual se cumple también para el caso del modo común ($R_c \parallel C_c$). Para simplificar, diremos que $Z_d = R_d$ y que $Z_c = R_c$. La impedancia Z_d es por lo general mucho más chica que Z_c . Para el caso del operacional AD705, los valores típicos de estas impedancias son $Z_d = 40 \text{ [M}\Omega\text{]}$ y $Z_c = 300 \text{ [G}\Omega\text{]}$.

En la **Figura 3-9b** vemos que la Z_{in} será

$$Z_{in} = 2.Z_c \parallel \{Z_d \cdot D + [2.Z_c \cdot D] \parallel [(R_1 \parallel R_2) \cdot D]\}$$

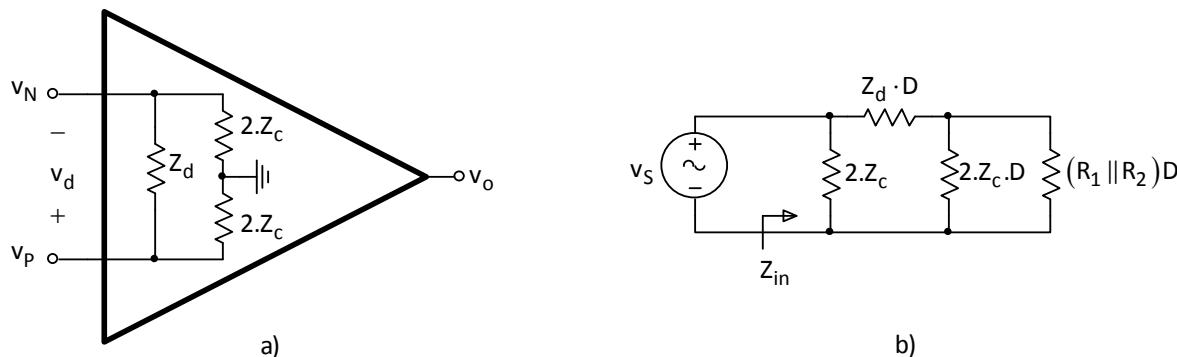


Figura 3-9: a) Circuito equivalente de entrada de un AO y b) equivalente para encontrar la impedancia de entrada en el amplificador no inversor.

Donde D es la insensibilidad dada por $D = 1 + \beta A$. La primera impedancia ($2.Z_c$) que ve v_s , es la componente de la impedancia en modo común de la entrada no inversora, y no está multiplicada por el factor D , es decir, es inmune a las propiedades correctivas de la realimentación negativa porque está fuera del lazo. Debido a los valores de Z_d y Z_c , podemos simplificar la fórmula anterior a

$$Z_{in} = (2.Z_c) \parallel (Z_d \cdot D) \quad (3-16)$$

Resulta obvio que la impedancia del amplificador realimentado es

$$Z_{if} \approx Z_d \cdot D$$

La impedancia de salida será

$$\begin{aligned} Z_L &= R_L \parallel Z_{of} = R_L \parallel 0 \approx 0 = Z_L & (3-17) \\ \bullet Z_{of} &= \frac{Z_o}{D} = \frac{Z_{o;AO}}{D} \approx 0 \\ \bullet Z_o &= (R_2 + R_1) \parallel Z_{o;AO} \approx Z_{o;AO} \end{aligned}$$

³⁵ (Franco, 2005) p. 278.

3.1 – 4: Amplificador seguidor

Es un caso particular del amplificador no inversor, la siguiente figura muestra su configuración

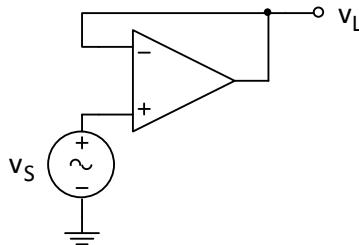


Figura 3-10: Configuración del amplificador seguidor.

Como dijimos, es un caso particular del recientemente visto amplificador no inversor, lo podemos analizar como tal haciendo tender la R_1 al infinito y la R_2 a cero. En este caso la ganancia beta de la red de retroalimentación será:

Red beta:

$$\lim_{\substack{R_1 \rightarrow \infty \\ R_2 \rightarrow 0}} (\beta) = \lim_{\substack{R_1 \rightarrow \infty \\ R_2 \rightarrow 0}} \left(\frac{R_1}{R_1 + R_2} \right) = 1 \quad (3 - 18)$$

Ganancia:

$$A_{vf} = \frac{A_v}{1 + \beta \cdot A_v} = \frac{a_v}{D (= 1 + a_v)} \approx 1 = A_{vf} \quad (3 - 19)$$

Impedancias:

$$Z_{if} = Z_i \cdot D = [Z_{i;AO} \cdot a_v = Z_{if}] \quad (3 - 20)$$

$$Z_{of} = \frac{Z_o}{D} = \frac{Z_{o;AO}}{a_v} \approx 0 = Z_{of} \quad (3 - 21)$$

Influencia de V_{os} e I_{os} : Es el caso de la V_{os} tiene el mismo efecto que en la configuración del amplificador no inversor. Con respecto a la I_{os} , tenemos en cuenta al circuito de la **Figura 3-5b** para analizar la influencia porque se trata de lo mismo. En este caso para minimizar el error podemos poner una resistencia R_2 igual a la resistencia interna (R_g) del generador de la señal puesta en la pata no inversora.

Los circuitos y rangos de ajuste suministrados por los fabricantes de la tensión de salida residual (offset null) son válidos también para estas configuraciones. Si no tenemos a disposición terminales de ajuste, podemos recurrir, como en el caso del circuito inversor, a una tensión variable en la entrada inversora, mediante el uso de un potenciómetro de precisión.

3.1 – 5: Amplificador restador

El circuito básico es el de la **Figura 3-11a**. Lo que hace es amplificar la diferencia entre las señales de entrada. Son usados fundamentalmente para amplificar señales que provienen de transductores, que convierten un parámetro físico y sus variaciones en señales eléctricas, por ejemplo termistores, termocuplas, deformímetros, etc. Es muy común encontrarlos asociados a circuitos puentes en la entrada de cuyas ramas se montan los transistores antes mencionados.

Las características principales que debe reunir el amplificador restador son:

- Impedancia de entrada elevada e independiente de la ganancia.
- Alta ganancia diferencial ajustable en forma simple.
- Alta RRMC.

La ventaja de este circuito es que la señal diferencial puede distinguirse perfectamente de la señal de modo común. De este modo es posible detectar pequeñas señales diferenciales de unos pocos [**mV**] encubiertas en señales de modo común relativamente altas. Para analizar el circuito se aplica el teorema de superposición. Si pasivamos v_2 tenemos un circuito inversor, si pasivamos v_1 , lo que tenemos es un circuito no inversor.

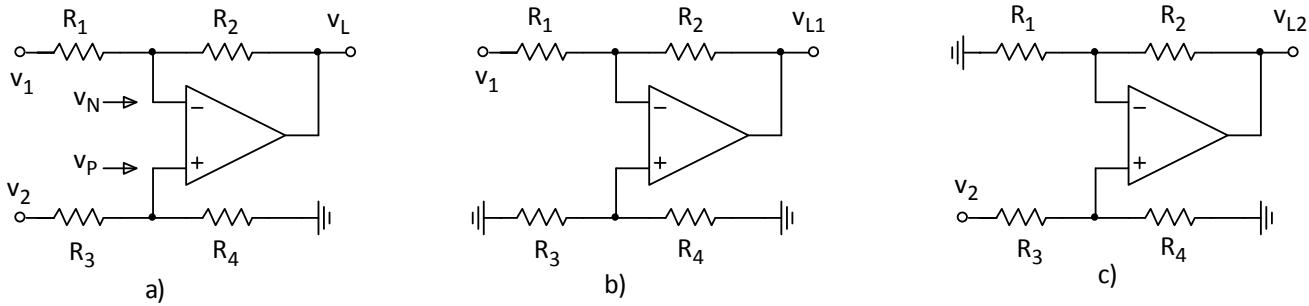


Figura 3-11: a) Circuito restador, b) pasivada la fuente v_1 y c) pasivada la fuente v_2 .

Tensión de salida:

$$\begin{aligned} v_L &= v_{L2} + v_{L1} = v_2 \cdot \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \cdot \left(\frac{R_4}{R_4 + R_3}\right) - v_1 \cdot \frac{R_2}{R_1} = v_2 \cdot \frac{R_4}{R_3} \cdot \frac{1 + R_2/R_1}{1 + R_3/R_4} - v_1 \cdot \frac{R_2}{R_1} \\ &\bullet v_{L1} = -\frac{R_2}{R_1} v_1 \quad \text{Pasivando } v_2 \\ &\bullet v_{L2} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \cdot v_p = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \cdot \left(\frac{R_4}{R_4 + R_3}\right) \cdot v_2 \quad \text{Pasivando } v_1 \end{aligned} \quad (3-22)$$

Si $R_2/R_1=R_4/R_3=\phi$ entonces v_L será

$$v_L = v_2 \phi \frac{1+\phi}{1+\phi} - v_1 \phi = \boxed{(v_2 - v_1) \cdot \phi = v_L} \quad (3-23)$$

Influencia de V_{OS} e I_{OS} :

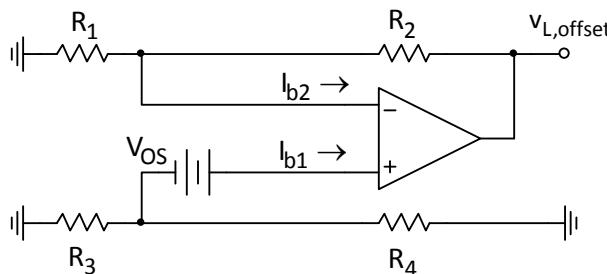


Figura 3-12: Circuito restador con las entradas a masa con la tensión y corriente de offset.

$$v_{L,offset} = I_{b2}R_2 - I_{b1}(R_3 \parallel R_4) \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) + V_{OS} \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) = I_{b2}R_2 - I_{b1}R_3 \left(\frac{1+R_2/R_1}{1+R_3/R_4}\right) + V_{OS} (1+R_2/R_1)$$

Si hacemos que $R_1=R_2=R_3=R_4=R$ tenemos

$$v_{L,offset} = I_{b2}R - I_{b1}R \left(\frac{1+R/R}{1+R/R}\right) + V_{OS} (1+R/R) = I_{OS}R + 2V_{OS} \quad (3-24)$$

Inconvenientes:

Este circuito tiene dos inconvenientes. Por un lado tiene una impedancia de entrada baja debido a que la misma depende de los pequeños valores de las resistencias, que deben de ser así para minimizar el efecto de las corrientes de polarización. Y por el otro, cuando queremos variar la ganancia en modo diferencial inevitablemente aumentamos de forma considerable la ganancia en modo común, que depende de la tolerancia de las resistencias (ya que si éstas varían, la **RRMC** sufre un decremento). Para ver esto recurrimos a la ecuación (3-22) y hacemos $v_1=v_2=V$ como sucede en modo común

$$v_L = v_2 \cdot \frac{R_4}{R_3} \cdot \frac{1+R_2/R_1}{1+R_4/R_3} - v_1 \cdot \frac{R_2}{R_1} = V \cdot \left(\frac{R_4}{R_3} \cdot \frac{1+R_2/R_1}{1+R_4/R_3} - \frac{R_2}{R_1}\right)$$

Para que la ganancia en modo común sea cero, lo que está dentro del paréntesis debe serlo también.

$$\frac{R_4}{R_3} \cdot \frac{1+R_2/R_1}{1+R_4/R_3} - \frac{R_2}{R_1} = 0$$

$$B \frac{1+A}{1+B} - A = 0$$

Si queremos modificar A_d basta, por ejemplo, con variar A . Pero esto hace que la ganancia en modo común difiera de cero.

Variante del restador

Una variante del amplificador restador es el de la **Figura 3-13**. En donde las entradas inversora y no inversora tienen tres señales cada una.

Para ver cómo funciona, pasivamos todas las fuentes excepto v_{S1} . El operacional quedará con las resistencias $R_2 || R_3$ (la cual llamaremos R_{23}) con un extremo a masa y otro a v_N . Esta tensión será igual a v_P , que está conectada a $R_4 || R_5 || R_6$, es decir R_{456} , la cual está a su vez a masa. Pero como desde v_N a v_P hay una gran impedancia ($Z_{i;AO}$) no circula corriente, por lo que podemos decir que $v_N = v_P = 0$. Es decir, R_{23} tiene sus dos extremos a tierra, y no circulará corriente alguna por ella; por lo que $v_{L1} = -(R_7/R_1)v_{S1}$. Y lo mismo sucede con v_{S2} y v_{S3} .

Si pasivamos ahora todas las señales excepto v_{S4} , la salida debido a la fuente v_{S4} es

$$v_{L4} = \left(1 + \frac{R_7}{R_{123}}\right) \left(v_{S4} \frac{R_{56}}{R_{56} + R_4}\right)$$

Siendo R_{123} el paralelo entre R_1 , R_2 y R_3 . Si todas las R son iguales, tendremos que

$$v_{L4} = \left(1 + \frac{R}{R/3}\right) \left(v_{S4} \frac{R}{R/2 + R}\right) = 4 \cdot v_{S4} \cdot \frac{2}{3} = \frac{8}{3} \cdot v_{S4}$$

Lo mismo sucede con v_{S5} y v_{S6} . Es suma tenemos que, para el caso particular de todas las R iguales, la tensión total de salida v_L será

$$v_L = -(v_{S1} + v_{S2} + v_{S3}) + \frac{8}{3}(v_{S4} + v_{S5} + v_{S6}) \quad (3-25)$$

Esta fórmula es útil cuando queremos obtener una función de transferencia como la siguiente

$$v_L = -(A_1 v_{S1} + A_2 v_{S2} + A_3 v_{S3}) + (A_4 v_{S4} + A_5 v_{S5} + A_6 v_{S6}) \quad (3-26)$$

Siempre y cuando, por supuesto, A_4 , A_5 y A_6 sean iguales o mayores que 1. Pero esta función tiene un inconveniente, y es que el diseño para las entradas no inversora no siempre resulta sencillo. Para el caso de A_1 , por ejemplo, vimos que por R_2 y R_3 no circula corriente, por lo que las mismas pueden tomar cualquier valor sin afectar a la ganancia A_1 . Pero en caso de A_4 , por ejemplo, R_5 y R_6 no pueden ya tomar cualquier valor, pues de ellas depende v_{P4} .

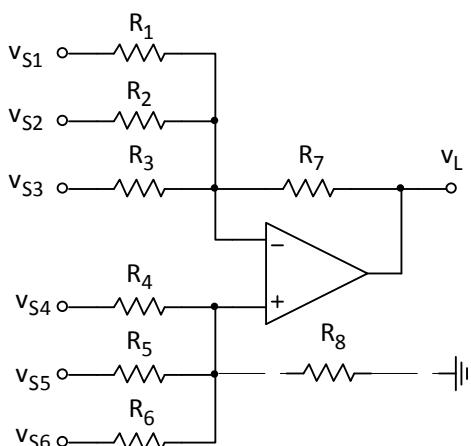


Figura 3-13: Amplificador restador con varias entradas.

Para el caso de dos señales en la entrada no inversora podemos encontrar con un poco de dificultad, los valores de R_4 y R_5 ; pero para más señales no siempre los valores de las R satisfacen a la función de transferencia. Si queremos, por ejemplo, que las ganancias A en la última ecuación sean iguales a 1, lo que debemos hacer es conectar una resistencia R_g en la entrada no inversora con el otro extremo a masa y hacer todas las R iguales.

3.1 – 6: Amplificador de instrumentación

Un amplificador de instrumentación (AI) –[Figura 3-14a](#)– es un amplificador de diferencias que satisface las siguientes especificaciones:

- Z de entrada de modos diferencial y común altas en extremo (infinitas, en forma ideal);
- Z de salida muy baja (idealmente cero);
- Ganancia exacta y estable y
- Razón de rechazo, por lo general, extremadamente elevada.

El AI se usa para amplificar, de manera exacta, una señal de nivel bajo en presencia de un componente grande de modo común, tal como una salida transductora en procesos de control y biomedicina. Por esta razón, los AI se aplican mucho en instrumentación de pruebas y mediciones (de ahí el nombre).

Con un ajuste apropiado, podemos hacer que el amplificador de diferencias de la [Figura 3-11a](#) satisfaga, en forma satisfactoria, las tres últimas especificaciones. Sin embargo, falla al alcanzar la primera especificación debido a que sus resistencias de entrada, tanto de modo diferencial como común, son finitas; en consecuencia, por lo general, cargará el circuito suministrando los voltajes v_1 y v_2 , sin mencionar la degradación subsiguiente en la CMRR. Estas desventajas se eliminan si la preceden dos buffers de impedancia de entrada alta. El resultado es un circuito clásico que se conoce como AI con triple AO.

Amplificador de instrumentación con 3 AO

Tensión de salida: El análisis para determinar la tensión de salida v_L comienza pasivando v_2 y V_{cm} , entonces

$$\begin{aligned}
 v_L = v_4 - v_3 &= \left(1 + \frac{R_1}{R_g}\right) \cdot v_2 - \frac{R_1}{R_g} \cdot v_1 + V_{cm} - \left(1 + \frac{R_1}{R_g}\right) \cdot v_1 + \frac{R_1}{R_g} \cdot v_2 - V_{cm} = \\
 &\bullet v_3 = \left(1 + \frac{R_1}{R_g}\right) \cdot v_1 + \left(-\frac{R_1}{R_g}\right) \cdot v_2 + V_{cm} \\
 &\bullet v_{3;v1} = \left(1 + \frac{R_1}{R_g}\right) \cdot v_1 \\
 &\bullet v_{3;v2} = -\frac{R_1}{R_g} \cdot v_2 \\
 &\bullet v_{3;V_{cm}} = V_{cm} \left(1 + \frac{R_1}{R_g}\right) + V_{cm} \left(-\frac{R_1}{R_g}\right) = V_{cm} \\
 &\bullet v_4 = \left(1 + \frac{R_1}{R_g}\right) \cdot v_2 + \left(-\frac{R_1}{R_g}\right) \cdot v_1 + V_{cm} \\
 v_L = v_2 + \frac{R_1}{R_g} v_2 - \frac{R_1}{R_g} v_1 + V_{cm} - v_1 - \frac{R_1}{R_g} v_1 + \frac{R_1}{R_g} v_2 - V_{cm} &= v_2 \left(1 + 2 \frac{R_1}{R_g}\right) - v_1 \left(1 + 2 \frac{R_1}{R_g}\right) = \\
 \boxed{v_L = (v_2 - v_1) \cdot \left(1 + 2 \frac{R_1}{R_g}\right)} & \quad (3-27)
 \end{aligned}$$

Este rechazo de la v_{cm} es factible siempre que el circuito restador tenga todas las resistencias iguales o las relaciones perfectamente equilibradas, por lo cual se usa una resistencia variable R_4 . La ganancia se puede variar de formar lineal con R_g . Si las resistencias de realimentación de los amplificadores 1 y 2 no son iguales, no afectará al RRMC, solo modifica la ganancia diferencial.

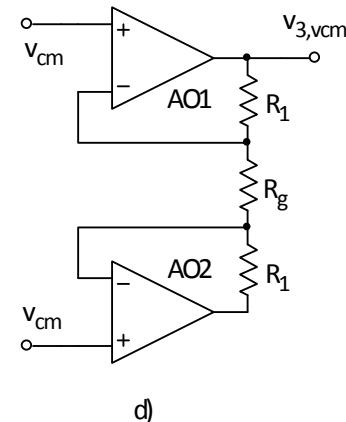
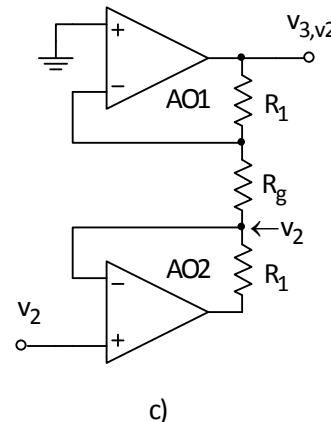
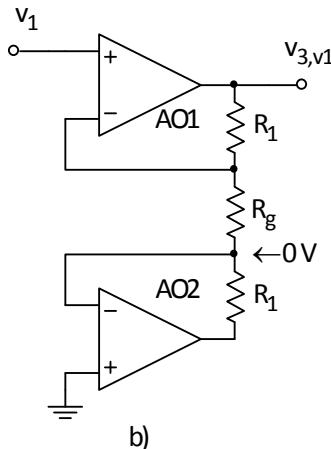
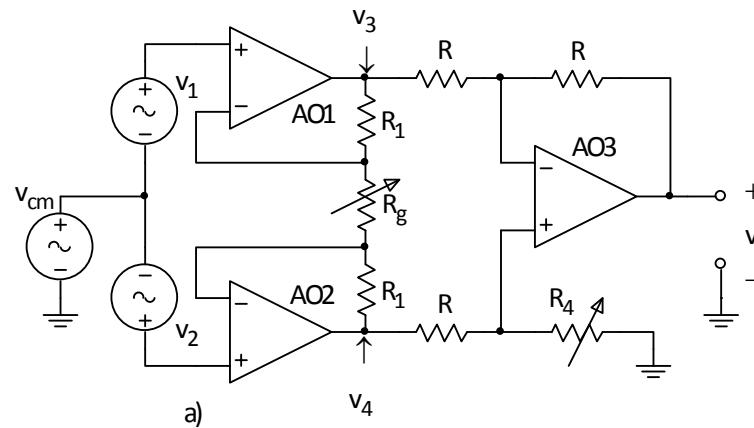


Figura 3-14: a) Circuito del amplificador de instrumentación; b) Cálculo de la salida v_3 (con v_4 se hace lo mismo): Salida del amplificador 1 con las fuentes v_2 y V_{cm} pasivadas. OA1 se comporta como un circuito no inversor con las resistencias R_1 y R_2 , antes de R_1 tengo 0V puesto que OA2 se comporta como un seguidor con entrada de 0V; c) Salida de AO1 con las señales v_1 y v_{cm} pasivadas. AO2 se comporta como un seguidor de tensión y AO1 se comporta como un circuito inversor y d) Con las señales v_1 y v_2 pasivadas, AO1 se comporta como un circuito restador.

Amplificador de instrumentación con 2 AO

Cuando se emplean AO de alta calidad y costosos para lograr un rendimiento superior, es conveniente minimizar el número de dispositivos en el circuito. En la **Figura 3-15** se muestra un AI que usa sólo dos AO.

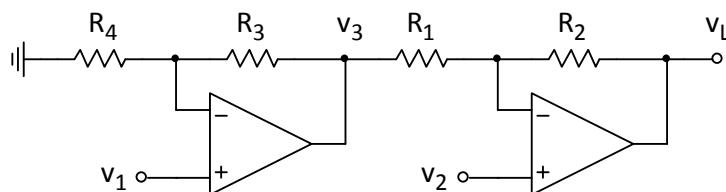


Figura 3-15: Amplificador de instrumentación con dos AO.

Tensión de salida:

$$v_L = v_2 \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) - v_3 \frac{R_2}{R_1} = v_2 \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) - v_1 \left(1 + \frac{R_3}{R_4} \right) \frac{R_2}{R_1} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \left[v_2 - \frac{1 + R_3 / R_4}{\left(1 + R_2 / R_1 \right) R_2} v_1 \right] = \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \left[v_2 - \frac{1 + R_3 / R_4}{1 + R_1 / R_2} v_1 \right]$$

$$\bullet v_3 = v_1 \left(1 + \frac{R_3}{R_4} \right)$$

Si se cumple que $R_3/R_4=R_1/R_2$ entonces

$$v_L = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)(v_2 - v_1) \quad (3-28)$$

Es más, el circuito goza de resistencias de entrada elevadas y resistencias de salida bajas. Para maximizar la **RRMC** debemos ajustar uno de los resistores, digamos R_4 . El ajuste del resistor variable se hace como en el caso del AI de triple AO.

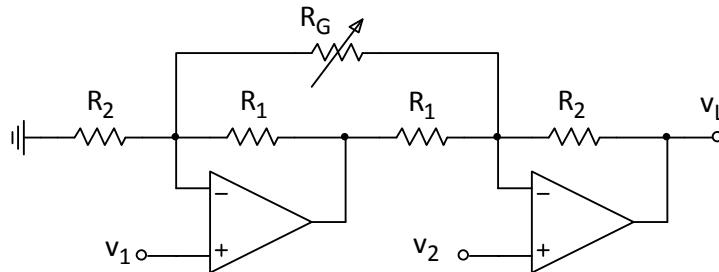


Figura 3-16: AI de ganancia variable con dos AO.

Al agregar una resistencia variable entre las entradas inversoras de los dos AO, como se ilustra en la **Figura 3-16**, hacemos que la ganancia sea ajustable.

En comparación con la configuración de triple AO, la versión de dos AO ofrece la ventaja obvia de que requiere menos resistores, así como un AO menos. La configuración es apropiada para funcionar con un paquete de AO dual, tal como el OP227. Las características similares que, por lo general, presentan los AO duales, ofrece una mejora significativa del rendimiento. Una desventaja de la configuración de AO dual es que trata a las entradas en forma asimétrica porque v_1 tiene que propagarse a través de AO1 antes de acoplarse con v_2 . Debido a este retraso adicional, los componentes de modo común de las dos señales ya no se cancelarán uno al otro conforme se incremente la frecuencia, con lo que no es raro que lleven a una degradación prematura de la **RRMC**. A la inversa, la configuración de AO triple goza de un grado más alto de simetría y por lo general mantiene un rendimiento alto de **RRMC** en un rango más amplio de frecuencias. Aquí, los factores que limitan la **RRMC** son disparidades en los retrasos a través de los AO de la primera etapa, así como el puente desbalanceado³⁶ y las limitaciones de modo común del AO de la segunda etapa.

AI con voltaje de CC de salida

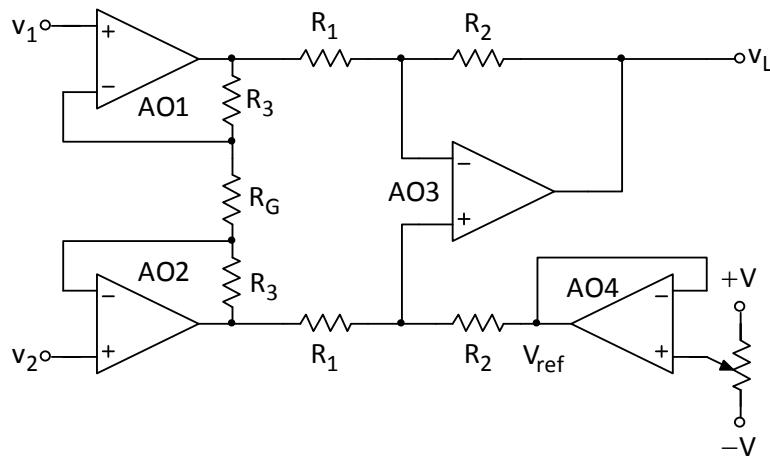


Figura 3-17: Amplificador de instrumentación con voltaje de referencia V_{ref} .

Existen aplicaciones que requieren una cantidad prescrita de voltaje constante en la salida de un AI, como cuando éste alimenta a un convertidor de voltaje a frecuencia, el cual requiere que su rango de entrada sea de una sola polaridad. Como por lo general la salida del AI es bipolar, debe tener un voltaje constante apropiado para garantizar un rango unipolar.

³⁶ La palabra «desbalanceado» no existe en está en la RAE.

En el circuito de la **Figura 3-17**, el nodo de referencia está excitado por el voltaje V_{ref} . A su vez, este voltaje se obtiene de la perilla de un pote y se amortigua por medio de A04, cuya baja resistencia de salida impide la alteración del balance del puente.

3.2 – Filtros (de primer orden)

Si bien podría haber mencionado el uso de los AO como derivadores e integradores, creo oportuno generalizar un poco el concepto y mencionar el uso de los filtros. Aunque hago un repaso superficialmente del tema, alcanzo a cubrir las configuraciones más básicas. Un filtro es un circuito que procesa señales sobre una base que depende de la frecuencia. La manera en que su comportamiento varía con la misma se llama *respuesta en frecuencia* y se expresa en términos de la función de transferencia $H(j\omega)$, donde $\omega=2\pi f$ es la frecuencia angular, en radianes por segundo [rad/s], y j es la unidad imaginaria ($j^2=-1$). Esta respuesta se conoce mejor como la magnitud de la respuesta $|H(j\omega)|$, y la respuesta de fase $\angle H(j\omega)$, que dan, respectivamente, la ganancia y cambio de fase que experimenta una señal de CA que pasa a través del filtro.

Sobre la base de la magnitud de la respuesta, los filtros se clasifican en **pasa bajas, pasa altas, pasa banda y rechaza banda** (o notch). Una quinta categoría son los filtros pasa todo, que procesan la fase pero dejan constante la magnitud. Estas respuestas se definen en **forma ideal** como sigue:

- La respuesta **pasa bajas** se caracteriza por una frecuencia ω_c que se llama *frecuencia de corte*, tal que $|H(j\omega)|=1$ para $\omega < \omega_c$ y $|H(j\omega)|=0$ para $\omega > \omega_c$ lo que indica que las señales de entrada con frecuencia menor que ω_c pasan a través del filtro sin cambiar su amplitud, mientras que las señales con $\omega > \omega_c$ sufren atenuación total. Una aplicación común de los filtros pasa bajas es la remoción de una señal de ruido de alta frecuencia.
- La respuesta **pasa altas** es complementaria a la pasa bajas. Las señales con frecuencia mayor que la de corte ω_c emergen del filtro sin atenuación, y las señales con $\omega < \omega_c$ resultan completamente bloqueadas.
- La respuesta **pasa banda** se caracteriza por una banda de frecuencia $\omega_L < \omega < \omega_H$, que se llama *banda de paso*, tal que las señales de entrada dentro de esta banda emergen sin atenuación, mientras que las señales cuya frecuencia esté fuera de ese rango se rechazan. Un filtro conocido es el circuito de sintonía de una radio, que permite al usuario seleccionar una estación en particular y bloquear todas las demás.
- La respuesta **rechaza banda** es complementaria a la respuesta pasa banda porque blokea los componentes de la frecuencia dentro de la banda de rechazo $\omega_L < \omega < \omega_H$, al tiempo que pasan todas las demás. Cuando la banda de rechazo es suficientemente estrecha, la respuesta se llama *notch*. Una aplicación de los filtros notch es la eliminación de la frecuencia de la línea de **50 o 60 [Hz]** en los equipos médicos.
- La respuesta **pasa todo** se caracteriza porque la magnitud de la señal entrante no sufre modificación sin importar la frecuencia, en cambio $\angle H(j\omega) = -t_0 \cdot \omega$, donde t_0 es una constante de proporcionalidad adecuada, expresada en segundos. Este filtro pasa una señal de alterna sin afectar su amplitud, pero la retraza en proporción a su frecuencia ω . Por razones obvias, el filtro pasa todo se llama también *filtro de retraso*. Algunos ejemplos de filtros pasa todo son los ecualizadores de retraso y redes de cambio de fase de **90°** de banda ancha.

La **Figura 3-18** ilustra los efectos, en forma ideal, de los primeros cuatro tipos de filtro que usan un voltaje de entrada

$$v_i(t) = 0,8 \cdot \sin \omega_0 t + 0,5 \cdot \sin 4\omega_0 t + 0,2 \cdot \sin 16\omega_0 t [V] = v_{i1} + v_{i2} + v_{i3}$$

como un ejemplo. A la izquierda se encuentran los espectros que observamos con un analizador de espectro; a la derecha están las formas de la onda visualizadas con un osciloscopio. El espectro y la forma de onda en la parte superior pertenecen a la señal de entrada, y las de la inferior a las salidas pasa bajas, pasa altas, pasa banda y rechaza banda, respectivamente. Por ejemplo, si enviamos una $v_i(t)$ a través de un filtro

pasa bajas con ω_c en algún lugar entre $4\omega_o$ y $16\omega_o$, las primeras dos componentes se multiplican por 1 y así pasan, pero la tercera componente se multiplica por 0 (cero) y entonces queda bloqueada: el resultado es $v_o(t)=v_{i1}+v_{i2}$ [V].

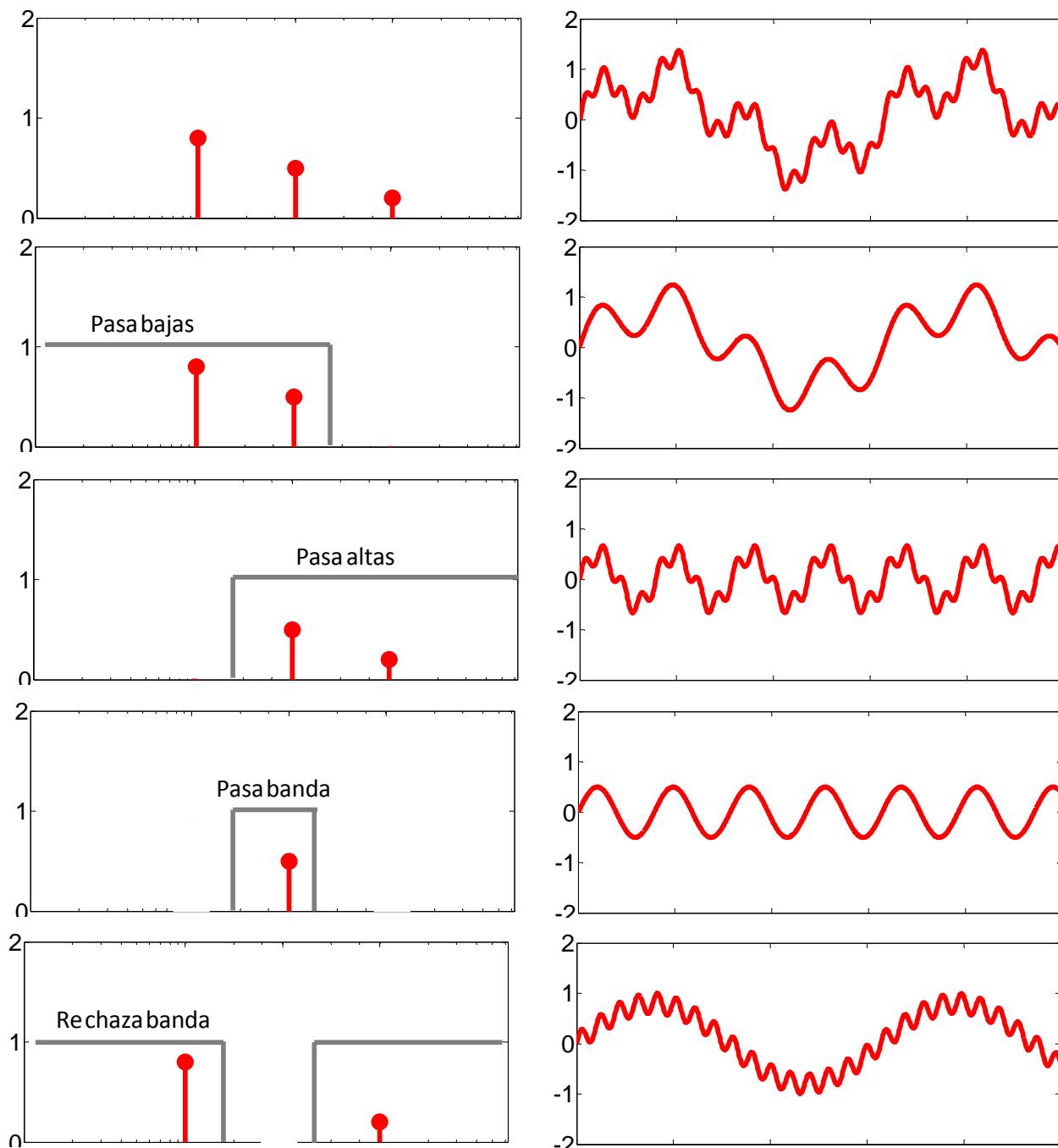


Figura 3-18: Izquierda) Espectro de frecuencia de la señal $v_i(t)$, derecha) señal v_i filtrada.

Conforme avancemos, se verá que los filtros prácticos proporcionan sólo aproximaciones a las magnitudes ideales que se muestran en la figura y también que afectan la fase. La teoría de los filtros es una disciplina vasta, y se encuentra plasmada en cierto número de libros de texto consagrados a ella en especial. Los filtros pueden construirse exclusivamente a partir de resistores, inductores y capacitores (filtros RLC), los cuales son componentes pasivos. Sin embargo, después del surgimiento del concepto de realimentación, fue notorio que **al incorporar un amplificador en un circuito de filtrado era posible obtener cualquier respuesta, pero sin el uso de inductores**. Ésta es una gran ventaja porque los inductores son los menos ideales de los elementos básicos de los circuitos, y también son estorbosos, pesados y caros, además, no llevan en sí mismos a la producción en masa del tipo de los CI. En forma intuitiva, para entender cómo

un amplificador logra desplazar a los inductores, hay que notar que un amplificador puede tomar energía de sus suministros de potencia e injectarla a los circuitos vecinos para tener pérdidas en los resistores. Los inductores y capacitores son elementos no disipadores que pueden almacenar energía durante parte de un ciclo, y liberarla durante el resto del mismo. Un amplificador, respaldado por su propio suministro de potencia, puede hacer lo mismo y más porque, a diferencia de los inductores y capacitores, podemos hacer que libere más energía de la que en realidad absorbe por medio de los resistores. Decimos que, debido a esto, los amplificadores son elementos activos y los filtros que incorporan amplificadores se llaman **filtros activos**. Estos filtros proporcionan una de las áreas más fértiles de aplicación de los AO.

Los tipos y aplicaciones de filtros son varios: de primer orden, de segundo orden, KRC, convertidores de impedancia, filtros SC universales y un largo etcétera. En este texto solo se tratan los filtros de primer orden, por incluir los tipos más comunes (derivador e integrador), y el convertidor de impedancia.

3.2 – 1: Amplificador diferenciador o derivador

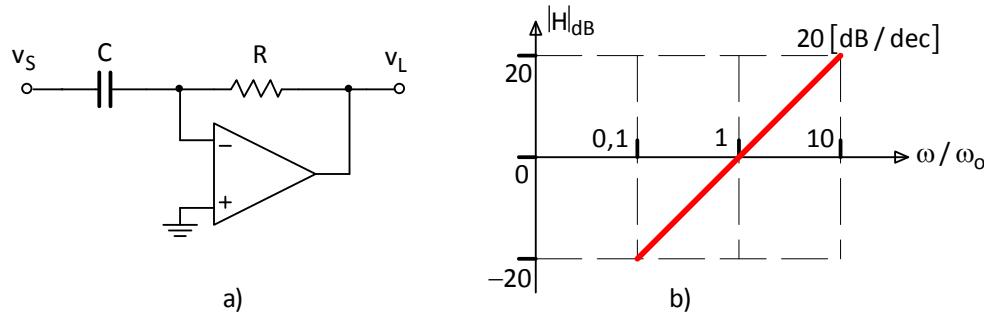


Figura 3-19: a) Circuito derivador y b) su diagrama de Bode normalizado de magnitud.

Es el circuito inversor con un condensador en lugar de la resistencia de entrada. Se utiliza en este caso la transformada de Laplace por su sencillez para encontrar su respuesta en frecuencia en magnitud y fase.

$$H(p) = \frac{-R}{1/Cp} = -RC \cdot p$$

$$H(j\omega) = -RC \cdot j\omega = \frac{\omega}{1/RC} \cdot e^{-j90^\circ} = \boxed{\frac{\omega}{\omega_0} e^{-j\pi/2} = H(j\omega)} \quad (3-29)$$

Al considerar que $|H(j\omega)|_{dB} = 20 \cdot \log_{10}(\omega/\omega_0)$, la gráfica de $|H(j\omega)|_{dB}$ frente a $\log_{10}(\omega/\omega_0)$ es una línea recta del tipo $y=20x$. Como vemos en la Figura 3-19b, su pendiente es **20 [dB/dec]**, que indica que por cada diez unidades de incremento (o disminución) de la frecuencia, la magnitud aumenta (o disminuye) **20 [dB]**. La ecuación (3-29) indica que el circuito introduce un retraso de fase de **90°**, y amplifica en proporción a la frecuencia.

Físicamente, observamos que a frecuencias bajas, donde $|Z_C| > R$, el circuito proporciona atenuación (decibeles negativos); en altas frecuencias, donde $|Z_C| < R$, proporciona magnificación (decibeles positivos); cuando $\omega = \omega_0$, donde $|Z_C| = R$, proporciona una ganancia unitaria (**0 [dB]**). En consecuencia, a ω_0 se le llama *frecuencia de ganancia unitaria*.

3.2 – 2: Amplificador integrador

Este circuito es también llamado *integrador de Miller* debido a que el capacitor está en la trayectoria de realimentación. El circuito es el de la Figura 3-20a, en donde se intercambian las posiciones de **R** y **C** del circuito derivador. El hecho de que la división entre **p** en el dominio de la frecuencia corresponda a la integración en el dominio del tiempo, confirma la designación *integrador*. Su función de transferencia es

$$H(p) = \frac{-1/Cp}{R} = \frac{-1}{RCp}$$

$$H(j\omega) = \frac{-1}{RC(j\omega)} = \frac{j}{\omega/RC} = \frac{j}{\omega/\omega_0} = \boxed{\frac{1}{\omega/\omega_0} \cdot e^{+j\pi/2} = H(j\omega)} \quad (3-30)$$

Donde $\omega_0 = 1/RC$, como en la ecuación (3 – 29). Al observar que la función de transferencia es el recíproco del diferenciador, podemos aplicar la ecuación (3 – 30) y construir la gráfica de la magnitud del integrador sólo con reflejar la del diferenciador a través del eje de 0 [dB]. El resultado, como apreciamos en la Figura 3-20b, es una línea recta con una pendiente de **-20 [dB/dec]** y con ω_0 como la frecuencia de ganancia unitaria. Más aún, el circuito introduce un adelanto de fase de **90°**.

Debido a la ganancia alta en extremo a frecuencias bajas, donde $|Z_C| \gg R$, rara vez se usa un circuito integrador práctico solo, debido a que tiende a saturarse. Como mencionamos en el capítulo 1, por lo general colocamos un integrador dentro de un lazo de control diseñado para mantener al AO dentro de la región lineal.

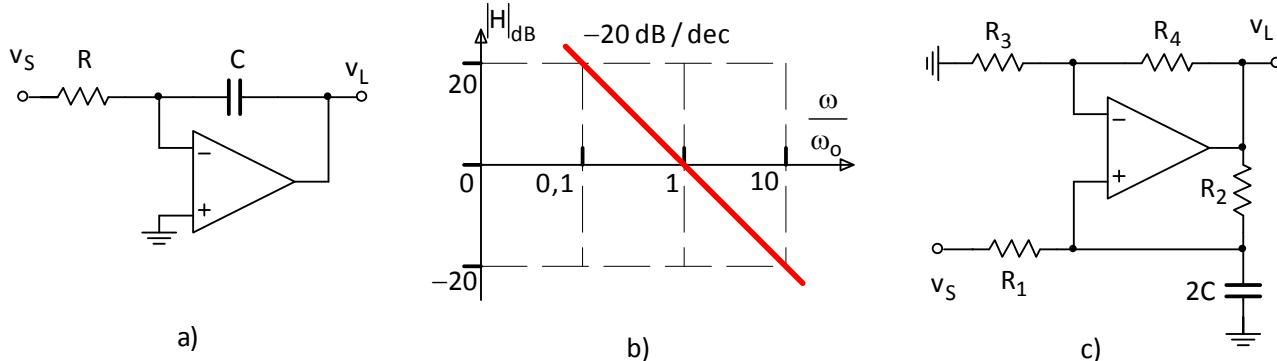


Figura 3-20: a) Circuito integrador, b) diagrama de Bode normalizado de magnitud y c) circuito integrador de Deboo.

El circuito de la Figura 3-20c, llamado «*integrador Deboo*», utiliza una fuente de corriente Howland –la cual vemos con más detalle en la sub-sección 3.4 – 1: *Convertidores I–V–* con una capacitancia como carga para alcanzar la integración no inversora. En donde

$$\begin{aligned}
 v_L(p) &= \left(1 + \frac{R_4}{R_3}\right) \cdot v_P = \left(1 + \frac{R_4}{R_3}\right) \cdot \frac{v_S}{R_1} \frac{1}{2C \cdot p} \\
 \cdot v_P &= i_C \cdot Z_C = \frac{v_S}{R_1} \frac{1}{2C \cdot p} \\
 \therefore i_C &= v_S / R_1 \quad \text{Deducida a partir de la ecuación (3 – 53)}
 \end{aligned}$$

Si $R_4=R_3=R_2=R_1=R$ entonces

$$\begin{aligned}
 H(p) &= \frac{v_L}{v_S} = \left(1 + \frac{R}{R}\right) \cdot \frac{1}{R} \cdot \frac{1}{2Cp} = \frac{1}{RC \cdot p} \\
 H(j\omega) &= \frac{1}{RC \cdot j\omega} = \frac{-j}{\omega / \omega_0} = \boxed{\frac{1}{\omega / \omega_0} \cdot e^{-j\pi/2} = H(j\omega)} \quad (3 – 31)
 \end{aligned}$$

La ecuación es idéntica a la (3 – 30) excepto que retrasa **90°** en lugar de adelantar.

3.2 – 3: Filtro pasa bajas con ganancia

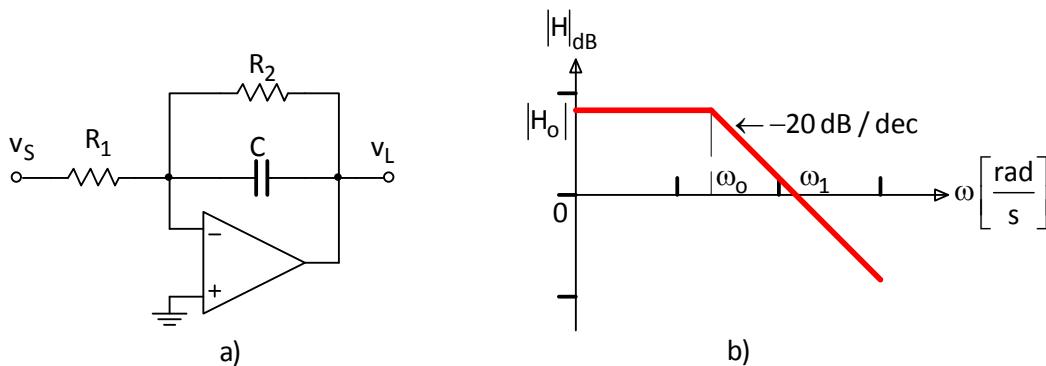


Figura 3-21: a) Circuito pasa bajas con ganancia H_0 y b) diagrama de Bode de amplitud.

El filtro pasa-bajas no es más que un circuito integrador con una resistencia R_2 añadida en paralelo al condensador de realimentación C , tal cual lo vemos en la Figura 3-21a.

$$\begin{aligned} H(p) &= \frac{-R_2 / R_1}{R_2 C p + 1} \\ H(j\omega) &= \frac{-R_2 / R_1}{1 + j \frac{\omega}{1/R_2 C}} = \boxed{\frac{H_o}{1 + j \frac{\omega}{\omega_o}}} = H(j\omega) \end{aligned} \quad (3-32)$$

Físicamente, el circuito funciona del modo siguiente. A frecuencias suficientemente bajas, en las que $|Z_c| >> R_b$, la impedancia Z_c puede ignorarse en comparación con R_2 y así podemos ver al circuito como un amplificador inversor con ganancia $H_o = -R_2/R_1$. Por razones obvias, llamamos a H_o *ganancia de continua*. Como muestra la Figura 3-21b, la asymptota de frecuencia baja de la gráfica de Bode de la magnitud, es una línea horizontal situada en $|H_o|_{dB}$.

En cambio, a frecuencias suficientemente altas, donde $|Z_c| << R_2$, ésta última puede ignorarse si la comparamos con Z_c , con lo que el circuito se comporta como un integrador. Como sabemos, su asymptota de frecuencias altas es una línea con pendiente de **-20 [dB/dec]** que pasa por la frecuencia de ganancia unitaria en $\omega_1 = 1/R_1 C$. Como el comportamiento del circuito se parece al de un integrador sólo en un rango limitado de frecuencia, también se lo llama *integrador con pérdida*.

El límite entre el comportamiento de amplificador y el de integrador ocurre a la frecuencia que hace que $|Z_c| = R_2$ o $1/\omega C = R_2$. Es claro que ésta es la frecuencia ω_o de la ecuación (3-32). Para $\omega/\omega_o = 1$, la ecuación predice que $|H| = |H_o/(1 + j)| = 0,707 \cdot |H_o|$, o, en forma equivalente, $|H|_{dB} = |H_o|_{dB} - 3 \text{ [dB]}$. Entonces, ω_o se denomina la frecuencia de **-3 [dB]** o *frecuencia de corte superior*.

El perfil de la magnitud indica que éste es un filtro pasa-bajas con H_o como ganancia de continua y con ω_o como frecuencia de corte. Las señales con $\omega < \omega_o$ son pasadas con ganancia cercana a $|H_o|$, pero las señales con $\omega > \omega_o$ se atenúan en forma progresiva o se cortan. Por cada década de incremento en ω , a magnitud $|H|$ disminuye **20 [dB]**. Es claro que se trata sólo de una aproximación burda al perfil ideal que aparece en la Figura 3-21a.

3.2 – 4: Filtro pasa alta con ganancia

Si al amplificador derivador le colocamos una resistencia R_1 en serie con el condensador de entrada, el diferenciador se convierte en un *filtro pasa-altas con ganancia*, cuyo circuito y diagrama de Bode podemos ver en la Figura 3-22(a). La función de transferencia $H(p)$ será

$$\begin{aligned} H(p) &= \frac{-R_2}{R_1 + 1/Cp} = \frac{-R_2 Cp}{R_1 Cp + 1} = -\frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{R_1 C \cdot p}{R_1 C \cdot p + 1} \\ H(j\omega) &= -\frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{R_1 C \cdot (j\omega)}{R_1 C \cdot (j\omega) + 1} = -\frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{j \frac{\omega}{1/R_1 C}}{1 + j \frac{\omega}{1/R_1 C}} = \boxed{H_o \cdot \frac{j\omega / \omega_o}{1 + j\omega / \omega_o}} = H(j\omega) \end{aligned} \quad (3-33)$$

Donde H_o se llama la *ganancia de alta frecuencia*, y ω_o de nuevo es la frecuencia de **-3 dB** o *frecuencia de corte inferior* en este caso.

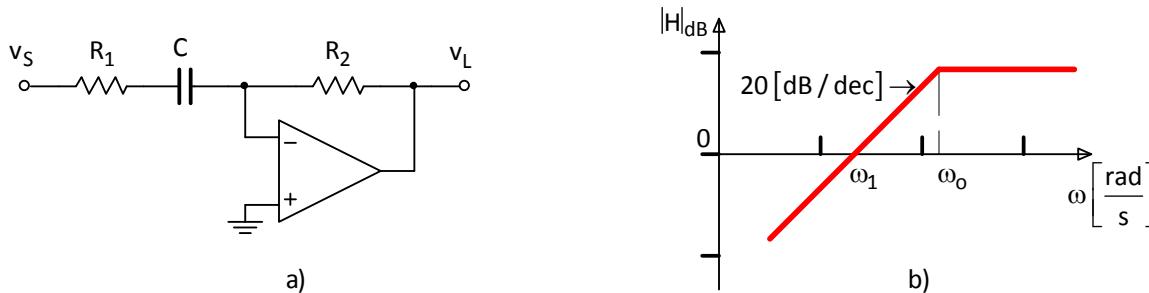


Figura 3-22: a) Circuito pasa altas con ganancia H_o y b) diagrama de Bode de amplitud.

3.2 – 5: Filtro pasa banda de banda ancha

Los últimos 2 circuitos pueden unirse –**Figura 3-23a**– para obtener una respuesta pasa banda.

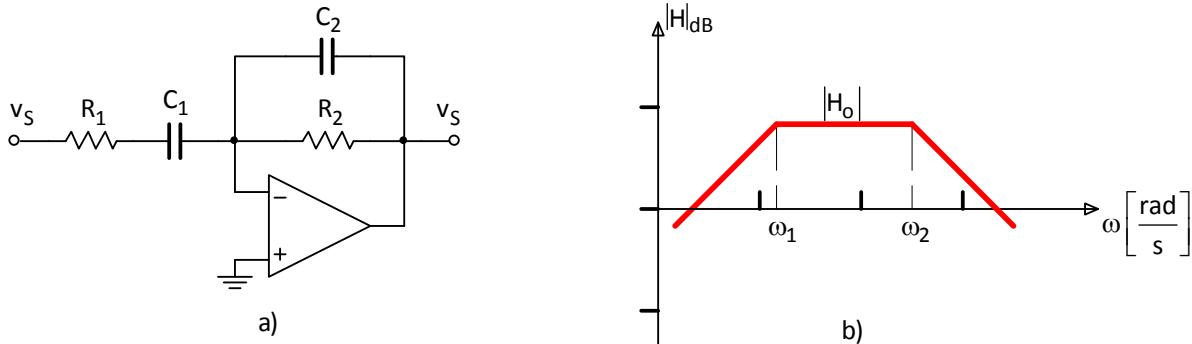


Figura 3-23: a) Circuito pasa altas con ganancia H_0 y b) diagrama de Bode de amplitud.

$$\begin{aligned}
 H(p) &= \frac{-R_2 \parallel \frac{1}{C_2 p}}{R_1 + \frac{1}{C_2 p}} = \frac{-R_2}{R_2 C_2 p + 1} = \frac{-R_2 C_2 \cdot p}{(R_2 C_2 p + 1) \cdot (R_1 C_2 p + 1)} = -\frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{-R_2 C_1 \cdot p}{(R_2 C_2 p + 1) \cdot (R_1 C_1 p + 1)} \\
 H(j\omega) &= \frac{\left(-\frac{R_2}{R_1}\right) \cdot R_2 C_1 \cdot (j\omega)}{(R_1 C_1 \cdot j\omega + 1) \cdot (R_2 C_2 \cdot j\omega + 1)} = \frac{\left(-\frac{R_2}{R_1}\right) \cdot j \frac{\omega}{1/R_1 C_1}}{\left(1 + j \frac{\omega}{1/R_1 C_1}\right) \cdot \left(1 + j \frac{\omega}{1/R_2 C_2}\right)} = \\
 H(j\omega) &= \frac{(H_0) \cdot j\omega / \omega_L}{(1 + j\omega / \omega_L) \cdot (1 + j\omega / \omega_H)}
 \end{aligned} \tag{3-34}$$

Donde H_0 se denomina la ganancia de frecuencia media. El filtro es útil con $\omega_L \ll \omega_H$, en cuyo caso ω_L y ω_H se denominan las frecuencias de **-3 [dB]** baja y alta, o frecuencias de corte inferior (de *low*) y superior (de *high*). Este circuito se usa especialmente en aplicaciones de audio, en las que se desea amplificar señales dentro del rango de audio mientras se bloquean las componentes de sub audio, tales como la continua, así como el ruido por encima del rango de audio.

3.2 – 6: Cambiador de fase

El circuito de la **Figura 3-24a** se llama cambiador de fase y su función de transferencia es

$$\begin{aligned}
 H(p) &= \frac{1 + R_1 / R_1}{1 + R / (1/Cp)} - 1 = \frac{2}{1 + RCp} - 1 = \frac{1 - RC \cdot p}{1 + RC \cdot p} \\
 H(j\omega) &= \frac{1 - RC \cdot j\omega}{1 + RC \cdot j\omega} = \boxed{1 \cdot e^{j[-2\operatorname{tg}^{-1}(\omega/\omega_0)]}} = H(j\omega)
 \end{aligned} \tag{3-35}$$

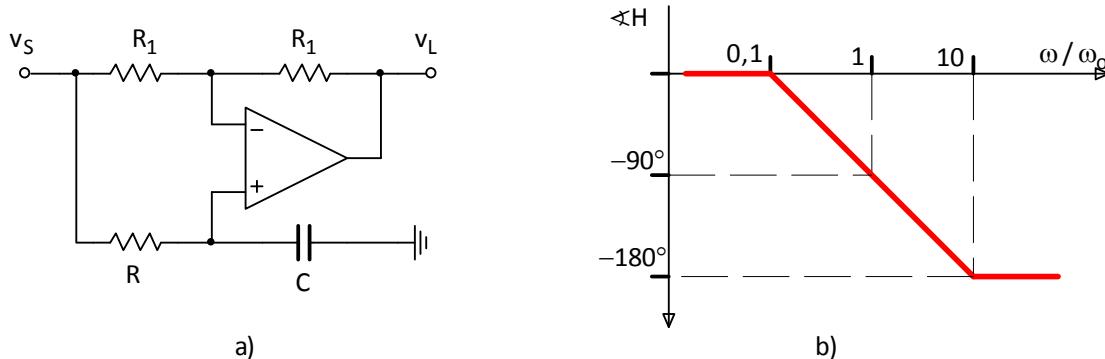


Figura 3-24: a) Circuito desfasador y b) su diagrama de Bode de fase.

Con una ganancia de **1 [V/V]**, este circuito pasa todas las señales sin alterar su amplitud. Sin embargo, como apreciamos en la **Figura 3-24b**, introduce un atraso en la fase, el cual varía de **0** a **-180°**, con un valor de **-90°** en $\omega=\omega_0$.

a)

3.2 – 7: Convertidor de impedancias

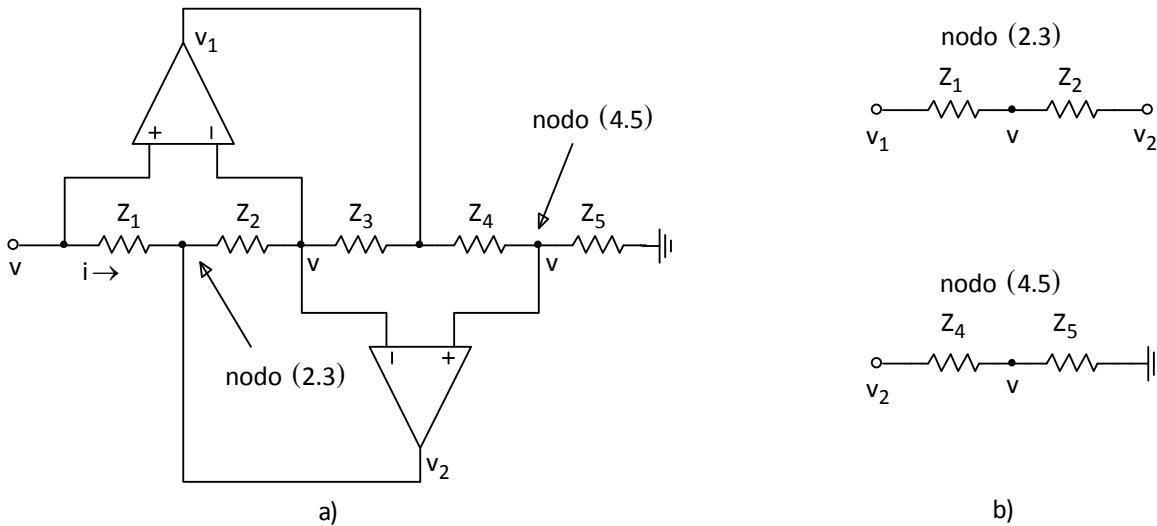


Figura 3-25: a) Circuito convertidor de impedancias y b) nodos (2.3) y (4.5).

Los convertidores de impedancia son circuitos activos RC, que son diseñados para simular elementos que dependen de la frecuencia tales como las inductancias para uso en la síntesis de filtros activos. Entre las diversas configuraciones, una que ha ganado preeminencia es la del **convertidor generalizado de impedancia (CGI)**, el cual vemos en la **Figura 3-25a**, y que se usa no sólo para simular inductancias, sino también para sintetizar resistencias que son dependientes de la frecuencia. Si bien el orden puede ser mayor a **1**, lo vemos en esta sección porque los casos que estudiaremos son sencillos.

Para encontrar la impedancia equivalente **Z** (de entrada, es decir, la que «ve» la fuente **v**), aplicamos un voltaje de prueba **v** como se indica en la misma figura, a fin de obtener la corriente resultante **i** y luego haciendo el cociente entre estas dos para obtener la impedancia **Z**.

$$Z = \frac{v}{i} = \frac{v}{v \frac{Z_2 Z_4}{Z_1 Z_3 Z_5}} = \frac{Z_1 Z_3 Z_5}{Z_2 Z_4} = Z \quad (3-36)$$

$$\bullet i = \frac{v - v_1}{Z_1} = \frac{1}{Z_1} \left[v - v \left(1 - \frac{Z_2 Z_4}{Z_3 Z_5} \right) \right] = v \frac{Z_2 Z_4}{Z_1 Z_3 Z_5}$$

$$\bullet v_1 = v \left(1 - \frac{Z_2 Z_4}{Z_3 Z_5} \right)$$

Cálculo de v_1 :

$$\text{LKI (nodo 2.3)} \quad \frac{v_1 - v}{Z_2} + \frac{v_2 - v}{Z_3} = 0$$

$$\text{LKI (nodo 4.5)} \quad \frac{v_2 - v}{Z_4} + \frac{0 - v}{Z_5} = 0 \quad \rightarrow \therefore v_2 = v \left(1 + \frac{Z_4}{Z_5} \right) \text{ en LKI (nodo 2.3)}$$

$$\frac{v_1 - v}{Z_2} + \left[v \left(1 + \frac{Z_4}{Z_5} \right) - v \right] \frac{1}{Z_3} = 0 ; \quad \frac{v_1 - v}{Z_2} + v \frac{Z_4}{Z_3 Z_5} = 0 ; \quad v_1 - v \left(1 - \frac{Z_2 Z_4}{Z_3 Z_5} \right) = 0$$

$$v_1 = v \left(1 - \frac{Z_2 Z_4}{Z_3 Z_5} \right)$$

En función del tipo de componentes que se usen para Z_1 hasta Z_5 , el circuito puede configurarse para diferentes tipos de impedancia. Los más interesantes y útiles son los siguientes:

- **Emulación de una inductancia:** todas las zetas son resistencias, excepto Z_2 (o Z_4), que es una capacitancia. Si en la ecuación (3 – 36) hacemos $Z_2=1/j\omega C_2$, queda

$$Z = \frac{R_1 \cdot R_3 \cdot R_5}{(1 / j\omega C_2) R_4} = j\omega \left(\frac{R_1 \cdot R_3 \cdot R_5 \cdot C_2}{R_4} \right) = j\omega L$$

El circuito entonces simula una *inductancia aterrizada*. si deseamos, esta inductancia puede ajustarse con la variación de una de las resistencias 1, 3 o 5.

- **Emulando una resistencia negativa:** todas las zetas son resistencias, excepto para Z_1 y Z_5 , que son capacitancias. Si en la ecuación (3 – 36) hacemos $Z_1=1/j\omega C_1$ y $Z_5=1/j\omega C_5$, queda

$$Z = \frac{(1 / j\omega C_1) \cdot R_3 \cdot (1 / j\omega C_5)}{R_2 \cdot R_4} = \frac{-R_3}{R_2 \cdot R_4 \cdot \omega^2 \cdot C_1 \cdot C_5} = \frac{-1}{\left(\frac{R_2 R_4 C_1 C_5}{R_3} \right) \cdot \omega^2} = \frac{-1}{\omega^2 \cdot D}$$

Ahora, el circuito simula una *resistencia negativa dependiente de la frecuencia (RNDF) aterrizada*. Como una capacitancia produce un voltaje proporcional a la integral de la corriente, la RNDF (o elemento **D**, como suele llamársele) puede verse como un elemento que integra dos veces la corriente. El elemento **D** puede ajustarse con la variación de una de las resistencias.

- **Emulando una capacitancia:** todas las zetas son resistencias excepto Z_1 (o Z_3 o Z_5) que es un capacitor. Si en la ecuación (3 – 36) hacemos $Z_1=1/j\omega C_1$, queda

$$Z = \frac{(1 / j\omega C_1) \cdot R_3 \cdot R_5}{R_2 \cdot R_4} = \frac{1}{j\omega} \cdot \frac{R_3 \cdot R_5}{C_1 \cdot R_2 \cdot R_4} = \frac{1}{j\omega C}$$

El circuito ahora está simulando una capacitancia aterrizada, cuyo valor puede ser variable al depender de las resistencias.

3.3 – Amplificador de puente transductor

Los transductores resistivos son dispositivos cuya resistencia varía como consecuencia de alguna condición ambiental, tal como la temperatura (termistores; detectores de temperatura de la resistencia o RTD), luz (fotorresistores), tensión (medidores de tensión) y presión (transductores piezoresistivos). Cuando estos dispositivos forman parte de un circuito, es posible producir una señal eléctrica que, una vez que se acondiciona en forma adecuada, puede usarse para vigilar y controlar el proceso físico que afecta al transductor. **En general, es deseable que la relación entre la señal final y la variable física original sea lineal, de modo que la primera pueda calibrarse directamente en las unidades físicas de la segunda.** Los transductores juegan un papel tan importante en la instrumentación de medición y control, que es muy beneficioso estudiar con detalle los circuitos transductores.

Las resistencias transductoras se expresan en la forma **R+ΔR**, donde **R** es la resistencia en alguna condición de referencia, tal como a **0 [°C]** en el caso de los transductores de temperatura, o la ausencia de tensión en el caso de los medidores de ésta; y **Δ** representa la desviación del valor de referencia como consecuencia del cambio de la condición física que afecta al transductor. Las resistencias transductoras también se expresan en la forma alternativa como **R(1+δ)**, donde **δ=ΔR/R** representa la desviación fraccional. Al multiplicar por **100** obtenemos el porcentaje de desviación.

Calibración del puente

Con **Δ=0**, un puente transductor debe estar balanceado y producir una diferencia de voltaje igual a cero entre sus extremos. En la práctica, debido a las tolerancias de las resistencias, incluso la tolerancia del valor de referencia del transductor, es más probable que el puente se encuentre desbalanceado, por ello debemos incluir un resistor variable para calibrarlo. Más aún, las tolerancias en los valores de las resistencias y

de la tensión de referencia **V** afectarán la sensibilidad del puente, con lo que se crea la necesidad de ajustar también este parámetro.

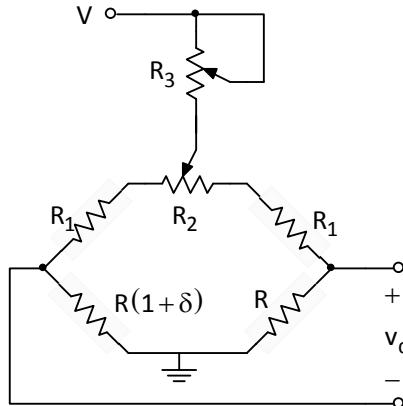


Figura 3-26: Calibración del puente.

La **Figura 3-26** muestra un circuito que permite ambos ajustes. Si variamos la perilla de **R₂** de su posición media, se asignará más resistencia a un soporte y menos a los demás, lo que permite la compensación de sus disparidades inherentes. Si variamos ahora **R₃** cambia la corriente en el puente y, por lo tanto, la magnitud de la variación del voltaje producido por el transductor, permitiendo el ajuste de la sensibilidad.

3.3 – 1: Puente (con medición de desbalance)

El amplificador diferencial o el de instrumentación normalmente son asociados a un circuito puente ya que en éstos se diferencian claramente las señales diferencial y de modo común y además es factible compensar variaciones o alinealidades que pueden presentarse en los transductores. Un circuito muy usado es el de la **Figura 3-27**, que permite detectar el desbalance del puente provocado por la variación del transductor. Esto es posible porque el amplificador de instrumentación identifica a la pequeña tensión de desbalance del puente como diferencial.

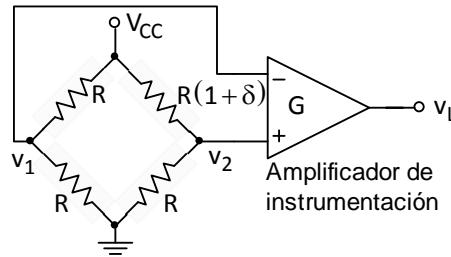


Figura 3-27: Circuito del amplificador puente, con medición de desbalance.

Salida de tensión

$$v_L = G(v_2 - v_1) = \boxed{G \left(-\frac{V}{4} \cdot \frac{\delta}{1 + \delta/2} \right) = v_L} \quad (3-37)$$

$$\begin{aligned} \bullet v_2 - v_1 &= \frac{V \cdot R}{2R + \Delta R} - \frac{V}{2} = V \left(\frac{R}{2R + \Delta R} - \frac{1}{2} \right) = V \left(\frac{1}{2R + \Delta R / R} - \frac{1}{2} \right) = V \left[\frac{2}{2(2 + \Delta R / R)} - \frac{1}{2} \cdot \frac{2 + \Delta R / R}{2 + \Delta R / R} \right] = \\ &= V \left[\frac{2 - 2 - \Delta R / R}{2(2 + \Delta R / R)} \right] = -\frac{V}{4} \cdot \frac{\Delta R / R}{1 + \Delta R / 2R} = -\frac{V}{4} \cdot \frac{\delta}{1 + \delta/2} = v_2 - v_1 \end{aligned} \quad (3-38)$$

$$\bullet v_2 = \frac{V \cdot R}{2R + \Delta R}$$

$$\bullet v_1 = V / 2$$

Es decir, que la tensión de salida v_L es función de la variación relativa de R (tomando a R como resistencia de referencia). En la [Figura 3-28](#) v_L está como función de Δ para el caso en que la tensión $V=1$ [V], podemos ver que para pequeñas variaciones relativas de R (es decir, para pequeños valores de $\delta=\Delta R/R$), podemos despreciar el término $\Delta/2$ y v_L es función lineal de la variación del transductor.

$$v_L = -\left(\frac{G \cdot V}{4}\right) \cdot \delta \quad (3-39)$$

Si las variaciones son mayores, debemos usar la fórmula completa para calcular la variación real y hacer una linealización para algún intervalo del punto en cuestión de la adquisición de datos.

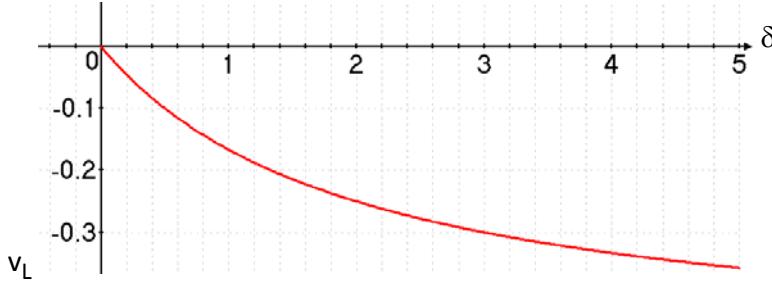


Figura 3-28: v_L en función de δ para el caso en que $V=1$ [V].

Son varios los factores que pueden alterar el balance del puente, si bien ya tratamos el tema al principio, el ajuste que se muestra a continuación es el que aparece en el apunte de la cátedra para corregir el desbalance provocado por la temperatura y la tolerancia de las resistencias.

Desbalance debido a la temperatura

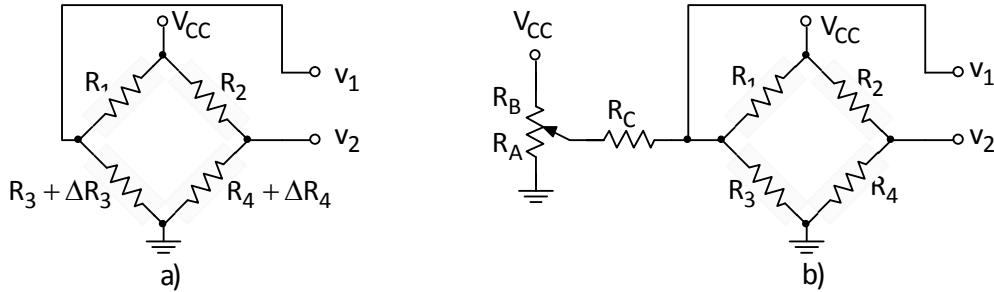


Figura 3-29: Circuito del amplificador puente, en (a) circuito para compensar el efecto de la variación de la temperatura y (b) circuito para compensar el efecto de la tolerancia de las resistencias R_1 y R_2 .

Tensión (diferencial) de entrada

Donde ΔR_3 es la variación que sufre R_3 debido a la temperatura, ídem para ΔR_4 . Consideramos un puente ideal, por lo tanto $R_1=R_2=R_3=R_4=R$.

$$\begin{aligned} v_d = v_2 - v_1 &= \frac{V \cdot (R + \Delta R_3)}{2R + \Delta R_3} - \frac{V \cdot (R + \Delta R_4)}{2R + \Delta R_4} = V \frac{(R + \Delta R_3) \cdot (2R + \Delta R_4) - (2R + \Delta R_3) \cdot (R + \Delta R_4)}{(2R + \Delta R_3) \cdot (2R + \Delta R_4)} \\ &= V \frac{2R^2 + R\Delta R_4 + 2R\Delta R_3 + \Delta R_3\Delta R_4 - 2R^2 - 2R\Delta R_4 - R\Delta R_3 - \Delta R_3\Delta R_4}{(2R + \Delta R_3) \cdot (2R + \Delta R_4)} \\ &= V \frac{R\Delta R_3 - R\Delta R_4}{(2R + \Delta R_3) \cdot (2R + \Delta R_4)} = \frac{VR}{(2R + \Delta R_3) \cdot (2R + \Delta R_4)} \cdot (\Delta R_3 - \Delta R_4) \end{aligned}$$

En donde fácilmente vemos que para que v_d , en condición de equilibrio, sea cero se debe cumplir que $\Delta R_3 = \Delta R_4$. Esto lo logramos haciendo que R_4 sea un sensor térmico con las mismas características térmicas (valga la redundancia) que R_3 . De este modo a ambos la temperatura les afectará del mismo modo, y la tensión diferencial de salida será cero.

Puente fuera de balance debido a la tolerancia de las resistencias

Si $R_1 \neq R_2$ entonces también se producen desequilibrios en el puente. Esto lo corregimos utilizando el circuito de la **Figura 3-29b**.

Haciendo el equivalente de Thevenin a la entrada tenemos

$$v_{Th} = \frac{R_A}{R_A + R_B} V_{CC} \quad \text{y} \quad R_{Th} = R_A \parallel R_B$$

Si se diseña el circuito de modo que $R_C \gg R_A + R_B$ y también que $R_C \gg R_3$, entonces el circuito equivalente será una fuente de tensión (v_{Th}) en serie con la resistencia R_C . Este conjunto (v_T y R_C) actúa como un generador de corriente el cual está fijado por R_C y su elevada impedancia no afecta el funcionamiento del puente. Como v_T es ajustable, podemos variar la corriente que va a circular por R_3 y de ésta forma corregir la tensión v_2 y así lograr que $v_d=0$.

3.3 – 2: Puentes medidores de tensión o extensímetros (strain gauge)

La palabra «tensión» no se refiere en este caso al voltaje sino a la tensión mecánica al que es sometido un determinado material. Estos puentes están basados en el efecto piezo-resistivo, el cual es la propiedad que tienen ciertos materiales de cambiar el valor nominal de su resistencia cuando se le someten a ciertos esfuerzos y se deforman en dirección de los ejes mecánicos. Un esfuerzo que deforma el material sensor (por llamarlo de alguna forma) producirá una variación en su resistencia eléctrica, esta variación puede ser por el cambio originado en la sección, en la resistividad o en la longitud. En nuestro caso, será éste último.

La resistencia de un conductor que tiene resistividad ρ , área transversal S y longitud ℓ es $R=\rho\ell/S$. Al someter el conductor a tensión, su longitud cambia a $\ell+\Delta\ell$, su área a $S-\Delta S$ y su resistencia lo hace a $R+\Delta R=\rho(\ell+\Delta\ell)/(S-\Delta S)$. Como su volumen debe permanecer constante, tenemos que $(\ell+\Delta\ell)(S-\Delta S)=S\ell$. Al eliminar $S-\Delta S$, obtenemos que $\Delta R=R(\Delta R/R)(2+\Delta\ell/\ell)$. Pero $\Delta\ell/\ell \ll 2$, por lo que

$$\Delta R = 2R \frac{\Delta\ell}{\ell}$$

Donde R es la resistencia sin tensión, y $\Delta\ell/\ell$ es la variación relativa de longitud. Un medidor de tensión se fabrica depositando material resistivo sobre un refuerzo flexible de acuerdo con un patrón diseñado para maximizar su elongación fraccional para una tensión dada. Como los medidores de tensión también son sensibles a la temperatura, debemos tomar precauciones especiales para discriminar las variaciones inducidas por ésta. Una solución común es trabajar con pares de medidores diseñados para compensar las variaciones de temperatura de uno con el otro.

El arreglo de medidores de tensión que se muestra en la **Figura 3-30** se denomina «celda de carga». Si denotamos el voltaje del puente como V_B e ignoramos por un momento a R_1 , la salida de tensión del AI es

$$v_L = G(v_1 - v_2) = G \left[\frac{V_B}{2} (1 + \delta) - \frac{V_B}{2} (1 - \delta) \right] = G \left(\frac{V_B}{2} + \frac{V_B}{2} \delta - \frac{V_B}{2} + \frac{V_B}{2} \delta \right) = \boxed{(G \cdot V_B) \delta = v_L} \quad (3-40)$$

$$\bullet v_1 = \frac{V_B (R + \Delta R)}{R + \Delta R + R - \Delta R} = \frac{V_B (R + \Delta R)}{2R} = \frac{V_B}{2} (1 + \delta)$$

$$\bullet v_2 = \frac{V_B (R - \Delta R)}{R + \Delta R + R - \Delta R} = \frac{V_B (R - \Delta R)}{2R} = \frac{V_B}{2} (1 - \delta)$$

Ahora, la sensibilidad es cuatro veces más grande que la de la ecuación (3 – 39). Y así se relajan las demandas sobre el AI. Más aún, la dependencia de v_L de ahora es perfectamente lineal, lo cual es otra ventaja de trabajar con pares de medidores. Para lograr las variaciones de $+\Delta R$ y $-\Delta R$, debemos situar dos de los medidores en un lado de la estructura sujeta a tensión, y los otros dos en el lado opuesto. Aun en instalaciones en las que sólo se tiene acceso a un lado, es redituable trabajar con cuatro medidores debido a que dos de ellos pueden usarse como medidores pasivos que brinden compensación de la temperatura para los activos. En este arreglo también se usan sensores de presión piezo-resistivos.

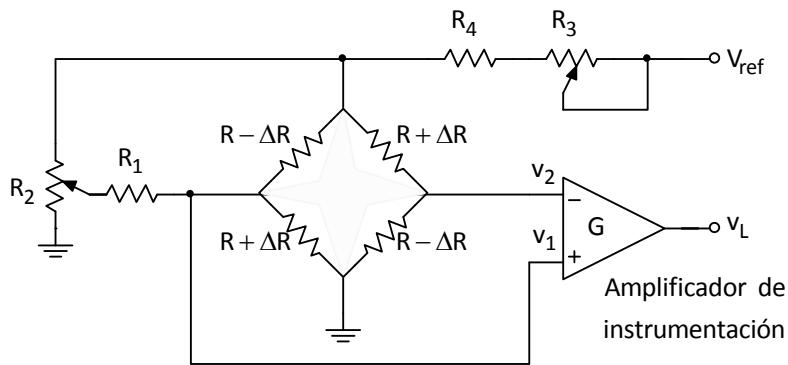


Figura 3-30: Puente medidor de tensión.

La **Figura 3-30** también ilustra una técnica alternativa para balancear el puente. En ausencia de tensión, cada voltaje en el extremo debe ser $V_B/2$. En la práctica habrá desviaciones debidas a las tolerancias iniciales de los cuatro medidores. Al variar R_2 , podemos forzar una cantidad ajustable de corriente a través de R_1 que incrementará o disminuirá el voltaje correspondiente en el extremo hasta que se anule el puente. Las resistencias R_3 y R_4 hacen caer V_{ref} hasta V_B , y R_3 ajusta la sensibilidad.

3.3 – 3: Puente (con medición de i de corto)

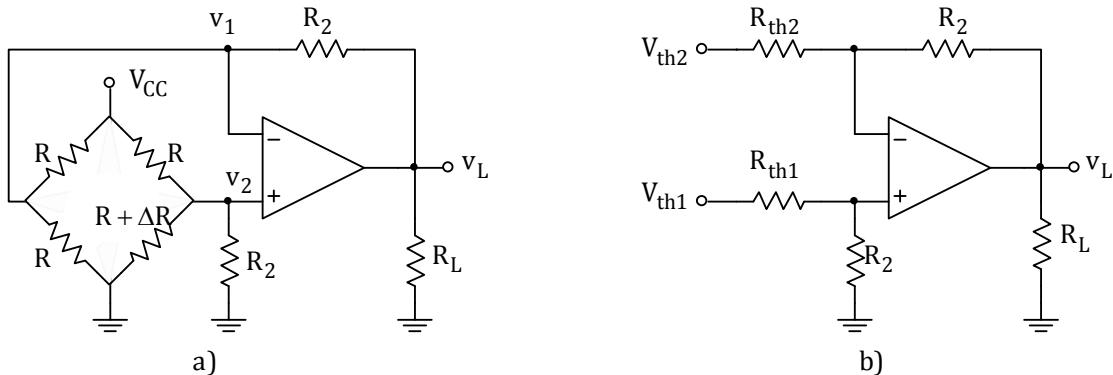


Figura 3-31: a) Circuito del amplificador puente (con medición de corriente de corto circuito) y b) mismo circuito pero con las tensiones y resistencias de Thevenin.

$$V_{\text{th}1} = \frac{V}{R+R} R = \frac{V}{2}$$

$$R_{\text{th}1} = R \parallel R = \frac{R}{2}$$

$$V_{\text{th}2} = V \frac{R+\Delta R}{R+\Delta R+R} = \frac{R+\Delta R}{2R+\Delta R} = V \frac{R}{R} \cdot \frac{1+\Delta R/R}{2+{\Delta R}/R} = V \frac{1+\delta}{2+\delta}$$

$$R_{\text{th}2} = (\Delta R + R) \parallel R = \frac{(\Delta R + R)R}{(\Delta R + R) + R} = \frac{R^2(1 + \Delta R/R)}{R(2 + \Delta R/R)} = R \frac{1 + \delta}{2 + \delta}$$

Tensión de salida:

Basándonos en la ecuación (3 – 22) tenemos que v_L es igual a

$$\begin{aligned} v_L &= -\frac{R_2}{R_1} v_1 + \frac{1 + \frac{R_2}{R_1}}{1 + \frac{R_3}{R_2}} \cdot v_2 = -\frac{R_2}{R} \cdot \frac{V}{2} + \frac{1 + \frac{R_2}{R/2}}{1 + \frac{R}{R_2} \cdot \frac{1 + \delta}{2 + \delta}} \cdot \frac{1 + \delta}{2 + \delta} \cdot V = -\frac{R_2}{R} \cdot V + \frac{1 + \frac{2R_2}{R}}{1 + \delta + \frac{R}{R_2}} \cdot V = -\frac{R_2}{R} \cdot V + \frac{R_2}{R} \cdot \frac{\frac{R}{R_2} + 2}{1 + \delta + \frac{R}{R_2}} \cdot V = \\ v_L &= -\frac{R_2}{R} \cdot V \left(\frac{\frac{R}{R_2} + 2}{\frac{2 + \delta}{1 + \delta} + \frac{R}{R_2}} - 1 \right) \end{aligned}$$

Si ahora hacemos que $R \ll R_2$ entonces v_L nos queda

$$v_L \approx -\frac{R_2}{R} \cdot V \left(\frac{\frac{0+2}{2+\delta} - 1}{\frac{1+\delta}{2+\delta} + 0} \right) = -\frac{R_2}{R} \cdot V \cdot \left[\frac{2(1+\delta)}{2+\delta} - 1 \right] = -\frac{R_2}{R} \cdot \frac{2+2\delta-2-\delta}{2+\delta} \cdot V = -\frac{R_2}{R} \cdot \frac{\delta}{2+\delta} \cdot V$$

Si ahora consideramos además que $\delta \ll 1$ entonces

$$v_L = -\left(\frac{R_2 \cdot V}{R}\right) \cdot \delta \quad (3-41)$$

Para pequeñas variaciones relativas de R , la alinealidad es despreciable y la variación de v_L respecto a δ será lineal. Las condiciones de estabilidad de temperatura en las resistencias R del puente son también importantes para lograr la estabilidad en el circuito.

3.3 – 4: Medio puente (con medición de i de corto)

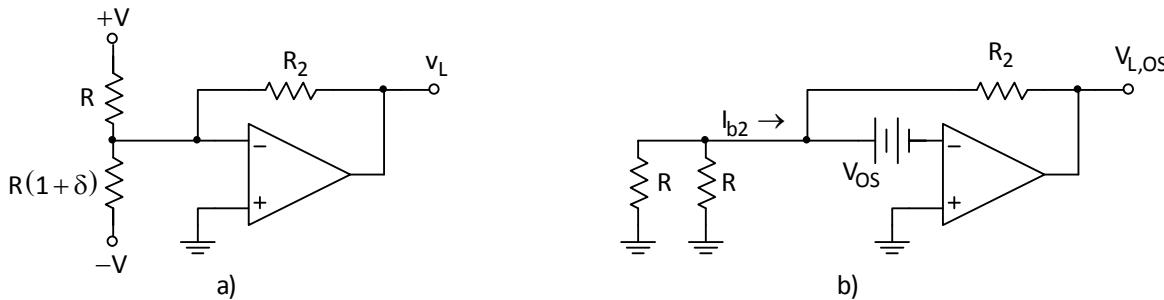


Figura 3-32: a) Circuito de medio puente con medición de corriente de cortocircuito y b) circuito equivalente para el cálculo de la tensión y corriente de offset.

La entrada no inversora se conecta a tierra por lo que la tensión de salida es proporcional a la corriente de cortocircuito del puente. Podemos analizar este circuito como un sumador de dos señales ($+V$ y $-V$), por esto, la salida v_L del amplificador será

$$v_L = -R_2 \cdot \left[\frac{V}{R} + \frac{-V}{R(1+\delta)} \right] = -V \cdot \frac{R_2}{R} \cdot \left(1 - \frac{1}{1+\delta} \right) = -\frac{V \cdot R_2}{R} \left(\frac{1+\delta-1}{1+\delta} \right) = -\frac{V \cdot R_2}{R} \cdot \frac{\delta}{1+\delta}$$

Para pequeñas δ tenemos que

$$v_L = -\frac{V \cdot R_f \cdot \delta}{R} \quad (3-42)$$

Una particularidad de este circuito es su gran sensibilidad, en efecto, podemos alimentar el medio puente con grandes tensiones sin superar la máxima tensión de modo común del operacional pues las entradas están a potencial cero. La única limitación estará dada por la máxima corriente capaz de entregar el operacional y las resistencias del puente. Por otra parte, son perjudiciales los ruidos inducidos en la línea de entrada y el ripple de la fuente; es aconsejable por esto, trabajar con blindajes y fuentes estabilizadoras.

Influencia de V_{OS} e I_{B2} :

$$V_{L,OS} = V_{OS} \left(1 + \frac{2R_2}{R} \right) + I_{B2} R_2 = V_{OS} \left(1 + \frac{2R_2}{R} \right) + I_N R_2 \quad (3-43)$$

3.3 – 5: Puente (con medición de V de desbalance)

La tensión v_L de salida en este circuito (**Figura 3-33a**) es proporcional a la tensión de circuito abierto del puente pues el operacional no extrae corriente del mismo. Este circuito presenta la ventaja adicional respecto a los diseñados con un solo AO, en que su ganancia no depende de las resistencias R del puente y además puede ser variada con R_1 o R_2 . Recomendamos usar su uso para medir pequeñas señales de puente. Como desventaja podemos mencionar que necesitamos una fuente flotante para alimentar el puente y no posee la **RRMC** del amplificador de instrumentación.

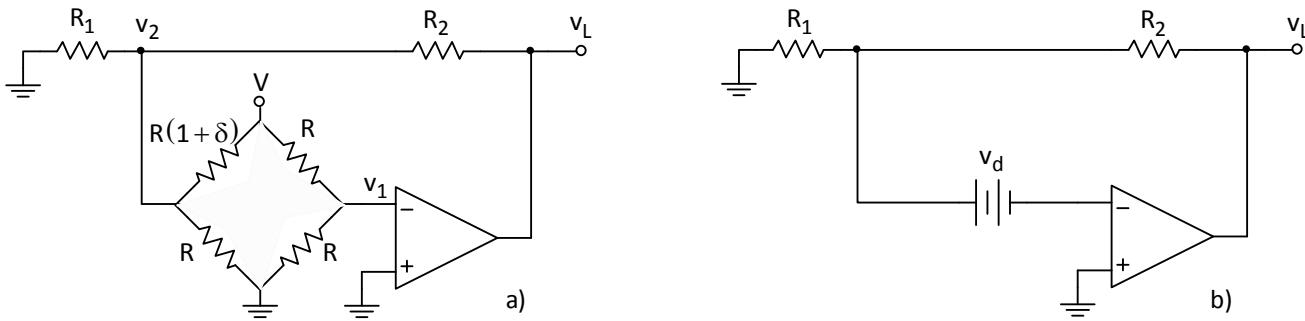


Figura 3-33: a) Circuito amplificador puente, con medición de tensión de desbalance y b) equivalente con la fuente de tensión diferencial v_d .

Tensión de salida:

$$v_L = v_d \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) = -\frac{V}{4} \cdot \left(\frac{\delta}{1+\delta/2}\right) \cdot \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)$$

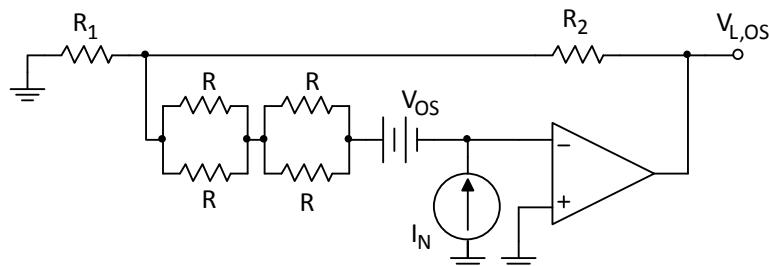
$$\bullet v_d = -\frac{V}{4} \cdot \left(\frac{\delta}{1+\delta/2}\right) \quad (3-44)$$

Para pequeñas δ

$$v_L = -\left[\frac{V}{4} \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)\right] \cdot \delta \quad (3-45)$$

Influencia de V_{OS} e I_{OS} :

Pasivando V y considerando $\delta=0$, queda



$$V_{L-OS} = V_{OS} \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) - I_N R \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) - I_N R_2 \quad (3-46)$$

3.4 – Convertidores

3.4 – 1: Convertidores I–V

Un **convertidor corriente a voltaje** (**convertidor I-V** o **amplificador de transresistencia**) acepta una corriente de entrada i_s , y produce un voltaje de salida del tipo $v_o = A \cdot i_s$, donde A es la ganancia del circuito en [V/A]. En relación con la [Figura 3-34](#), primero hay que suponer que el AO es ideal. Al sumar las corrientes en el nodo de tierra virtual, obtenemos $i_s + (v_o - 0)/R$. O bien

$$v_o = -R \cdot i_s \quad (3-47)$$

La ganancia es $-R$, y es negativa debido a la selección de la dirección de referencia de i_s ; al invertirse esta dirección obtenemos $v_o = R \cdot i_s$. La magnitud de la ganancia también se conoce como **sensibilidad** del convertidor, porque relaciona un cambio en la salida Δv_o para un cambio en la entrada Δi_s dado. Esta R puede ser variable usando un potenciómetro.

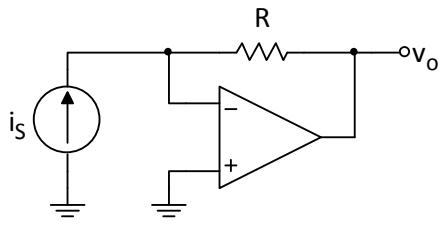


Figura 3-34: Convertidor básico I-V.

Observamos que el AO elimina el efecto de carga³⁷ tanto en la entrada como en la salida. De hecho, si la fuente de entrada tiene alguna resistencia finita en paralelo R_s , el AO elimina cualquier pérdida de corriente en ésta, forzando a través suyo **0 [V]**. Asimismo, distribuye también v_o a una carga de salida R_L con resistencia de salida igual a cero.

Convertidor de I – V de alta sensibilidad

Las aplicaciones de alta sensibilidad podrían requerir de resistencias irreales por ser tan grandes. La **Figura 3-35** muestra una técnica para evitar esta desventaja, el circuito utiliza una malla en T para lograr sensibilidad alta sin que haga falta resistencias de valores irreales.

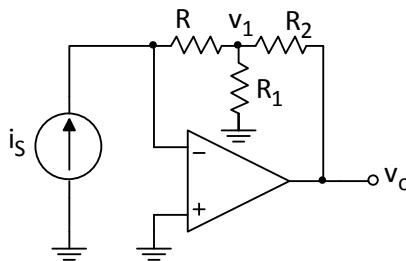


Figura 3-35 : Convertidor I – V de alta sensibilidad.

Tensión de salida:

$$v_o = v_1 + i_2 \cdot R_2 = -R \cdot i_S - i_S \left(1 + R / R_1\right) = -R \left(1 + \frac{R_2}{R} + \frac{R_2}{R_1}\right) i_S = \boxed{-R \cdot k \cdot i_S = v_o} \quad (3-48)$$

$$\bullet v_1 = -R \cdot i_S$$

$$\bullet i_2 = i + i_1 = -i_S - i_S \cdot R / R_1 = -i_S \left(1 + R / R_1\right)$$

El circuito incrementa **R** por el factor multiplicativo **k**. Así, no es necesario que **R** sea grande.

Las **I_P** e **I_N** pueden degradar el rendimiento de los convertidores I-V de alta sensibilidad, donde i_S es muy pequeña. Esto se evita usando AO de entrada FET.

Amplificadores foto-detectores

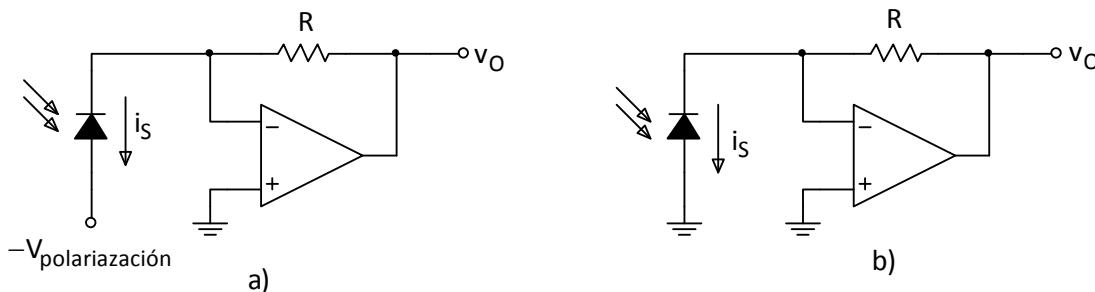


Figura 3-36: Detector a) foto-conductor y b) foto-voltaico.

Los foto-detectores son transductores que producen corriente eléctrica en respuesta a la luz (o a otras formas de radiación, como los rayos X) que incide sobre ellos. Después usamos un amplificador de transresistencia para convertir esta corriente a voltaje, así como para eliminar un posible efecto de carga tanto en la entrada como en la salida.

³⁷ El efecto de carga, también conocido como regulación, es la pérdida de voltaje a medida que aumenta la carga.

Uno de los foto-detectores de mayor uso es el fotodiodo de silicio. Las razones de su popularidad son su confiabilidad por ser de estado sólido, así como su costo bajo, tamaño pequeño y disipación baja de potencia. El dispositivo puede usarse de dos formas:

- Modo foto-conductor: con un voltaje de polarización inverso (**Figura 3-36a**); ofrece una velocidad alta de respuesta, por lo que es apropiado para detectar pulsos de luz de alta velocidad y para aplicaciones de modulación de rayos de luz de alta frecuencia.
- Modo foto-voltaico: con polarización igual a cero (**Figura 3-36b**); ofrece bajo ruido, y por ello se adapta mejor a las aplicaciones de medición e instrumentación. El circuito de la figura puede usarse como un medidor de luz si su salida se calibra en forma directa en unidades de intensidad lumínica.

3.4 – 2: Convertidores V–I

Un **convertidor voltaje a corriente** (**convertidor V–I** o **amplificador de transconductancia**) acepta un voltaje de entrada v_s y produce una corriente de salida del tipo $i_o = A \cdot v_s$, donde A es la ganancia o sensibilidad del circuito en $[A/V]$. Para un convertidor práctico, la característica adopta la forma más realista de

$$i_o = A \cdot v_s - \frac{1}{R_o} v_L \quad (3-49)$$

donde v_L es el voltaje que se produce en la carga de salida en respuesta a i_o , y R_o es la resistencia de salida del convertidor, vista por la carga. Para una conversión V–I verdadera, i_o debe ser independiente de v_L ; es decir, debemos $R_o \rightarrow \infty$.

Como su salida es una corriente, para funcionar, el circuito necesita una carga; dejar abierto el puerto de salida ocasionaría el mal funcionamiento porque i_o no tendría una trayectoria hacia la cual fluir. El **cumplimiento de voltaje** es el rango de valores permisibles de v_L para los cuales el circuito aún funciona en forma apropiada, antes de que aparezca cualquier efecto de la saturación en el AO.

Veremos aquí, tres configuraciones de convertidores:

- Convertidor con carga flotante: si ninguna de los extremos de la carga está conectado a algún nodo, decimos que la carga es del tipo *flotante*.
- Convertidor con carga aterrizada: sin embargo, es frecuente que una de las terminales ya esté conectada a tierra o a otro potencial. Entonces, decimos que la carga es del tipo *aterrizada*, y la corriente del convertidor debe alimentarse a la terminal no conectada todavía.
- Convertidor de potencia: necesario cuando la potencia del AO es insuficiente para la carga.

Convertidor con carga flotante

Las **Figura 3-37a** y **b** muestran dos desarrollos básicos, ambos usan la carga (R_2 en este caso) como el elemento de realimentación; cosa que no podría pasar si algún extremo de la carga estuviera conectada a masa. En el circuito de la **Figura 3-37a**, el AO produce cualquier corriente i_o que sea necesaria para hacer que el voltaje inversor de entrada siga a v_s , o dicho de otra forma, para hacer que $R_1 \cdot i_o = v_s$. Para hallar el valor de i_o aplicamos LKV considerando que la entrada inversora es una masa virtual.

$$i_o = \frac{v_s - v_L}{R_S + R_2} = \frac{v_s - \left(-\frac{R_2}{R_1} v_s \right)}{R_1 \cdot \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right)} = \frac{v_s \cdot \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right)}{R_1 \cdot \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right)} = \boxed{\frac{v_s}{R_1} = i_o} \quad (3-50)$$

De esta ecuación vemos que i_o no depende de la carga (R_2), dicha expresión se cumple sin importar el tipo de carga: puede ser lineal, como en el caso de un transductor resistivo; no lineal, como en un diodo; también puede tener características que dependan del tiempo, como ocurre en un capacitor. No importa cuál sea la carga, el AO forzará a que circule por ella la corriente de la ecuación (3-50), que depende R_1 y

v_s y no de v_L . Para alcanzar este objetivo, el AO debe llevar su salida al valor $v_o = v_s + v_L$, algo que hará con rapidez mientras se cumpla que $V_{OL} < v_o < V_{OH}$. En consecuencia, el rango de voltaje permitido para esta configuración será $(V_{OL} - v_s) < v_L < (V_{OH} - v_s)$.

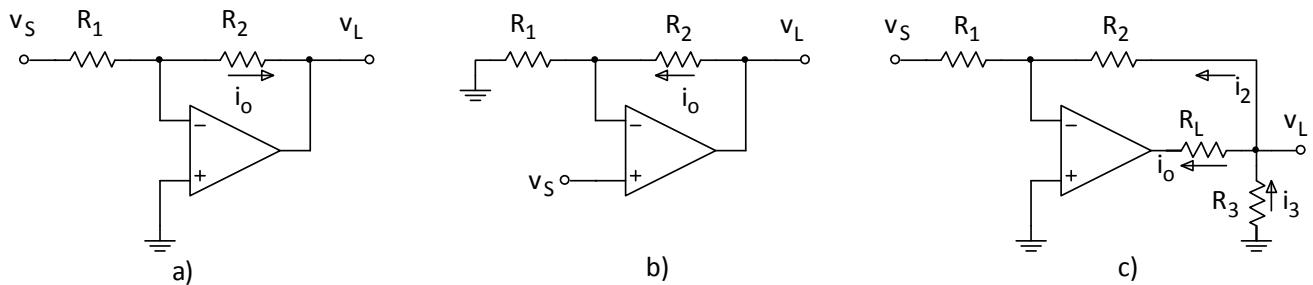


Figura 3-37: a) Circuito inversor (carga = R_2), b) circuito no inversor y c) circuito inversor con resistencia R_3 capaz de modificar a i_o .

En el circuito de la **Figura 3-37b**, el AO mantiene su entrada inversora a **0 [V]**. En consecuencia, su terminal de entrada debe establecer la corriente $i_o = (v_s - 0)/R_1$. Y debe cambiar al voltaje $v_o = -v_L$. Además de la inversión de polaridad, la corriente es la misma que la de la ecuación (3 – 50); sin embargo, ahora el rango de voltaje permitido es $V_{OL} < v_L < V_{OH}$.

$$i_o = \frac{0 - v_L}{R_1 + R_2} = \frac{-\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)v_s}{R_1 \cdot \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)} = \frac{-v_s \cdot \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)}{R_1 \cdot \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)} = \boxed{-\frac{v_s}{R_1} = i_o} \quad (3 - 51)$$

El signo negativo nos indica que esta vez la corriente tendrá sentido opuesto a sentido de la configuración inversor. La ecuación se cumple para ambos circuitos sin importar la polaridad de v_s . Las flechas de la **Figura 3-37b** muestran dirección de la corriente para $v_s > 0$; si hacemos $v_s < 0$ se simplificará la inversión de la dirección. Entonces, los dos convertidores se llaman *bidireccionales*.

Una desventaja del convertidor en configuración no inversor es que i_o debe provenir de la misma fuente v_s , mientras que en el circuito inversor la fuente observa una resistencia de entrada virtualmente infinita. Sin embargo, esta ventaja resulta disminuida por un rango de corriente de salida más restringido. Para el 741, por lo general es de **25 [mA]**. Si requerimos corrientes más elevadas, podemos usar ya sea un AO de potencia o uno de baja potencia con un buffer de salida.

El circuito de la **Figura 3-37c** permite variar la corriente i_o variando R_3 . En lo demás, cuenta con los pro y contras que tiene el circuito inversor de la **Figura 3-37a**. La corriente de salida será

$$i_o = i_2 + i_3 = i_1 + i_3 = \frac{v_s}{R_1} + \frac{v_o}{R_3} = \frac{v_s}{R_1} + \left(-\frac{R_2}{R_1} v_s\right) \frac{1}{R_3} = \boxed{\frac{v_s}{R_1} \left(1 - \frac{R_2}{R_1}\right) = i_o} \quad (3 - 52)$$

Convertidor con carga a masa (aterrizada o fuente Howland)

Cuando una de los extremos de la carga ya está conectada, la misma ya no puede colocarse dentro del lazo de realimentación del AO, la **Figura 3-38a** muestra un convertidor apropiado para cargas aterrizadas. El circuito se denomina en honor a su inventor: **bomba/fuente de corriente Howland** (*Howland current pump source*).

Para encontrar la corriente i_o en la carga necesitaremos hacer algunos artilugios:

$$\begin{aligned} i_o &= i_1 + i_2 = \frac{v_2 - v_L}{R_1} + \frac{v_o - v_L}{R_2} = \frac{v_2}{R_1} + \frac{v_o}{R_2} - v_L \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right) \\ &\bullet v_o = v_L \left(1 + \frac{R_4}{R_3} \right) - v_1 \left(\frac{R_4}{R_3} \right) \\ i_o &= \frac{v_2}{R_1} + \frac{1}{R_2} \left[v_L \left(1 + \frac{R_4}{R_3} \right) - v_1 \left(\frac{R_4}{R_3} \right) \right] - v_L \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right) = \frac{v_2}{R_1} + v_L \left(\frac{1}{R_2} + \frac{R_4}{R_2 \cdot R_3} \right) - v_1 \frac{R_4}{R_2 \cdot R_3} - v_L \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right) = \end{aligned}$$

$$= \frac{1}{R_1} \left(v_2 - v_1 \frac{R_4 / R_3}{R_2 / R_1} \right) - v_L \left(-\frac{1}{R_2} - \frac{R_4}{R_2 \cdot R_3} + \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right) = \frac{1}{R_1} \left(v_2 - v_1 \frac{R_4 / R_3}{R_2 / R_1} \right) - v_L \left(\frac{R_4 / R_3 - R_2 / R_1}{R_2} \right)$$

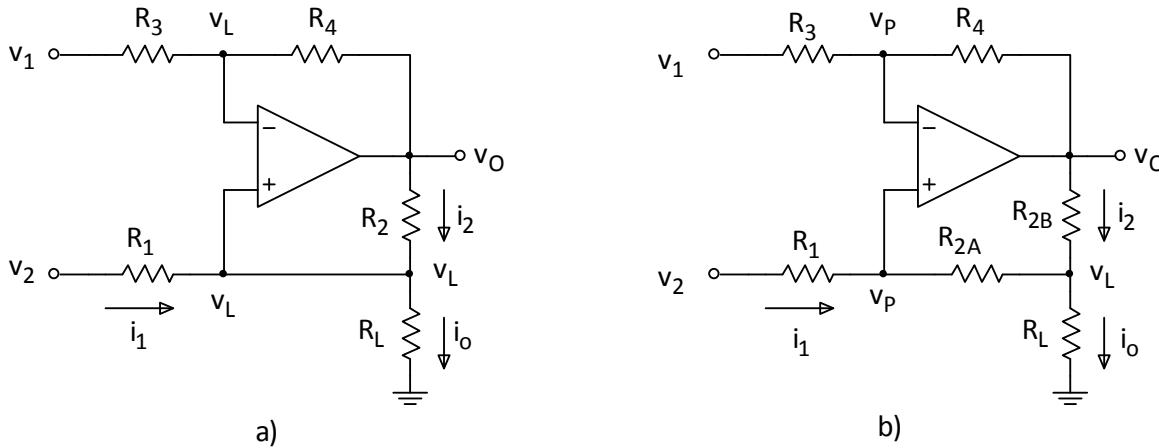


Figura 3-38: a) Fuente de corriente Howland y b) Fuente de corriente Howland mejorada.

Para que el aporte de v_L sea nulo, la admitancia de salida $1/R_o$ debe ser cero también, y esto sucede cuando se cumple $R_4/R_3=R_2/R_1$. Entonces

$$i_o = \frac{1}{R_1} (v_2 - v_1) \quad (3-53)$$

En función de las condiciones del circuito, el circuito de Howland podría desperdiciar potencia en forma innecesaria. A manera de ejemplo, sean $V_2=1$ [V], $V_1=0$ [V], $R_1=R_3=1$ [KΩ], $R_2=R_4=100$ [Ω], y supongamos que la carga es tal que $V_L=10$ [V]. Con la ecuación (3-53) tenemos que $i_o=1$ [mA]. Sin embargo, observemos que la corriente a través de R_1 hacia la izquierda es $i_1=(v_L-v_1)/R_1=(10-1)/1=9$ [mA], lo que indica que, en las condiciones dadas, el AO tendrá que desperdiciar 9 [mA] a través de R_1 para distribuir sólo 1 [mA] a la carga. Este uso ineficiente de la potencia puede evitarse con la modificación dada en la **Figura 3-38b**, llamada **fuente Howland mejorada**; en la que la resistencia R_2 está dividida en dos partes, R_{2A} y R_{2B} , en este caso, la corriente i_o será

$$\begin{aligned} i_o &= \frac{v_2 - v_L}{R_1 + R_{2A}} + \frac{v_o - v_L}{R_{2B}} = \frac{v_2}{R_1 + R_{2A}} + \frac{v_o}{R_{2B}} - v_L \left(\frac{1}{R_1 + R_{2A}} + \frac{1}{R_{2B}} \right) \\ &\bullet v_o = v_p \left(1 + \frac{R_4}{R_3} \right) - v_1 \frac{R_4}{R_3} = \frac{v_2 R_{2A} + v_L R_1}{R_1 + R_{2A}} \left(1 + \frac{R_4}{R_3} \right) - v_1 \frac{R_4}{R_3} \\ &\bullet v_p = \frac{v_2 R_{2A} + v_L R_1}{R_1 + R_{2A}} \\ i_o &= \frac{v_2}{R_1 + R_{2A}} + \frac{1}{R_{2B}} \left[\frac{v_2 R_{2A} + v_L R_1}{R_1 + R_{2A}} \left(1 + \frac{R_4}{R_3} \right) - v_1 \frac{R_4}{R_3} \right] - v_L \left(\frac{1}{R_1 + R_{2A}} + \frac{1}{R_{2B}} \right) = \\ &= \frac{v_2}{R_1 + R_{2A}} + \frac{1}{R_{2B}} \frac{v_2 R_{2A}}{R_1 + R_{2A}} \left(1 + \frac{R_4}{R_3} \right) + \frac{1}{R_{2B}} \frac{v_L R_1}{R_1 + R_{2A}} \left(1 + \frac{R_4}{R_3} \right) - v_1 \frac{R_4}{R_{2B} \cdot R_3} - v_L \left(\frac{1}{R_1 + R_{2A}} + \frac{1}{R_{2B}} \right) = \\ &= v_2 \left[\frac{1}{R_1 + R_{2A}} + \frac{R_{2A} (1 + R_4 / R_3)}{R_{2B} (R_1 + R_{2A})} \right] - v_1 \left[\frac{R_4}{R_{2B} \cdot R_3} \right] - v_L \left[\frac{1}{R_1 + R_{2A}} + \frac{1}{R_{2B}} - \frac{R_1 (1 + R_4 / R_3)}{R_{2B} (R_1 + R_{2A})} \right] \end{aligned}$$

De nuevo aquí, para que el aporte de v_L sea nulo, el factor que lo multiplica ($1/R_o$) debe ser cero también. Y esto se cumple cuando

$$\begin{aligned} \frac{1}{R_1 + R_{2A}} + \frac{1}{R_{2B}} &= \frac{R_1 (1 + R_4 / R_3)}{R_{2B} (R_1 + R_{2A})} \\ R_{2B} + R_1 + R_{2A} &= R_1 + R_1 \cdot R_4 / R_3 \end{aligned}$$

$$\frac{R_3}{R_1} = \frac{R_4}{R_{2A} + R_{2B}}$$

Entonces la corriente i_o –y lo podemos demostrar introduciendo esta igualdad en las constantes que multiplican a v_2 y v_1 – será

$$i_o = \frac{R_4}{R_3 R_{2B}} (v_2 - v_1) \quad (3-54)$$

Además del término R_2/R_1 , ahora R_{2B} establece la sensibilidad, es decir que R_{2B} puede hacerse tan pequeña como sea necesario, mientras que las demás resistencias se mantienen elevadas a fin de conservar potencia. Por lo general, para hacer a frecuencias altas la realimentación negativa prevalezca sobre la positiva y así se estabilice el circuito, es adecuado colocar dos capacitores pequeños (del orden de **10 [pF]** como valor típico) en paralelo con R_4 y R_1 .

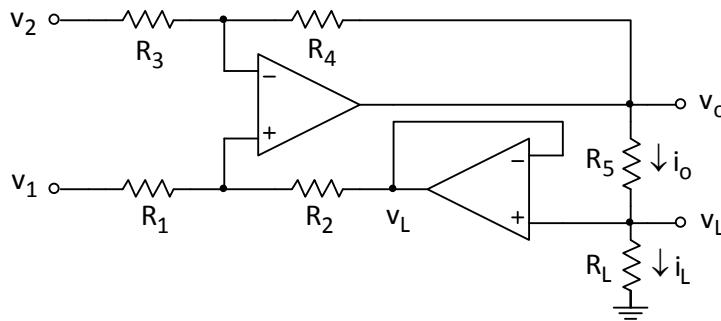


Figura 3-39: Fuente Howland con dos AO.

Pero si queremos que la corriente a través de la carga sea la máxima posible, tendremos que usar el circuito de la **Figura 3-39** –el cual llamo, a falta de nombre, **fuente Howland con dos AO**–, en donde anteponemos a R_2 un AO en configuración seguidor de tensión, el cual aporta una impedancia de entrada infinita y hace que toda la corriente que sale por v_o (y pasa por R_5) se derive a la carga.

Para encontrar i_o deberemos recurrir a varios artilugios:

$$\begin{aligned} i_o &= \frac{v_o - v_L}{R_5} = \frac{1}{R_5} \left[\frac{v_2 R_2 + v_L R_1}{R_1 + R_2} \left(1 + \frac{R_4}{R_3} \right) - v_1 \frac{R_4}{R_3} \right] - \frac{v_L}{R_5} \\ &\bullet v_o = v_p \left(1 + \frac{R_4}{R_3} \right) - v_1 \frac{R_4}{R_3} = \frac{v_2 R_2 + v_L R_1}{R_1 + R_2} \left(1 + \frac{R_4}{R_3} \right) - v_1 \frac{R_4}{R_3} \\ &\bullet v_p = \frac{v_2 R_2 + v_L R_1}{R_1 + R_2} \\ i_o &= \frac{1}{R_5} \left(1 + \frac{R_4}{R_3} \right) \frac{v_2 R_2}{R_1 + R_2} + \frac{1}{R_5} \left(1 + \frac{R_4}{R_3} \right) \frac{v_L R_1}{R_1 + R_2} - v_1 \frac{R_4}{R_5 R_3} - \frac{v_L}{R_5} = v_2 \left[\frac{1}{R_5} \cdot \frac{1 + \frac{R_4}{R_3}}{1 + \frac{R_1}{R_2}} \right] - v_1 \left[\frac{1}{R_5} \frac{R_4}{R_3} \right] - v_L \left[\frac{1}{R_5} \left(1 - \frac{1 + \frac{R_4}{R_3}}{1 + \frac{R_2}{R_1}} \right) \right] \end{aligned}$$

Aquí también, para hacer la constante que multiplica a v_L igual a cero, se debe cumplir –resulta obvio– que $R_4/R_3=R_2/R_1$, entonces se corrobora –podemos demostrarlo también– que

$$i_o = \frac{R_4}{R_5 R_3} (v_2 - v_1) \quad (3-55)$$

En el apunte de Alem figura un desarrollo distinto: calcula a la corriente i_L –que es la misma que la i_o –, como el cociente entre v_L y R_L , es decir

$$i_L = \frac{v_L}{R_L} = \left[\frac{v_2 R_2 + v_L R_1}{R_1 + R_2} \left(1 + \frac{R_4}{R_3} \right) - v_1 \frac{R_4}{R_3} \right] \frac{1}{R_L + R_5}$$

$$\begin{aligned}
 v_L &= \frac{v_o R_L}{R_L + R_5} = \left[\frac{v_2 R_2 + v_L R_1}{R_1 + R_2} \left(1 + \frac{R_4}{R_3} \right) - v_1 \frac{R_4}{R_3} \right] \frac{R_L}{R_L + R_5} \\
 \bullet v_o &= v_p \left(1 + \frac{R_4}{R_3} \right) - v_1 \frac{R_4}{R_3} = \frac{v_2 R_2 + v_L R_1}{R_1 + R_2} \left(1 + \frac{R_4}{R_3} \right) - v_1 \frac{R_4}{R_3} \\
 \bullet v_p &= \frac{v_2 R_2 + v_L R_1}{R_1 + R_2} \\
 v_L &= \frac{R_L}{R_L + R_5} \frac{v_2 R_2}{R_1 + R_2} \left(1 + \frac{R_4}{R_3} \right) + \frac{R_L}{R_L + R_5} \frac{v_L R_1}{R_1 + R_2} \left(1 + \frac{R_4}{R_3} \right) - v_1 \frac{R_4}{R_3} \frac{R_L}{R_L + R_5} = \\
 &= v_2 \left[\frac{R_L}{R_L + R_5} \cdot \frac{1 + R_4 / R_3}{1 + R_1 / R_2} \right] - v_1 \left[\frac{R_4}{R_3} \cdot \frac{R_L}{R_L + R_5} \right] + v_L \left[\frac{R_L}{R_L + R_5} \cdot \frac{1 + R_4 / R_3}{1 + R_2 / R_1} \right] = \\
 &= v_2 \cdot A_2 - v_1 \cdot A_1 + v_L \cdot A_L \\
 v_L (1 - A_L) &= v_2 \cdot A_2 - v_1 \cdot A_1 \\
 v_L &= v_2 \cdot \left[\frac{A_2}{1 - A_L} \right] - v_1 \cdot \left[\frac{A_1}{1 - A_L} \right] = v_2 \cdot \left[\frac{\frac{R_L}{R_L + R_5} \cdot \frac{1 + R_4 / R_3}{1 + R_1 / R_2}}{1 - \frac{R_L}{R_L + R_5} \cdot \frac{1 + R_4 / R_3}{1 + R_2 / R_1}} \right] - v_1 \cdot \left[\frac{\frac{R_4}{R_3} \cdot \frac{R_L}{R_L + R_5}}{1 - \frac{R_L}{R_L + R_5} \cdot \frac{1 + R_4 / R_3}{1 + R_2 / R_1}} \right] \\
 i_L &= \frac{v_L}{R_L} = v_2 \cdot \left[\frac{\frac{1}{R_L + R_5} \cdot \frac{1 + R_4 / R_3}{1 + R_1 / R_2}}{1 - \frac{R_L}{R_L + R_5} \cdot \frac{1 + R_4 / R_3}{1 + R_2 / R_1}} \right] - v_1 \cdot \left[\frac{\frac{R_4}{R_3} \cdot \frac{1}{R_L + R_5}}{1 - \frac{R_L}{R_L + R_5} \cdot \frac{1 + R_4 / R_3}{1 + R_2 / R_1}} \right]
 \end{aligned}$$

Esta ecuación también se reduce a la ecuación (3 – 55) cuando se cumple $R_4/R_3=R_2/R_1$. En el apunte se hace: $v_1=0$ V, $v_2=v_T$, $R_1=R+R_T$, $R_2=R_3=R_4=R$ y $R_5=R_o$. Haciendo estos reemplazos tenemos

$$\begin{aligned}
 i_L &= \frac{v_L}{R_L} = v_T \cdot \left[\frac{\frac{1}{R_L + R_O} \cdot \frac{1 + R / R}{1 + (R + R_T) / R}}{1 - \frac{R_L}{R_L + R_O} \cdot \frac{1 + R / R}{1 + R / (R + R_T)}} \right] - 0 = \left[\frac{\frac{1}{R_L + R_O} \cdot \frac{1 + 1}{1 + \frac{R + R_T}{R}}}{1 - \frac{R_L}{R_L + R_O} \cdot \frac{1 + 1}{1 + \frac{R}{R + R_T}}} \right] v_T = \left[\frac{\frac{2R}{(R_L + R_O)(2R + R_T)}}{1 - \frac{R_L}{R_L + R_O} \frac{2(R + R_T)}{R + R_T + R}} \right] v_T \\
 &= \left[\frac{\frac{2R}{(R_L + R_O)(2R + R_T)}}{\frac{(R_L + R_O)(2R + R_T) - 2 \cdot R \cdot R_L - 2 \cdot R_T \cdot R_L}{(R_L + R_O)(2R + R_T)}} \right] v_T = \frac{2R \cdot v_T}{2 \cdot R \cdot R_L + 2 \cdot R \cdot R_O + R_T \cdot R_L + R_T \cdot R_O - 2 \cdot R \cdot R_L - 2 \cdot R_T \cdot R_L} = \\
 &= \frac{2R \cdot v_T}{2 \cdot R \cdot R_O - R_T \cdot R_L + R_T \cdot R_O} = i_L = \frac{2R \cdot v_T}{2 \cdot R \cdot R_O + R_T (R_O - R_L)}
 \end{aligned} \tag{3 – 56}$$

Aquí, para lograr la máxima transferencia de potencia debemos hacer que $R_o=R_L$, con esto

$$i_L = \frac{v_T}{R_o}$$

Convertidor de potencia

Cuando necesitamos una corriente de salida grande o una corriente tal que el AO no pueda proporcionarla, podemos agregar a la salida un *amplificador de corriente* propiamente dicho, por ejemplo un amplificador cuya función es la de amplificar la corriente de base i_b por el factor β o h_{fe} . Es importante que agreguemos el transistor en la red β ; con esto, el amplificador también absorbe cualquier variación o fluctuación de éste, logrando que la variable de salida, en cualquier configuración, sea independiente de los dispositivos que usemos.

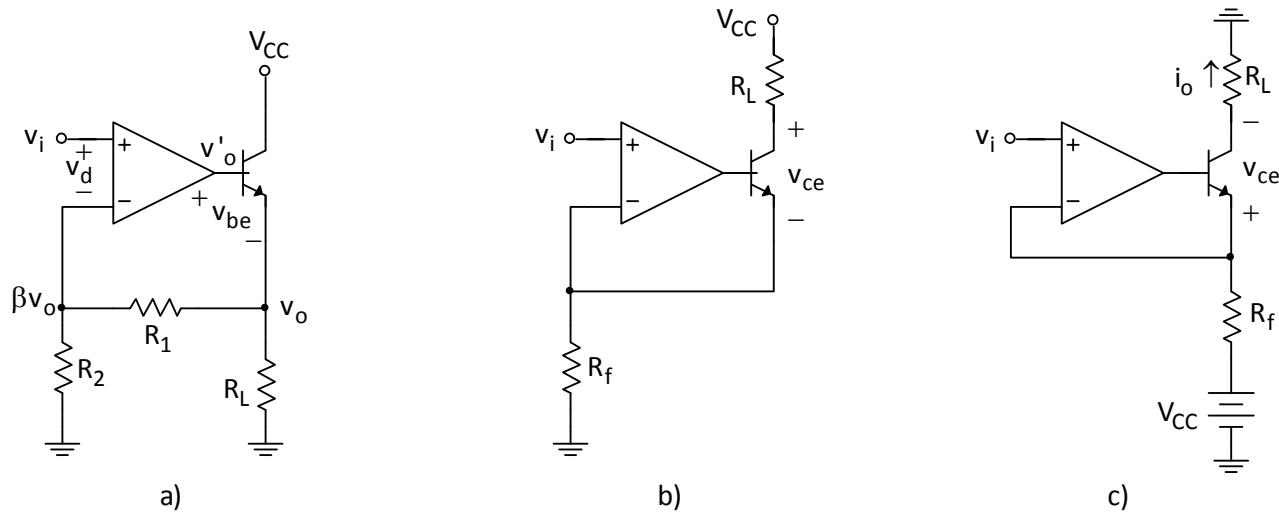


Figura 3-40: a) Convertidor V-I de potencia, b) con carga flotante y c) otra variante con carga aterrizada.

Para analizar el efecto que tiene el transistor en la red β en la [Figura 3-40a](#), aplicamos LKV a la malla de entrada y de salida

$$\text{LKV (entrada)} \quad v_i = v_d - \beta v_o \quad \rightarrow \quad \therefore v_d = v_i - \beta v_o \quad (3-57)$$

$$\begin{aligned} \text{LKV (salida)} \quad v'_o &= v_{be} - v_o & \rightarrow & \quad \therefore v_d A_o - v_{be} - v_o = 0 \\ &\bullet v'_o = v_d A_o & & \end{aligned} \quad (3-58)$$

De (3-57) despejamos v_d y lo reemplazamos en (3-58) y nos queda

$$\begin{aligned} (v_i - \beta v_o) A_o - v_{be} - v_o &= 0 \\ v_i A_o - \beta A_o v_o - v_{be} - v_o &= 0 \\ v_o &= \frac{A_o}{1 + \beta A_o} v_i - \frac{v_{be}}{1 + \beta A_o} \end{aligned} \quad (3-59)$$

El primer término es muy conocido y muestra cómo se amplifica la señal de entrada por A_v . El segundo término es muy importante; muestra la presencia y el efecto del transistor en la red β , y resta el voltaje de conducción de éste, v_{be} , al v_o , pero disminuido por la ganancia de lazo $1 + \beta A_o$. Es decir, que el voltaje de salida se vería disminuido por la totalidad de v_{be} .

Resumiendo, conectando el transistor a en la red β no afecta en nada a la salida. Como la señal de realimentación se toma de la salida del transistor, la red β estabiliza los efectos del AO y del transistor. La corriente que debe suministrar el AO debe ser la corriente de base del transistor. Cuando no sea suficiente, podemos recurrir al par Darlington.

El circuito de la [Figura 3-40b](#), muestra una configuración de similares características, es decir, el transistor no afecta a la salida y su función es la de suministrar corriente. Para elegir la fuente V_{CC} se debe tener en cuenta la siguiente ecuación, que sale cuando aplicamos LKV a la malla de salida

$$V_{CC} = i_o R_L + v_{ce} + v_i \quad (3-60)$$

Hacemos esto recordando que $v_p = v_N$. Obtenemos el valor mínimo de V_{CC} cuando introducimos el valor de tensión de saturación del transistor, $v_{CE,sat}$, a la ecuación anterior. El circuito de la [Figura 3-40c](#) es una variante que cumple con las condiciones de los anteriores.

3.5 – Otras aplicaciones

3.5 – 1: Rectificadores de precisión

Un **rectificador de media onda [HWR: Half Wave Rectifier]** es un circuito que pasa sólo la porción positiva (o sólo la porción negativa) de una onda, mientras que bloquea la otra porción. La característica de transferencia del HWR está dada por

$$\begin{aligned} v_o &= v_i && \text{para } v_i > 0 \\ v_o &= 0 && \text{para } v_i < 0 \end{aligned}$$

Un **rectificador de onda completa [FWR: Full Wave Rectifier]**, además de pasar la porción positiva, se invierte y después pasa también la porción negativa. Su característica de transferencia es:

$$v_o = |v_i|$$

Un FWR también se denomina *circuito de valor absoluto*.

Rectificadores de media onda

Analizar el circuito de la **Figura 3-41a** se facilita si se consideran por separado los casos $v_i > 0$ y $v_i < 0$.

- **1 – $v_i > 0$:** En respuesta a una entrada positiva, la salida del AO, V_{AO} , también se volverá positiva, encendiendo el diodo y creando por lo tanto la ruta de realimentación negativa. Esto permite aplicar el principio del corto virtual y escribir $v_o = v_i$. Observamos que para hacer que v_o siga a v_i , el AO aplica a su salida una caída de diodo por encima de v_o , esto es, $V_{AO} = v_o + V_{D(enc)} = v_o + 0,7 \text{ V}$. Al colocar el diodo dentro del ciclo de realimentación se elimina cualquier error debido a su caída de voltaje.
- **2 – $v_i < 0$:** Ahora la salida del AO vuelve negativa, apagando el diodo y por ende causando que la corriente a través de R se convierta en cero. Por lo tanto, $v_o = 0$. El AO ahora está operando en el modo de lazo abierto, y como $v_p < v_n$, la salida se satura en $V_{AO} = V_{oL}$. Con una alimentación de $V_{EE} = -15 \text{ [V]}$, la salida se satura en -13 [V] .

Una desventaja de este circuito es que cuando v_i cambia de negativo a positivo, el AO debe salir de la saturación ($V_{AO} = V_{oL} = -13 \text{ [V]}$) y después cambiar por completo hasta alcanzar el valor $v_i + 0,7 \text{ [V]}$ para así cerrar el ciclo de realimentación. Todo lo anterior toma tiempo, y si v_i ha cambiado antes de que todo ocurra, v_o puede presentar distorsión. El *HWR mejorado* de la **Figura 3-41b** minimiza esta inconveniencia utilizando un segundo diodo para asegurar el nivel de saturación negativa justo a una caída de diodo debajo de la tierra. Procediendo como es usual, se identifican dos casos:

- **1 – $v_i > 0$:** Una entrada positiva ocasiona que D_1 conduzca, lo que crea una ruta de realimentación negativa alrededor del AO. Por el principio de tierra virtual se tiene que $v_N = 0 \text{ [V]}$, lo que indica que D_1 ahora acota la salida del AO en $v_{AO} = -V_{D1(enc)}$. Además, D_2 está apagada, por lo tanto no fluye corriente a través de R_2 y, por ende, $v_o = 0 \text{ [V]}$.
- **2 – $v_i < 0$:** Una entrada negativa ocasiona que el AO se vuelva positivo, por lo que D_2 se enciende. Lo anterior crea una ruta de realimentación negativa alternativa por medio de D_2 y R_2 , la cual todavía asegura que $v_N = 0 \text{ [V]}$. En forma clara, D_1 ahora está apagado, por lo tanto la corriente suministrada por el AO a R_2 debe ser igual a la corriente absorbida por v_i desde R_1 , o bien $(v_o - 0)/R_2 = (0 - v_i)/R_1$. De lo anterior se obtiene $v_o = (-R_2/R_1) \cdot v_i$. Además, $V_{AO} = v_o + V_{D2(enc)}$.

El comportamiento del circuito se resume de la siguiente manera

$$\begin{aligned} v_o &= 0 && \text{para } v_i > 0 \\ v_o &= -(R_2 / R_1) \cdot v_i && \text{para } v_i < 0 \end{aligned} \tag{3 – 61}$$

En síntesis, el circuito actúa como un HWR inversor con ganancia. La salida del AO v_{AO} aún cuenta con una caída de diodo por encima de v_o cuando $v_o > 0$; sin embargo, cuando $v_o = 0$, v_{AO} es sujetado en alrededor de $-0,7 \text{ [V]}$ (en lugar de estar saturado con V_{EE}), esto es, dentro de la región lineal; por ende, demora me-

nos tiempo la comutación. En consecuencia, la ausencia de retrasos relacionados con la saturación y la excursión reducida del voltaje de salida resulta en una dinámica muy mejorada.

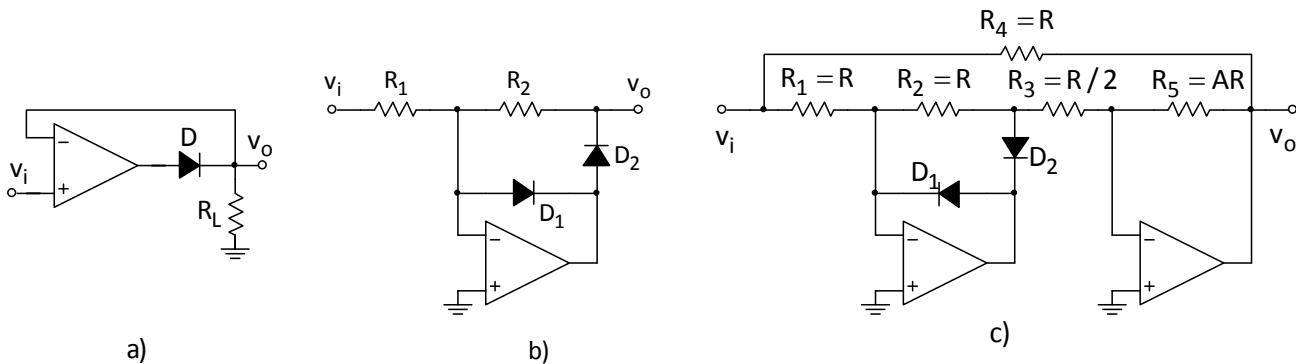


Figura 3-41: a) Rectificador de media onda (HWR), b) mejorado y c) de precisión o circuito de valor absoluto.

Rectificadores de onda completa

Una forma de sintetizar el valor absoluto de una señal es mediante la combinación de la misma señal con su versión rectificada de media onda invertida en una relación 1 a 2, como se muestra en la [Figura 3-41c](#). **Notemos que en este HWR los diodos D_1 y D_2 están en dirección contraria a los diodos D_1 y D_2 , respectivamente, de la Figura 3-41b. Lo que causa esta modificación es la inversión en las desigualdades en la ecuación (3 – 61)**. Aquí el AO_1 proporciona rectificación de media onda inversora, y AO_2 suma a v_i y a la salida v_{O1} , tenemos

$$\begin{aligned} v_O &= -\frac{R_5}{R_4}v_i - \frac{R_5}{R_3}v_{O1} = \\ &\bullet v_{O1} = \begin{cases} -(R_2/R_1)v_i & \text{para } v_i > 0V \\ 0 & \text{para } v_i < 0V \end{cases} \\ v_O &= \begin{cases} \left(-\frac{R_5}{R_4} + \frac{R_5R_2}{R_3R_1}\right)v_i = A_p \cdot v_i & \text{para } v_i > 0V \\ -\frac{R_5}{R_4}v_i = -A_n \cdot v_i & \text{para } v_i < 0V \end{cases} \end{aligned} \quad (3 - 62)$$

Para hacer que las ganancias sean iguales en ambos ciclos, tendremos que hacer que ambas ganancias sean iguales, pongamos por caso, a A . Entonces:

$$\begin{aligned} A_p &= A_n \\ -\frac{R_5}{R_4} + \frac{R_5R_2}{R_3R_1} &= \frac{R_5}{R_4} \\ \frac{R_5R_2}{R_3R_1} &= \frac{2 \cdot R_5}{R_4} \\ \frac{R_2}{R_1} &= 2 \frac{R_3}{R_4} \end{aligned}$$

Si decimos que AO_1 es usado como inversor con ganancia 1, entonces $R_2=R_1$, lo cual implica:

$$R_4 = 2 \cdot R_3$$

Esta condición hace que la relación entre las sumas del segundo inversor sea de 2 a 1. R_5 no tiene implicancia acá, lo que define es la ganancia del AO_2 . Entonces para alcanzar estas condiciones, hacemos que $R_1 = R_2 = R_4 = R$, $R_3 = R/2$ y $R_5 = A.R$. Tendremos entonces:

$$v_O = \begin{cases} A \cdot v_i & \text{para } v_i > 0V \\ -A \cdot v_i & \text{para } v_i < 0V \end{cases} \quad (3 - 63)$$

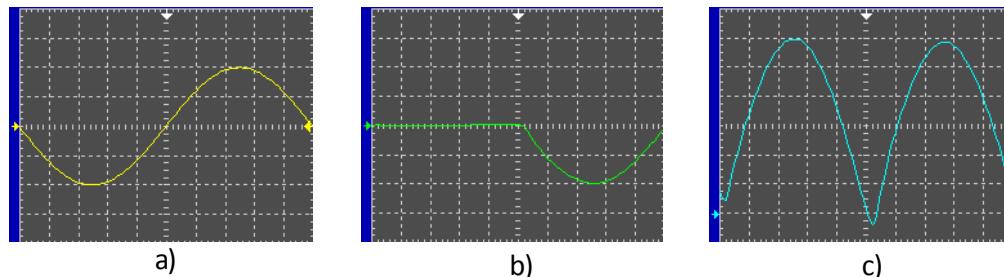


Figura 3-42: Simulación en Multisim 10, se dio los siguientes valores: $R = 1K\Omega$, $A = 3$ y $v_i = (1V) \cdot \sin [2\pi \cdot 10^3 \cdot t]$. **a)** Entrada v_i , **b)** salida del primer operacional v_{o1} y **c)** salida del segundo operacional v_o .

Convertidores de ca -cc

La aplicación más común de los circuitos de precisión de valor absoluto es la conversión de CA-CC, esto es, la generación de un voltaje de cc proporcional a la amplitud de una onda de CA dada. Para realizar esta tarea, primero se rectifica con onda completa la señal de CA, y después ésta se pasa por un filtro pasa bajas para sintetizar un voltaje de CC. Este voltaje es el *promedio* de la onda rectificada. Un convertidor de CA-CC se calibra para que cuando sea alimentado con una señal de CA proporcione como resultado el valor de la *raíz cuadrática media* [rms: root mean square]. Si la señal de entrada es una sinusoidal

$$v_i(t) = V_m \cdot \sin(2\pi f \cdot t)$$

Entonces el valor promedio, el valor eficaz y la relación entre ellos son:

$$V_{\text{prom}} = 0,637 \cdot V_m$$

$$V_{\text{rms}} = 0,707 \cdot V_m$$

$$V_{\text{rms}} = 1,11 \cdot V_m$$

3.5 – 2: Multiplicadores analógicos

Un multiplicador produce una salida v_o proporcional al producto de dos entradas v_x y v_y ,

$$v_o = k \cdot v_x \cdot v_y \quad (3-64)$$

donde k es un factor de escala, usualmente de **0,1 [1/V]**. Un multiplicador que acepta entradas de cualquier polaridad y que preserva la relación de polaridad correcta en la salida es conocido como un multiplicador de cuatro cuadrantes. Por lo general, los rangos de entrada y de salida son desde **-10 [V]** hasta **+10 [V]**. En contraste, un multiplicador de dos cuadrantes requiere que una de sus entradas sea unipolar, y un multiplicador de un cuadrante necesita que ambas entradas sean unipolares. El desempeño del multiplicador se especifica en términos de la exactitud y de la no linealidad. La exactitud representa la desviación máxima de la salida real con respecto al valor ideal predicho por la ecuación (3-64); esta desviación también es conocida como el error total. La no linealidad, también denominada error de linealidad, representa la desviación máxima de la salida con respecto al mejor ajuste a la línea recta para el caso en el que una entrada varía de extremo a extremo mientras que la otra se mantiene fija, usualmente en **+10 [V]** o **-10 [V]**. Tanto la exactitud como la no linealidad se expresan como un porcentaje de la salida de escala completa.

La dinámica de los multiplicadores se especifica en términos del ancho de banda de señal pequeña, y representa la frecuencia en la que la salida está **3 [dB]** por debajo de su valor de baja frecuencia, mientras que el ancho de banda de error absoluto **1 %**, que representa la frecuencia en la que la magnitud de salida comienza a desviarse de su valor de baja frecuencia en **1%**.

En lo que sigue, describiremos las aplicaciones básicas que se le puede dar a un multiplicador. Para ello nos servimos del AD534 y de un multiplicador básico.

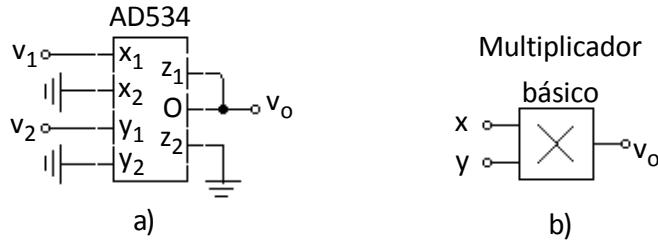
Multiplicador

Figura 3-43: a) Multiplicador analógico básico formado por un AD534 y b) bloque conformado por un amplificador básico (podría tratarse del circuito de a)).

$$(x_1 - x_2) \cdot (y_1 - y_2) = 10 \cdot (z_1 - z_2)$$

$$(v_1 - 0) \cdot (v_2 - 0) = 10 \cdot (v_0 - 0)$$

$$v_0 = \frac{v_1 \cdot v_2}{10} \quad (3-65)$$

Cuadrado de una función

Del circuito anterior, si $v_1=v_2=v_i$ entonces:

$$v_0 = v_i^2 / 10 \quad (3-66)$$

Duplicación de fase

Suponiendo que $v_i = A \cdot \sin \omega t$ y si a un multiplicador básico le agregamos un filtro pasa bajas se tiene:

$$v_0 = \frac{v_i^2}{10} = \frac{(A \cdot \sin \omega t)^2}{10} = \frac{A^2}{10} \left(\frac{1}{2} - \frac{1}{2} \cos 2\omega t \right) = \frac{A^2}{20} - \frac{A^2}{20} \cos(2\omega t) = -\frac{A^2}{20} \cos(2\omega t) = v_0 \quad (3-67)$$

Detección de fase

Si en cambio a un multiplicador básico, si a la salida le colocamos un filtro pasa altas, entonces:

$$v_0 = \frac{v_1 \cdot v_2}{10} = \frac{(A \cdot \sin \omega t) \cdot [B \cdot \sin(\omega t + \phi)]}{10} = \frac{AB}{10} (\sin \omega t) \cdot [\sin(\omega t + \phi)] = \frac{AB}{10} \left[\frac{1}{2} \cos \phi - \frac{1}{2} \cos(2\omega t + \phi) \right] =$$

$$v_0 = \frac{AB}{20} \cos \phi - \frac{AB}{20} \cos(2\omega t + \phi) = \boxed{\frac{AB}{20} \cos \phi = v_0} \quad (3-68)$$

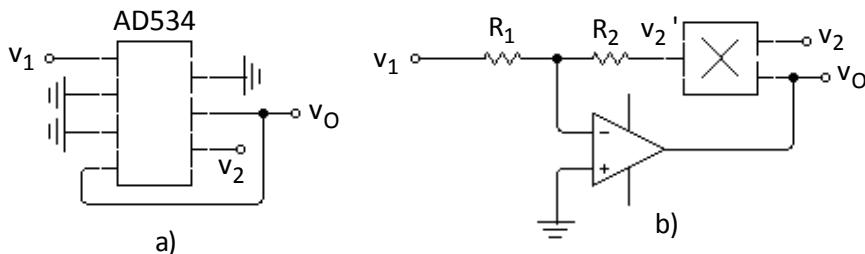
Divisor

Figura 3-44: Circuito divisor a) hecho con un AD534 y b) hecho con un multiplicador básico y un AO.

Se usa un AD534 para lograr la división, entonces:

$$(x_1 - x_2) \cdot (y_1 - y_2) = 10 \cdot (z_1 - z_2)$$

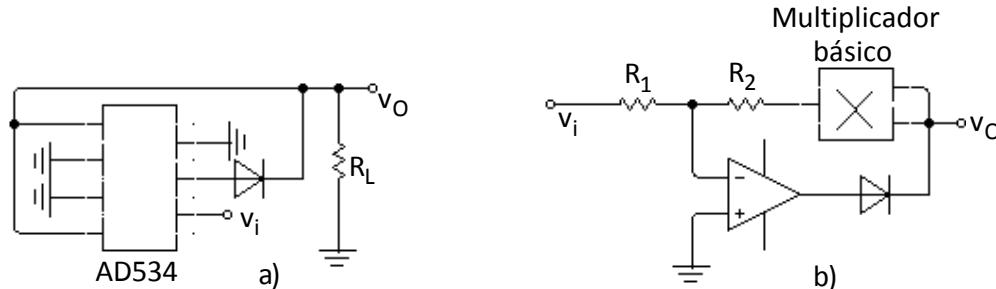
$$(v_1 - 0) \cdot (0 - v_0) = 10 \cdot (0 - v_2)$$

$$-v_1 \cdot v_0 = -10 \cdot v_2$$

$$v_0 = 10 \cdot (v_2 / v_1) \quad (3-69)$$

También puede usarse un multiplicador básico y un AO en configuración inversor

$$\begin{aligned} v_2' &= -\frac{R_2}{R_1}v_1 \rightarrow \therefore v_1 = -\frac{R_1}{R_2}v_2' = -\frac{R_1}{R_2} \frac{v_O \cdot v_2}{10} \rightarrow \therefore v_O = \left(\frac{-10 \cdot R_1}{R_2} \right) \cdot \frac{v_1}{v_2} \\ &\bullet v_2' = \frac{v_O \cdot v_2}{10} \end{aligned} \quad (3-70)$$

Raíz de una función**Figura 3-45:** Circuito que obtiene la raíz de una función **a)** con el AD534 y **b)** con un multiplicador básico

Con el AD534, tenemos

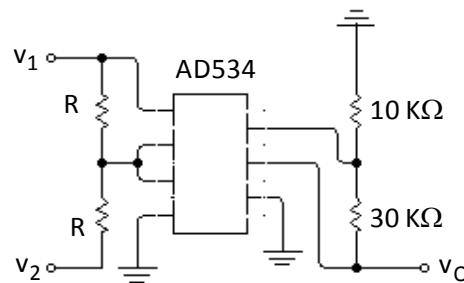
$$\begin{aligned} (x_1 - x_2) \cdot (y_1 - y_2) &= 10 \cdot (z_1 - z_2) \\ (v_O - 0) \cdot (0 - v_O) &= 10 \cdot (0 - v_i) \\ -v_O^2 &= -10 \cdot v_i \\ v_O &= \sqrt{10 \cdot v_i} \end{aligned} \quad (3-71)$$

También se puede sacar la raíz mediante un multiplicador básico y un AO en configuración inversor. Entonces, para hallar v_O , se hace $v_2 = v_O$ en la ecuación (3-70) y se tiene:

$$v_O = \left(\frac{-10 \cdot R_1}{R_2} \right) \cdot \frac{v_1}{v_2} = \left(\frac{-10 \cdot R_1}{R_2} \right) \cdot \frac{v_1}{v_O} \rightarrow \therefore v_O = \sqrt{\left(\frac{-10 \cdot R_1}{R_2} \right) \cdot v_i} \quad (3-72)$$

Diferencia de cuadrados

Usando el AD534 se usa para hallar la diferencia de cuadrados de señales.³⁸ Aquí, las resistencias de **10 [KΩ]** y **30 [KΩ]** se usan como divisor resistivo el cual permite que $z_1 = v_O/4$.

**Figura 3-46:** Circuito que realiza la diferencia de cuadrados.

$$\begin{aligned} (x_1 - x_2) \cdot (y_1 - y_2) &= 10 \cdot (z_1 - z_2) \\ \left(v_1 - \frac{v_1 + v_2}{2} \right) \cdot \left(\frac{v_1 + v_2}{2} - 0 \right) &= 10 \cdot \left(\frac{v_O}{4} - 0 \right) \\ v_O &= \frac{v_1^2 - v_2^2}{10} \end{aligned} \quad (3-73)$$

³⁸ Para hallar x_1 , x_2 e y_1 usamos el principio de superposición, similar al usado en la sección *Convertidor con carga a masa (aterrizada o fuente Howland)*; en donde para calcular el voltaje de entrada de la pata no inversora del AO en la fuente Howland mejorada v_p , se tienen en cuenta los voltajes v_2 y v_L .

Bibliografía del capítulo 2

- (Arthur) Arthur, W. *Amplificadores operacionales. Teoría y sus aplicaciones.* McGraw-Hill.
- (Coughlin & Driscoll, 1993) Coughlin, R., & Driscoll, F. (1993). *Amplificadores operacionales y circuitos integrados lineales* (1ra ed.). (M. Efré Alatorre, Trad.) Prentice-Hall Hispanoamericana S.A.
- (Franco, 2005) Franco, S. (2005). *Diseño con AO y CI analógicos* (3ra edición ed.). México: McGraw-Hill Interamericana.
- (González, 1985) González, E. (1985). *Electrónica aplicada 2. Apunte guía de clases* (Tercera ed.). Córdoba, Argentina: CET Centro de estudiantes tecnológicos.

Capítulo 3

Respuesta en frecuencia

1 – INTRODUCCIÓN¹

Hasta ahora, hemos hecho el análisis en un cierto rango de frecuencias: las medias. Esto nos permite trabajar con los efectos resistivos y de la fuente y obviar los capacitivos. En este capítulo tenemos en cuenta éstos últimos, tanto de condensadores internos (que imponen un límite de frecuencia superior y son intrínsecos a elementos activos) como externos (que imponen un límite de frecuencia inferior. Usados para el acomplamiento).

El análisis de frecuencia se hace sobre un rango extenso de la misma (generalmente de unos pocos **Hz** a los **MHz**), por ello usamos escalas semi-logarítmicas: en el eje de las abscisas, representamos el logaritmo decimal de la frecuencia; y en el de ordenadas, la ganancia en **[dB]** o el desfasaje en grados. La definición de la unidad **Bel**, referida a dos niveles de potencia **P₁** y **P₂** es

$$G = \log(P_2 / P_1)$$

El bel es una unidad demasiado grande y para aplicaciones prácticas usamos el término decibelio (**dB**) definido como la décima parte de 1 Bel, **1 [dB]=0.1 [bel]** o

$$G_{dB} = 10 \cdot \log(P_2 / P_1)$$

(1 –

V ₀ /V _i	dB	V ₀ /V _i	dB
0,5	-6	10	20
0,707	-3	40	32
1	0	100	40

¹ (Robredo Ruiz, 2001) p. 45.

2	6	1.000	60
---	---	-------	----

Tabla 1-1: Equivalencia entre «veces» y dB.

Existe una segunda definición del decibelio aplicada a las tensiones. Sustituyendo la potencia disipada por una resistencia, $P_i = V_i^2/R_i$, en (1-1), obtenemos

$$G_{dB} = 10 \cdot \log \frac{P_2}{P_1} = 10 \cdot \log \frac{V_2^2 / R_i}{V_1^2 / R_i} = 20 \cdot \log \frac{V_2}{V_1}$$

Usaremos esta última definición del decibelio en este texto. La Tabla 1-1 indica la conversión entre la ganancia (en veces o X) de un amplificador y su representación en dB.

1.1 – Consideraciones generales sobre frecuencia

La presencia de condensadores en un amplificador, así como el incremento del número de etapas en cascada, hace que la ganancia del mismo dependa de la frecuencia.

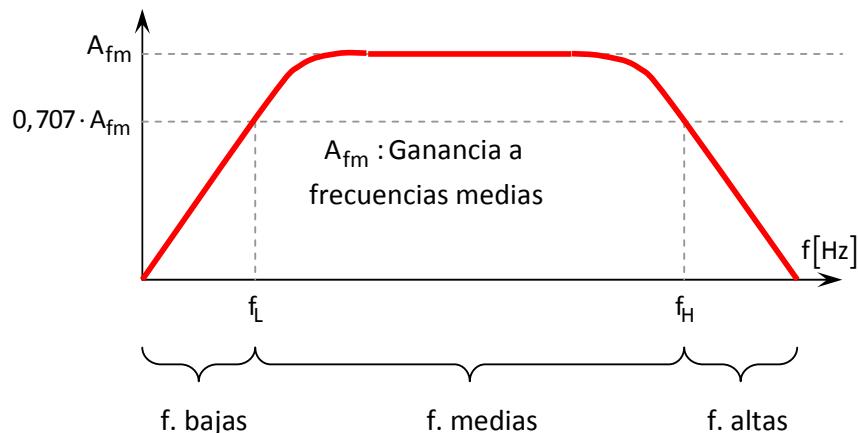


Figura 1-1: Ganancia en función de la frecuencia para un amplificador general.

La Figura 1-1 muestra la ganancia de un amplificador en función de la frecuencia. Identificamos 3 zonas:

- **Frecuencia bajas:** aquí el efecto de los condensadores de acople y desacople es importante. Estos condensadores imponen una limitación en baja frecuencia ya que no pueden considerarse infinitos. Como regla general, debe existir en la función de transferencia un cero en baja frecuencia y un polo en una frecuencia un poco superior para cancelar dicho cero y que la ganancia quede así con valor constante, que es el valor que toma la ganancia a frecuencias medias.
- **Frecuencias medias:** a estas frecuencias los condensadores mencionados antes, tienen impedancia nula y se pueden sustituir por un corto-circuito. El modelo de análisis que usaremos tanto para bajas como para medias frecuencias es el híbrido, sólo que en el caso de bajas frecuencias no podremos considerar a los condensadores como si tuvieran valor infinito.

- **Frecuencias altas:** en esta franja, los parámetros de pequeña señal de los transistores que dependen de la frecuencia así como las capacidades parásitas asociadas a los dispositivos activos son importantes. Para poder representar esta limitación, usaremos el modelo incremental o Giacoletto, el cual incluye los condensadores antes mencionados.

Estas 3 zonas están definidas por dos parámetros: la **frecuencia de corte inferior** o f_L (*frequency low*) y **frecuencia de corte superior** o f_H (*frequency high*). Ambos parámetros se definen como la frecuencia a la cual la ganancia del amplificador decae en $1/\sqrt{2}$ (o 0,707) veces o **3dB**² con respecto a la ganancia del amplificador a frecuencias medias. El **ancho de banda AB** del amplificador o **Bandwidth (BW)** se define como

$$BW = f_H - f_L$$

La [Figura 1-1](#) corresponde un diagrama de Bode de la magnitud de la ganancia. Para completar el análisis necesitamos saber también el diagrama de Bode de fase. Usaremos estos dos diagramas para analizar la respuesta en frecuencia de la ganancia de un amplificador dependiendo del caso que se nos presente.

1.2 – Modelos de análisis

La configuración que vamos a usar para analizar la respuesta en frecuencia de un amplificador es la de emisor común. Dicha configuración aparece en la [Figura 1-2](#), con todas las capacidades a tener en cuenta.

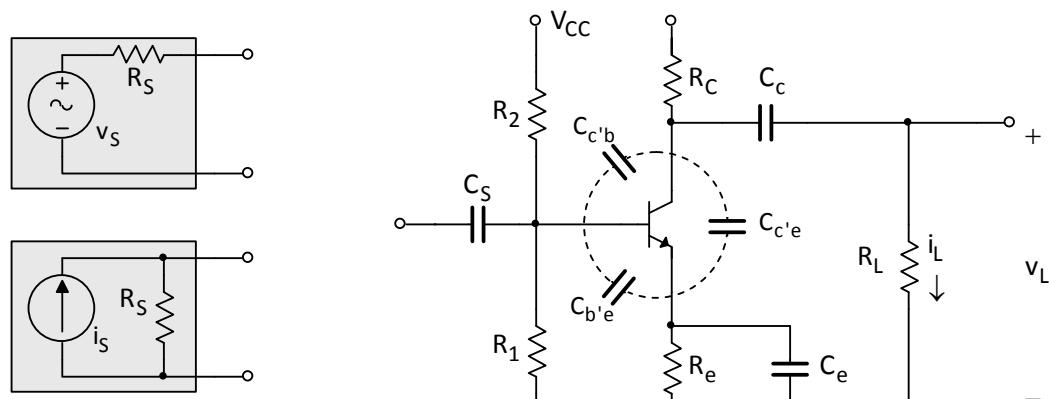


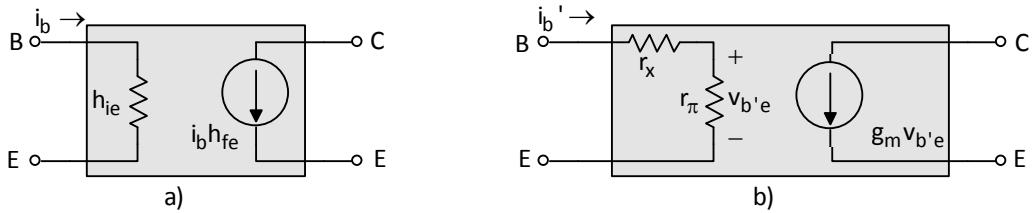
Figura 1-2: Circuito amplificador en configuración EC con los condensadores asociados.

Podemos usar dos modelos de análisis según nos convenga –[Figura 1-3](#)–:

- El modelo **híbrido** o de parámetros **h**: es el que venimos usando desde Aplicada 1. Para este caso usamos a la entrada del amplificador una fuente de corriente en paralelo con una resistencia, por ello nos conviene calcular con este modelo la ganancia de corriente. Lo usamos para baja y media frecuencia.

² Estos 3dB que cae son respecto a la tensión, en potencia decaer 3 decibeles significa decaer a la mitad.

- El modelo **incremental**, de Giacoletto o de parámetros π : llamado así porque las ecuaciones involucradas (de nudos) se definen en función de incrementos. En este caso debemos usar a la entrada del amplificador, una fuente de tensión en serie con una resistencia; por ello nos conviene calcular aquí la ganancia de tensión. Por lo general lo usamos en alta frecuencia, aunque también podemos –y en algunos apuntes lo hace– usarlo para baja frecuencia.



1.2 – 1: Modelo híbrido o de parámetros h

Este modelo es el que usamos para analizar el comportamiento del amplificador en baja frecuencia, [Figura 1-3a](#). Debemos tener en cuenta los condensadores de acoplamiento y desacoplamiento que usábamos en Aplicada 1, estos son:

- **Condensador de acoplamiento de entrada C_s :** acopla³ la señal hacia el interior de la entrada del amplificador, pero evita que el generador de señal (o el circuito anterior al transistor) altere la tensión continua establecida por la red de polarización.
- **Condensador de desacoplamiento C_e :** la resistencia R_e se coloca en el circuito para estabilizar el punto de trabajo Q , pero para alterna provoca una disminución en la amplificación de señales, esto se ve reflejado en la pendiente de la recta de carga $-1/(R_L + R_e)$. Por lo tanto, R_e es un elemento necesario para continua pero que sería preferible eliminar para alterna. Esto lo logramos conectando un condensador (C_e) en paralelo con R_e .
- **Condensador de acoplamiento de salida C_c :** en la mayoría de las aplicaciones necesitamos que por la carga circule solo alterna, para ello necesitamos filtrar de algún modo la continua. Para lograr lo anterior ponemos un condensador (C_c) entre el colector y la masa, acoplando la carga al colector. Se bloquea así, el paso de continua a la carga.

Para evitar la influencia de las distintas frecuencias de alterna, estos tres condensadores eran de capacidad infinita, o sea, estaban a masa para todas las frecuencias.

1.2 – 2: Modelo incremental o Giacoletto

El modelo incremental es el que aparece en la [Figura 1-3b](#). La corriente de la malla de salida está en función de una tensión en lugar de una corriente y aparece una variable g_m . Las resistencias y condensadores que aparecen en este modelo son:

³ En este caso, el verbo «acoplar» significa eliminar la señal continua sobre la que viene montada una señal dejando sólo la alterna.

- **r_{bb}' (o r_x):** es la resistencia transversal de base, también llamada resistencia de difusión de base a emisor. Entre la unión de base y la terminal de base (B) existe una resistencia óhmica de base (r_{bb}'), que puede incluir la resistencia de contacto del electrodo de base. Es la resistencia de la zona P o N de la base que no trabaja como tal, usualmente se considera constante y su valor se encuentra en un en un margen de **10 a 50 [Ω]**.
- **$r_{b'e}$ (o r_π):** es la resistencia dinámica de la unión base-emisor y por lo general es mucho mayor que r_{bb}' , por eso se la desprecia (a r_{bb}') en la igualdad **(1 – 2)**.
- **$r_{b'c}$ (o r_μ):** es la resistencia que tiene en cuenta el efecto de la modulación del ancho de la base sobre la característica de entrada. En otras palabras, representa una realimentación desde el colector a la base. En este sentido, juega esencialmente el mismo papel que h_{re} en el circuito equivalente de parámetros h . Su valor es muy grande (del orden de los **MΩ**). Es por esta razón que prescindimos de ella en la **Figura 1-3b**.
- **C_{bc} (o C_μ):** cuando el colector se polariza negativamente respecto de la base, los huecos y los electrones pasan de una región a otra (dependiendo si el transistor es **npn** o **pnp**) formando así una región de agotamiento. Esta región de agotamiento, que tiene los electrones de un lado y los huecos del otro, actúa como un condensador. Esta capacidad es más bien pequeña y varía aproximadamente **30 [pF]** en los transistores de baja potencia hasta menos de **1 [pF]** en los transistores de alta frecuencia. Este condensador disminuye la ganancia del transistor, genera una realimentación negativa (muestra de tensión mezcla en paralelo). La impedancia utilizada para representar a C_{bc} será **$1/C_{bc} \cdot p$** .
- **C_{be} (o C_η):** además existe una capacidad de difusión en la unión base-emisor. Esta capacidad es el resultado del retardo de tiempo que ocurre cuando un hueco se mueve desde el emisor hasta el colector por difusión a través de la base. En alta frecuencia produce una realimentación negativa que disminuye el módulo de la ganancia del transistor. C_{be} es mucho mayor que C_{bc} . Los valores típicos están comprendidos entre **100 y 5000 [pF]**. La impedancia utilizada para representar a C_{bc} será **$1/C_{be} \cdot p$** .
- **C_{ce} :** es la capacidad existente entre el colector y emisor, y no se incluye en las hojas de datos a menos que afecte la respuesta de algún tipo de transistor en alguna aplicación específica. Por ello, al igual que r_μ , prescindimos de ella en la **Figura 1-3b**.

Si hacemos las comparaciones entre el modelo de parámetros híbridos y el incremental, tendremos las siguientes relaciones

$$\begin{aligned}
 h_{ie} &= r_x + r_\pi \cong r_x + \frac{25mV \cdot h_{fe}}{I_{CQ}} & \rightarrow & \quad r_\pi \cong h_{ie} & (1 - \\
 h_{fe} \cdot i_{b'} &= h_{fe} \cdot i_{b'} \cdot \frac{r_\pi}{r_\pi} = \left(\frac{h_{fe}}{r_\pi} \right) \cdot (i_{b'} \cdot r_\pi) = g_m \cdot v_{b'e} & \rightarrow & \quad g_m = \frac{h_{fe}}{r_\pi} & \\
 \end{aligned}$$

(1 – 3)

La diferencia entre los dos modelos sale de leer las ecuaciones: una es que la ecuación $25\text{mV} \cdot h_{fe} / I_{CQ}$ no es h_{ie} sino que es igual a r_π , y la otra es que la tensión $v_{b'e}$ es la tensión no en los bordes de r_π en lugar de la resistencia total de entrada ($r_x + r_\pi$).

2 – ANÁLISIS A FRECUENCIAS BAJAS⁴

Realizamos el análisis del circuito visto anteriormente con cada uno de los tres condensadores, considerando los otros dos de valor infinito. También analizamos el efecto que tienen conjuntamente C_s con C_c . Por último vemos el efecto que tienen los tres juntos. Para simplificar el cálculo, despreciamos la resistencia de polarización R_b .

En cada una de las sub-secciones siguientes analizamos:

- El modelo híbrido – Cálculo de la ganancia de corriente;
- El cálculo para encontrar la frecuencia de corte inferior;
- El diagrama de Bode de módulo y fase;
- La respuesta al escalón unitario;
- El modelo incremental – Calculo de la ganancia de tensión y
- El método de la pulsación propia – Cálculo de la frecuencia de corte inferior.

2.1 – Considerando el condensador de acoplamiento de entrada C_s

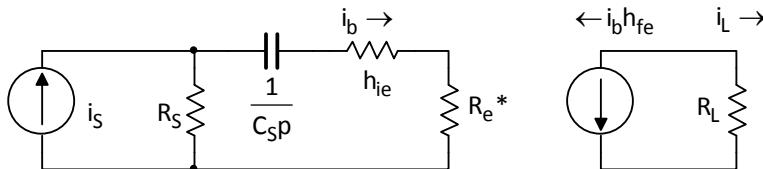


Figura 2-1: Equivalente para pequeña señal con capacitor de acoplamiento de entrada.

Análisis mediante el modelo híbrido – Cálculo de la ganancia de corriente

La ganancia de corriente a frecuencias medias ($A_{i,fm}$) es (sin tener en cuenta X_{Cs})

$$\begin{aligned} A_{i,fb} &= \frac{i_L}{i_S} = \frac{i_L}{i_b} \cdot \frac{i_b}{i_S} = \frac{-h_{fe}R_S}{R_{TS}} \\ &\bullet \frac{i_L}{i_b} = -h_{fe} \\ &\bullet \frac{i_b}{i_S} = \frac{R_S}{\underbrace{R_S + h_{ie} + R_e^*}_{R_{TS}}} = \frac{R_S}{R_{TS}} \end{aligned}$$

Y la ganancia de corriente a frecuencias bajas (teniendo en cuenta X_{Cs}) será

$$A_{i,fb} = \frac{i_L}{i_S} = \frac{i_L}{i_b} \cdot \frac{i_b}{i_S} = \frac{-h_{fe}R_S}{R_{TS}} \cdot \frac{p}{p+p_S} = \boxed{A_{i,fb} \cdot \frac{p}{p+p_S} = A_{i,fb}} \quad (2 -$$

⁴ (Schilling & Belove) p. 407.

$$\frac{i_b}{i_s} = \frac{R_S}{\underbrace{R_S + h_{ie} + R_e^*}_{R_{TS}} + \frac{1}{C_S p}} = \frac{R_S}{R_{TS} + \frac{1}{C_S p}} = \frac{R_S C_S p}{R_{TS} C_S p + 1} = \frac{R_S}{R_{TS}} \cdot \frac{p}{p + \frac{1}{C_S R_{TS}}} = \frac{R_S}{R_{TS}} \cdot \frac{p}{p + p_S}$$

Frecuencia de corte inferior

Para encontrar la frecuencia de corte inferior buscamos el valor de frecuencia ω_L para el cual la ganancia $A_{i;fm}$ decae 3dB, o a un valor de $0,707 A_{i;fm}$. Primero hacemos el cambio de variable $p=j\omega$, luego valuamos a ω en ω_L .

$$\begin{aligned} |A_{i;fb}(p=j\omega)| &= \frac{|A_{i;fm}|}{\sqrt{2}} \\ \left| A_{i;fm} \frac{j\omega_L}{j\omega_L + \omega_S} \right| &= \\ |A_{i;fm}| \cdot \left| \frac{j\omega_L}{j\omega_L + \omega_S} \right| &= \\ \frac{\omega_L}{\sqrt{\omega_L^2 + \omega_S^2}} &= \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \frac{\sqrt{2\omega_L^2}}{\sqrt{\omega_L^2 + \omega_S^2}} &= 1 \\ 2\omega_L^2 &= \omega_L^2 + \omega_S^2 \\ \omega_L = \omega_S &= \frac{1}{C_S R_{TS}} = \frac{1}{C_S (R_S + h_{ie} + R_e^*)} \end{aligned}$$

Y la frecuencia de corte inferior f_L será

$$f_L = f_S = \frac{1}{2\pi \cdot C_S (R_S + h_{ie} + R_e^*)} \quad (2 -)$$

El sufijo **L** se refiere a *low* (de baja o inferior) y **S** significa que es la frecuencia de corte inferior debida al condensador C_S .

Diagrama de Bode

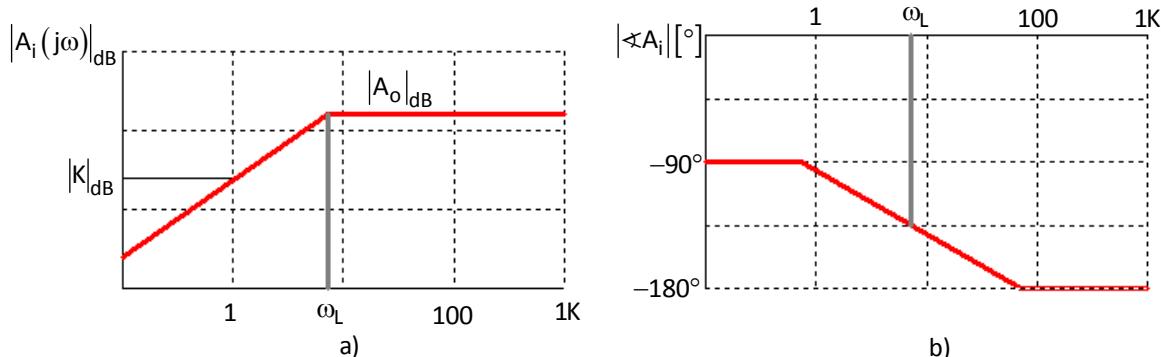


Figura 2-2: Diagrama de Bode de la función de transferencia de la ganancia de corriente a frecuencias bajas teniendo en cuenta el condensador de entrada C_s , a) diagrama de módulo y b) diagrama de fase.

$$|A_i(j\omega)| = \left| A_{i,fm} \frac{j\omega}{j\omega + \omega_L} \right| = \left| A_{i,fm} \cdot \frac{j\omega}{\omega_L} \cdot \frac{1}{1 + j\omega/\omega_L} \right| = \left| A_{i,fm} \right| \cdot \frac{|j\omega|}{|\omega_L|} \cdot \frac{1}{\sqrt{\left(\omega/\omega_L\right)^2 + 1}}$$

Módulo: $|A_i(j\omega)|_{dB} = 20 \cdot \log \frac{A_{i,fm}}{\omega_L} + 20 \cdot \log \omega - 20 \cdot \log \sqrt{\left(\omega/\omega_L\right)^2 + 1}$

Fase: $\angle A_i(j\omega) = \tan^{-1}\left(\frac{0}{A_{i,fm}/\omega_L}\right) - 180^\circ + \tan^{-1}\left(\frac{\omega}{0}\right) - \tan^{-1}\left(\frac{\omega}{\omega_L}\right)$ ⁵

Respuesta al escalón

La respuesta del circuito al escalón unitario [$x(t)=\mu(t)$], sabiendo que $X(p)=1/p$, será

$$Y(p) = F(p) \cdot X(p) = A_{i,fm} \frac{p}{p + p_S} \cdot \frac{1}{p} = \frac{A_{i,fm}}{p + p_S}$$

Y la respuesta en el tiempo será la anti transformada de $Y(p)$.

$$y(t) = \mathcal{E}^{-1}\{Y(p)\} = \mathcal{E}^{-1}\left\{\frac{A_{i,fm}}{p + p_S}\right\} = A_{i,fm} \cdot e^{-p_S t} = A_{i,fm} \cdot e^{-t/\tau} = y(t) \quad (2 -$$

Donde: $\tau = \frac{1}{\omega_1} = C_S \cdot [R_S + R_b || (h_{ie} + R_e^*)]$

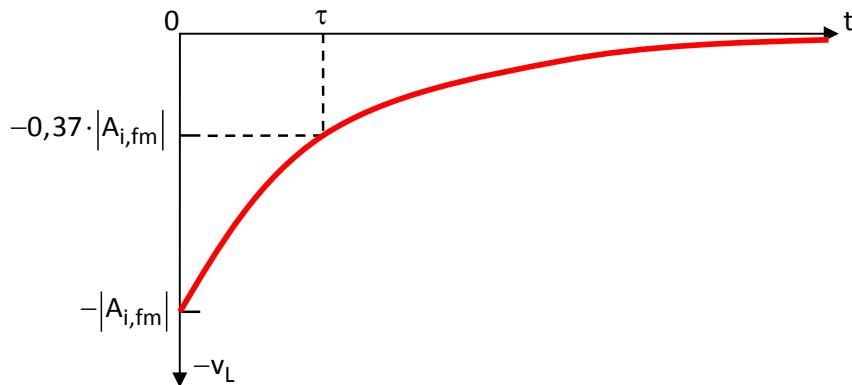


Figura 2-3: Respuesta en el tiempo de la función de transferencia al escalón unitario.

Análisis utilizando el modelo incremental

Como dijimos, al usar este modelo nos conviene calcular la ganancia de tensión.

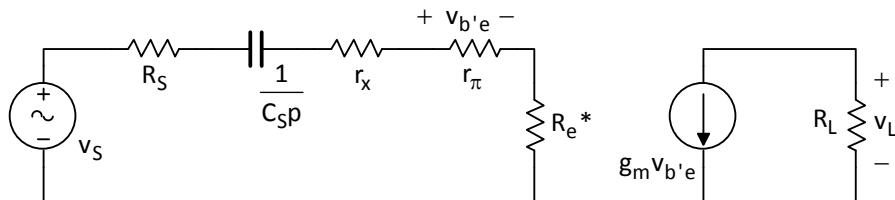


Figura 2-4: Circuito equivalente para alterna (modelo incremental) de un amplificador en configuración EC para bajas frecuencias considerando solamente el condensador de acople de entrada C_s .

La ganancia de tensión a frecuencias medias es

⁵ $A_{i,fm}$ es negativa, por eso el -180° .

$$A_{v, fm} = \frac{V_L}{V_S} = \frac{V_L}{V_{b'e}} \cdot \frac{V_{b'e}}{V_S} = \frac{-g_m R_L r_\pi}{R_{TSV}}$$

$$\bullet \frac{V_L}{V_{b'e}} = -g_m R_L$$

$$\bullet \frac{V_{b'e}}{V_S} = \frac{r_\pi}{\underbrace{R_S + r_x + r_\pi + R_e}_R_{TSV}} = \frac{r_\pi}{R_{TSV}}$$

La ganancia de tensión a frecuencias bajas

$$A_{v, fb} = \frac{V_L}{V_S} = \frac{V_L}{V_{b'e}} \cdot \frac{V_{b'e}}{V_S} = \frac{-g_m R_L r_\pi}{R_{TSV}} \cdot \frac{p}{p + p_{SV}} = \boxed{A_{v, fm} \cdot \frac{p}{p + p_{SV}}} \quad (2-1)$$

$$\bullet \frac{V_{b'e}}{V_S} = \frac{r_\pi}{R_S + \frac{1}{C_S p} + r_x + r_\pi + R_e} = \frac{r_\pi}{R_{TSV} + \frac{1}{C_S p}} = \frac{r_\pi C_S p}{R_{TSV} C_S p + 1} = \frac{r_\pi}{R_{TSV}} \cdot \frac{p}{p + \frac{1}{C_S R_{TSV}}} = \frac{r_\pi}{R_{TSV}} \cdot \frac{p}{p + p_{SV}}$$

La ganancia de tensión a frecuencias bajas tiene la misma forma que la ecuación (2-1); es obvio, entonces, que su Bode tendrá la misma forma –aunque no los mismos valores, puesto que se trata aquí de una ganancia de tensión– que el de la **Figura 2-2**. Lo mismo sucede con su respuesta al escalón unitario, cuyos gráfico y ecuación serán similares a la **Figura 2-3**, y a la ecuación (2-3) respectivamente.

Método de la pulsación propia

En este método buscamos un cero de admitancia entre las terminales del condensador en cuestión, en este caso será C_S .

$$Y_{CS} + Y_T = 0$$

$$C_S p_C + \frac{1}{R_T} = 0$$

$$\therefore p_C = -\frac{1}{C_S R_T} \quad (2-2)$$

La resistencia R_T será justamente la que vea el condensador desde sus terminales, así

$$R_T = R_S + R_b \parallel (r_x + r_\pi)$$

Volviendo a la ecuación (2-5) tenemos

$$p_C = -\frac{1}{C_S [R_S + R_b \parallel (r_x + r_\pi)]}$$

Y la frecuencia de corte inferior estará dada por

$$f_{LC} = \frac{1}{2\pi \cdot C_S [R_S + R_b \parallel (r_x + r_\pi)]} \quad (2-3)$$

2.2 – Considerando el condensador de desacople C_e

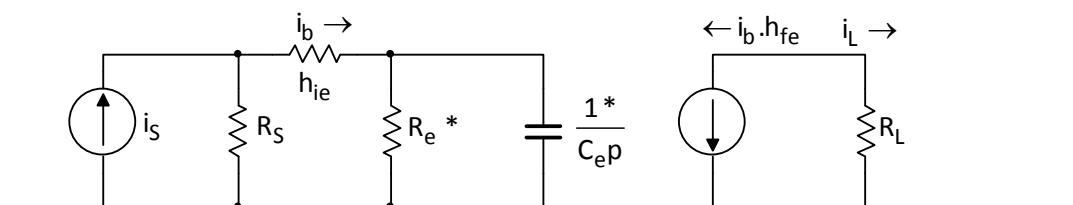


Figura 2-5: Equivalente para pequeña señal con capacitor de desacople de emisor

Análisis mediante el modelo híbrido – Cálculo de la ganancia de corriente

Ganancia de corriente a frecuencias medias:

$$A_{i;fm} = \frac{i_L}{i_b} \frac{i_b}{i_S} = \frac{-h_{fe} \cdot R_S}{R_S + h_{ie}} \quad (2 -$$

Ganancia de corriente a frecuencias bajas:

$$\begin{aligned} A_{i;fb} &= \frac{i_L}{i_b} \frac{i_b}{i_S} = \frac{-h_{fe} \cdot R_S}{R_S + h_{ie} + \left[R_e \parallel \frac{1}{Cp} \right]^*} = \frac{-h_{fe} \cdot R_S}{R_S + h_{ie} + \left(\frac{R_e / Cp}{R_e + 1/Cp} \right)^*} = \frac{-h_{fe} \cdot R_S}{R_S + h_{ie} + \frac{R_e^* / Cp}{R_e + 1/Cp}} = \\ &= \frac{-h_{fe} \cdot R_S}{R_S + h_{ie} + \frac{R_e^*}{C.R_e p + 1}} = \frac{-h_{fe} R_S \cdot (CR_e \cdot p + 1)}{(R_S + h_{ie}) \cdot (CR_e \cdot p + 1) + R_e^*} = \frac{-h_{fe} R_S (CR_e \cdot p + 1)}{(R_S + h_{ie}) CR_e \cdot p + (R_S + h_{ie} + R_e^*)} = \\ &= \frac{-h_{fe} R_S C.R_e \left(p + \frac{1}{CR_e} \right)}{(R_S + h_{ie}) C.R_e \left[p + \frac{R_S + h_{ie} + R_e^*}{(R_S + h_{ie}) C.R_e} \right]} = \frac{-h_{fe} R_S (p + z_e)}{(R_S + h_{ie}) \cdot (p + p_e)} = A_{i;fm} \frac{p + p_1}{p + p_2} \\ A_{i;fb} &= A_{i;fm} \frac{p + z_e}{p + p_e} \end{aligned} \quad (2 -$$

Tenemos un cero en $z_e = \frac{1}{C_e \cdot R_e}$ y un polo en $p = \frac{1}{C_e \cdot [(R_S + h_{ie})' \parallel R_e]}$.

Por lo general, fijamos $R_e \gg R_{eq}$ de modo que el cero se encuentre mucho más abajo que el polo.

Frecuencia de corte inferior:

$$\begin{aligned} |A_{i;fb}(p = j\omega)| &= \left| A_{i;fm} \frac{j\omega_L + \omega_1}{j\omega_L + \omega_2} \right| = \frac{|A_{i;fm}|}{\sqrt{2}} \\ |A_{i;fm}| \cdot \left| \frac{j\omega_L + \omega_1}{j\omega_L + \omega_2} \right| &= \frac{|A_{i;fm}|}{\sqrt{2}} \\ \frac{\sqrt{\omega_L^2 + \omega_1^2}}{\sqrt{\omega_L^2 + \omega_2^2}} &= \frac{1}{\sqrt{2}} \end{aligned}$$

Pero como $R_e \gg R_{eq}$, lo cual implica que $\omega_2 \gg \omega_1$, entonces

$$\frac{\sqrt{2\omega_L^2}}{\sqrt{\omega_L^2 + \omega_2^2}} = 1$$

$$2\omega_L^2 = \omega_L^2 + \omega_2^2$$

$$\omega_L = \omega_2 = \frac{1}{C_S [R_S + R_b || (h_{ie} + h_e^*)]}$$

Y la frecuencia de corte inferior f_L será

$$f_{Le} = f_2 = \frac{1}{2\pi \cdot C_e \cdot [R_e || (R_S' + h_{ib})]} \quad (2 -)$$

Diagrama de Bode:

$$A_{i,fb}(j\omega) = A_{i,fm} \frac{j\omega + \omega_1}{j\omega + \omega_2} = \frac{A_{i,fm} \cdot \omega_1}{\omega_2} \cdot \frac{j\omega / \omega_1 + 1}{j\omega / \omega_2 + 1} = A_o \frac{j\omega / \omega_1 + 1}{j\omega / \omega_2 + 1}$$

$$\text{Módulo: } |A_i|_{dB} = 20 \cdot \log |A_o| + 20 \cdot \log \sqrt{(\omega / \omega_1)^2 + 1} - 20 \cdot \log \sqrt{(\omega / \omega_2)^2 + 1}$$

$$\text{Fase: } \angle A_i \text{ grados} = -180^\circ + \arctan(\omega / \omega_1) - \arctan(\omega / \omega_2)$$

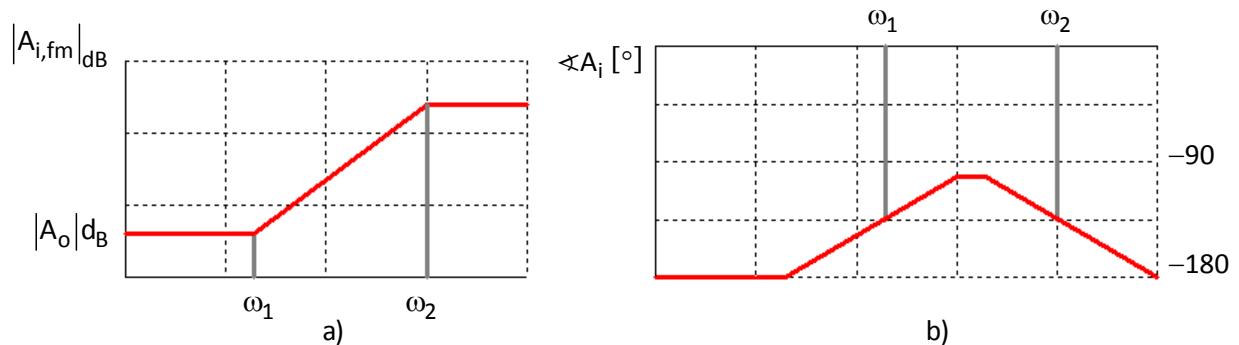


Figura 2-6: Diagrama de Bode de módulo y de fase de la función de transferencia de la ganancia de corriente a frecuencias bajas teniendo en cuenta el condensador de desacople C_e .

Respuesta al escalón:

$$Y(p) = F(p) \cdot X(p) = A_{i,fm} \frac{p+p_1}{p+p_2} \cdot \frac{1}{p} = \frac{A}{p} + \frac{B}{p+p_2} = \frac{A_{i,fm} \frac{p_1}{p_2}}{p} - \frac{A_{i,fm} \frac{p_1-p_2}{p_2}}{p+p_2} = Y(p)$$

- $A = \lim_{p \rightarrow 0} p \cdot F(p) \cdot X(p) = \lim_{p \rightarrow 0} A_{i,fm} \frac{p+p_1}{p+p_2} = A_{i,fm} \frac{p_1}{p_2}$
- $B = \lim_{p \rightarrow -p_2} (p+p_2) \cdot F(p) \cdot X(p) = \lim_{p \rightarrow -p_2} A_{i,fm} \frac{p+p_1}{p} = A_{i,fm} \frac{p_1-p_2}{-p_2}$

Y la respuesta en el tiempo será la anti transformada de $Y(p)$:

$$y(t) = \mathcal{E}^{-1}\{Y(p)\} = A_{i,fm} \left(\frac{p_1 - p_1 - p_2 e^{-p_2 t}}{p_2} \right) = y(t)$$

$$\text{Donde: } \tau_2 = \frac{1}{p_2} = \frac{1}{\omega_2} = C_e \cdot [R_e \parallel (R'_S + h_{ib})]$$

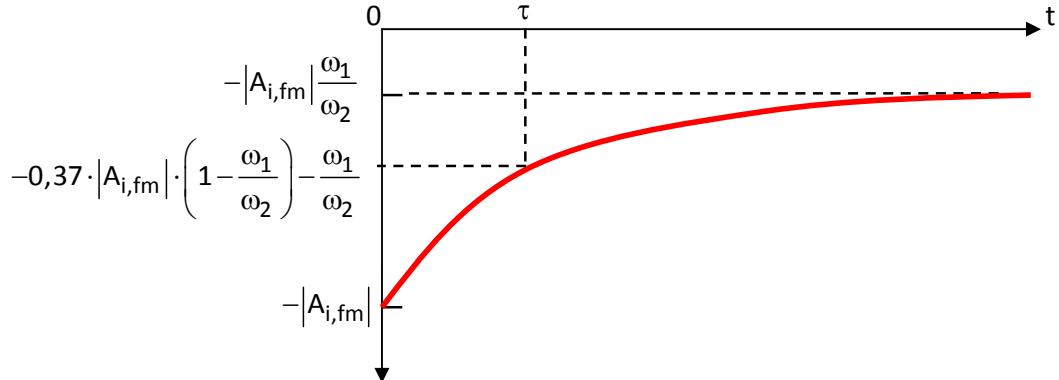


Figura 2-7: Respuesta en el tiempo de la función de transferencia (considerando solo a C_e) escalón unitario.

Análisis mediante el modelo incremental

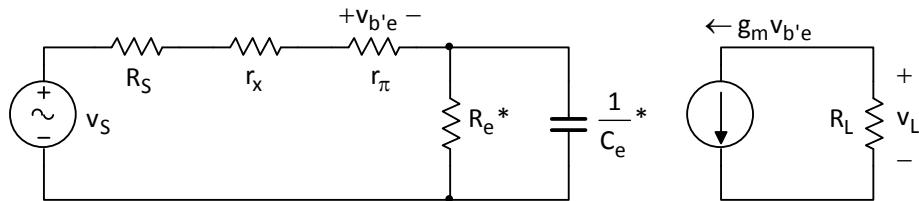


Figura 2-8: Circuito equivalente para alterna (modelo incremental) de un amplificador en configuración EC para bajas frecuencias considerando solamente el condensador de desacople C_e .

La ganancia de tensión a frecuencias medias es

$$A_{v,fb} = \frac{V_L}{V_S} = \frac{V_L}{V_{b'e}} \cdot \frac{V_{b'e}}{V_S} = \frac{-g_m R_L r_\pi}{R_S + r_x + r_\pi}$$

$$\bullet \frac{V_L}{V_{b'e}} = -g_m R_L$$

$$\bullet \frac{V_{b'e}}{V_S} = \frac{r_\pi}{r_\pi + r_x + R_S}$$

La ganancia de tensión a frecuencias bajas es

$$A_{v,fb} = \frac{V_L}{V_{b'e}} \cdot \frac{V_{b'e}}{V_S} = \frac{-g_m R_L r_\pi}{R_S + r_x + r_\pi} \cdot \frac{p + z_{e'}}{p + p_{e'}} = A_{v,fb} \cdot \frac{p + z_{e'}}{p + p_{e'}} \quad (2-1)$$

$$\bullet \frac{V_{b'e}}{V_S} = \frac{r_\pi}{R_S + r_x + r_\pi + \left(R_e \parallel \frac{1}{C_e p} \right)^*} = \frac{r_\pi}{R_S + r_x + r_\pi + \frac{R_e^*}{R_e C_e p + 1}} = \frac{r_\pi}{(R_S + r_x + r_\pi)(R_e C_e p + 1) + R_e^*} =$$

$$\begin{aligned}
&= \frac{r_\pi (R_e C_e p + 1)}{(R_S + r_x + r_\pi) R_e C_e p + R_S + r_x + r_\pi + R_e^*} = \frac{r_\pi R_e C_e}{(R_S + r_x + r_\pi) R_e C_e} \cdot \frac{p + \frac{1}{C_e R_e}}{p + \frac{R_S + r_x + r_\pi + R_e^*}{(R_S + r_x + r_\pi) R_e C_e}} = \\
&= \frac{r_\pi}{R_S + r_x + r_\pi} \cdot \frac{p + z_{e'}}{p + p_{e'}}
\end{aligned}$$

Los gráficos de Bode y de respuesta al escalón unitario son similares a los sacados con el análisis con el modelo híbrido, pues tiene similar forma de la función de transferencia.

Método de la pulsación propia

La resistencia equivalente vista desde las terminales de C_e y teniendo en cuenta la reflexión es

$$R_T = R_e \parallel \left(\frac{r_\pi + r_x + R_S}{h_{fe}} \right)$$

Siguiendo el mismo procedimiento que en el caso anterior, la frecuencia de corte inferior será

$$f_{Le} = \frac{1}{2\pi \cdot C_e \cdot R_T} = R_e \parallel \left(\frac{r_\pi + r_x + R_S}{h_{fe}} \right) \quad (2-1)$$

2.3 – Considerando el condensador de acoplamiento de salida C_c

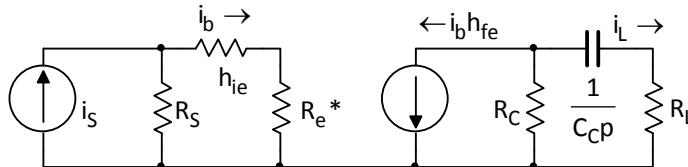


Figura 2-9: Modelo equivalente para pequeña señal con capacitor de acoplamiento de salida.

Análisis mediante el modelo híbrido – Cálculo de la ganancia de corriente

La ganancia de corriente a frecuencias medias es

$$\begin{aligned}
A_{i,fm} &= \frac{i_L}{i_S} = \frac{i_L}{i_b} \cdot \frac{i_b}{i_S} = \frac{-h_{fe} R_C}{R_C + R_L} \cdot \frac{R_S}{R_S + h_{ie} + R_e^*} \\
&\cdot \frac{i_L}{i_b} = \frac{-h_{fe} R_C}{R_C + R_L} \\
&\cdot \frac{i_b}{i_S} = \frac{R_S}{R_S + h_{ie} + R_e^*}
\end{aligned}$$

La ganancia de corriente a frecuencias bajas es

$$A_{i,fb} = \frac{i_L}{i_S} = \frac{i_L}{i_b} \cdot \frac{i_b}{i_S} = \frac{-h_{fe} R_C}{R_C + R_L} \cdot \frac{p}{p + p_C} \cdot \frac{R_S}{R_S + h_{ie} + R_e^*} = A_{i,fm} \cdot \frac{p}{p + p_C} = A_{i,fb} \quad (2-1)$$

$$\bullet \frac{i_L}{i_b} = \frac{-h_{fe}R_C}{R_C + R_L + \frac{1}{C_C p}} = \frac{-h_{fe}R_C C_C p}{(R_C + R_L)C_C p + 1} = \frac{-h_{fe}R_C}{R_C + R_L} \cdot \frac{p}{p + \frac{1}{C_C (R_C + R_L)}} = \frac{-h_{fe}R_C}{R_C + R_L} \cdot \frac{p}{p + p_C}$$

Frecuencia de corte inferior ω_L , diagrama de Bode y respuesta al escalón:

La frecuencia de corte inferior, el diagrama de Bode y la respuesta en escalón son similares al caso del condensador de acoplamiento de entrada, pues tenemos un cero al origen y un polo.

Tenemos un cero en $p=0$ y un polo en $p=\frac{1}{C_C(R_C+R_L)}$

La frecuencia de corte inferior será $f_L = \frac{1}{2\pi \cdot C_C \cdot (R_C + R_L)}$

(2 - 1)

2.4 – Considerando los condensadores C_C y C_S

Análisis mediante el modelo híbrido – Cálculo de la ganancia de corriente

La ganancia de corriente a frecuencias medias es

$$\begin{aligned} A_{i,fm} &= \frac{i_L}{i_b} \cdot \frac{i_b}{i_S} = \frac{-h_{fe}R_L}{R_C + R_L} \cdot \frac{R_s}{R_s + h_{ie} + R_e^*} \\ \bullet \frac{i_L}{i_b} &= \frac{-h_{fe}R_L}{R_C + R_L} \\ \bullet \frac{i_b}{i_S} &= \frac{R_s}{R_s + h_{ie} + R_e^*} \end{aligned} \quad (2 - 1)$$

La ganancia de corriente a frecuencias bajas es

$$\begin{aligned} A_{i,fb} &= \frac{i_L}{i_b} \cdot \frac{i_S}{i_S} = \frac{-h_{fe}R_C}{R_C + R_L} \cdot \frac{p}{p + p_C} \cdot \frac{h_{ie} + R_e^*}{h_{ie} + R_e^*} \cdot \frac{R_s}{R_s + h_{ie} + R_e^*} \cdot \frac{p}{p + p_S} = \\ \bullet \frac{i_L}{i_b} &= \frac{-h_{fe}R_C}{R_C + \frac{1}{C_C p} + R_L} = \frac{-h_{fe}R_C C_C p}{(R_C + R_L)C_C p + 1} = \frac{-h_{fe}R_C C_C}{(R_C + R_L)C_C} \cdot \frac{p}{p + \frac{1}{(R_C + R_L)C_C}} = \frac{-h_{fe}R_C}{R_C + R_L} \cdot \frac{p}{p + p_C} \\ \frac{i_S}{i_S} &= \frac{R_s}{R_s + \frac{1}{C_S p} + h_{ie} + R_e^*} = \frac{R_s C_S p}{[R_s + h_{ie} + R_e^*] C_S p + 1} = \frac{R_s C_S}{[R_s + h_{ie} + R_e^*] C_S} \cdot \frac{p}{p + \frac{1}{C_S [R_s + h_{ie} + R_e^*]}} = \\ &= \frac{R_s}{R_s + h_{ie} + R_e^*} \cdot \frac{p}{p + p_S} \\ A_{i,fb} &= \frac{-h_{fe}R_C}{R_C + R_L} \cdot \frac{R_s || (h_{ie} + R_e^*)}{h_{ie} + R_e^*} \cdot \frac{p^2}{(p + p_C) \cdot (p + p_S)} = \frac{-h_{fe}R_C}{R_C + R_L} \cdot \frac{R_s || (h_{ie} + R_e^*)}{h_{ie} + R_e^*} \cdot \frac{p^2}{(p + p_C) \cdot (p + p_S)} = \\ &= \frac{-h_{fe}R_C}{R_C + R_L} \cdot \frac{R_s}{R_s + h_{ie} + R_e^*} \cdot \frac{p^2}{(p + p_C) \cdot (p + p_S)} = \end{aligned}$$

$$A_{i,fb} = A_{i,fm} \cdot \frac{p^2}{(p + p_C) \cdot (p + p_S)}$$

(2 - 1)

En donde tenemos un cero doble en el origen y dos polos en

$$p_C = \frac{1}{C_C(R_C + R_L)} \quad \text{y} \quad p_S = \frac{1}{C_S[R_S + R_b \parallel (h_{ie} + R_e^*)]}$$

Esto significa que los circuitos de acoplamiento no se interfieren, pudiendo producir frecuencias de corte diferentes. Los valores de estos polos pueden coincidir o no, dependiendo del valor de los condensadores. La mayoría de las veces se diseña el circuito para que solo uno de los polos sea el dominante o, como veremos más adelante, haremos coincidir estos dos polos y separándolos bien –una década por debajo generalmente– del polo producido por el condensador de desacople C_e .

Diagrama de Bode

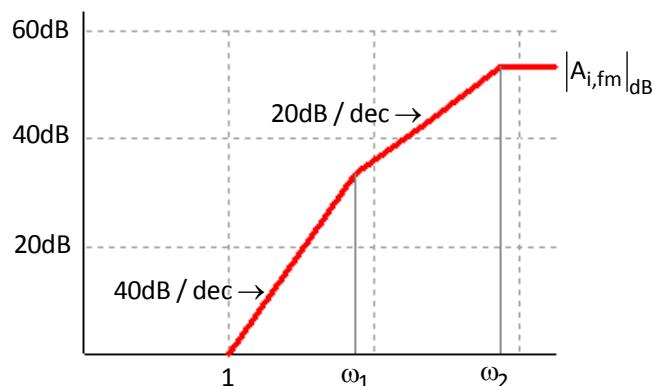


Figura 2-10: Diagrama de Bode de módulo de la función de transferencia de la ganancia de corriente a bajas frecuencias teniendo en cuenta los condensadores de desacople.

2.5 – Considerando los 3 condensadores

Por último, vemos el efecto conjunto que tienen los tres condensadores juntos. Vemos lo que sucede con la ganancia a frecuencias medias y bajas. En este circuito colocamos la resistencia de polarización R_b sólo para hacerlo completo al análisis, aunque es lo mismo si no está.

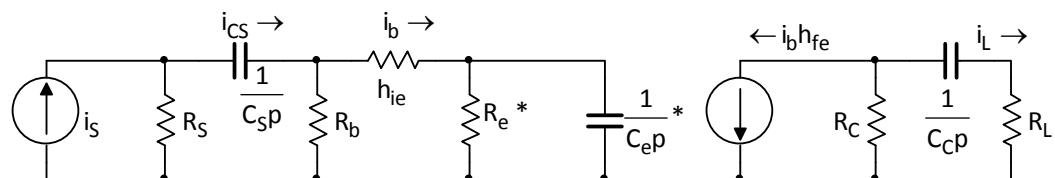


Figura 2-11: Circuito equivalente en donde se tiene en cuenta los 3 condensadores en baja frecuencia.

$$A_{i,fb} = \frac{i_L}{i_S} = \frac{i_L}{i_b} \frac{i_b}{i_{CS}} \frac{i_{CS}}{i_S} = \frac{-h_{fe} \cdot R_C}{R_C + R_L} \quad . \quad \frac{R_{bb}}{R_{bb} + h_{ie}} \quad . \quad \frac{R_S}{R_S + R_{bb} \parallel h_{ie}}$$

$$A_{i;fb} = \frac{i_L}{i_S} = \frac{i_L}{i_b} \frac{i_b}{i_{CS}} \frac{i_{CS}}{i_S} = \frac{-h_{fe} \cdot R_C}{R_C + R_L + \frac{1}{C_c p}} \cdot \frac{R_{bb}}{R_{bb} + h_{ie} + \underbrace{\left(R_e \parallel \frac{1}{C_e p} \right)}_{*2}} \cdot \frac{R_S}{R_S + \frac{1}{C_S p} + R_{bb} \parallel \underbrace{\left(h_{ie} + \left(R_e \parallel \frac{1}{C_e p} \right) \right)}_{*4}} \cdot$$

Donde solo difieren en los términos que están señalados con el asterisco. En la primera ecuación la inclusión de i_{CS} está demás, solo la introduce para que se aprecie mejor la diferencia entre las dos ganancias. Desarrollando cada una de las fracciones de la segunda ecuación, a las cuales llamamos I_1 , I_2 e I_3 respectivamente, tenemos

$$I_1 = \frac{-h_{fe} \cdot R_C}{R_C + R_L + \frac{1}{C_c p}} = \frac{-h_{fe} R_C C_c \cdot p}{(R_C + R_L) C_c p + 1} = \frac{-h_{fe} R_C C_c \cdot p}{(R_C + R_L) C_c \left[p + \frac{1}{(R_C + R_L) C_c} \right]} = \frac{-h_{fe} \cdot R_C}{(R_C + R_L)} \cdot \frac{p}{p + p_c}$$

$$\begin{aligned} I_2 &= \frac{R_{bb}}{R_{bb} + h_{ie} + \left(R_e \parallel \frac{1}{C_e p} \right) *} = \frac{R_{bb}}{R_{bb} + h_{ie} + \frac{R_e * / C_e p}{R_e + 1 / C_e p}} = \frac{R_{bb}}{R_{bb} + h_{ie} + \frac{R_e *}{C_e R_e \cdot p + 1}} = \\ &= \frac{R_{bb} (C_e R_e \cdot p + 1)}{(R_{bb} + h_{ie}) (C_e R_e \cdot p + 1) + R_e *} = \frac{R_{bb} (C_e R_e \cdot p + 1)}{(R_{bb} + h_{ie}) R_e C_e \cdot p + R_{bb} + h_{ie} + R_e *} = \\ &= \frac{R_{bb} C_e R_e \left(p + \frac{1}{C_e R_e} \right)}{\left[(R_{bb} + h_{ie}) C_e R_e \right] \cdot \left[p + \frac{R_{bb} + h_{ie} + R_e *}{(R_{bb} + h_{ie}) C_e R_e} \right]} = \frac{R_{bb}}{R_{bb} + h_{ie}} \cdot \frac{p + p_0}{p + p_e} \end{aligned}$$

Y el tercer factor (o fracción) ni por asomo se asemeja a la forma dada para frecuencias medias. Así es porque está presente un término (*4) que se suma a h_{ie} y la única forma que el tercer factor de la segunda ecuación sea igual al tercer factor de la primera multiplicada por polos y/o ceros, es que éste término –el de *4– sea cero.

¿Cómo logramos esto? Bueno, normalmente el circuito se proyecta de manera que el capacitor de desacoplamiento de emisor C_e determine la frecuencia de corte inferior del sistema f_L , y los dos capacitores restantes (C_s y C_c) tengan sus polos muy por debajo del polo introducido por C_e , por lo general una década más abajo. Esto se hace porque el análisis con los tres condensadores resulta muy complicado. Cuando diseñamos el amplificador, solo requerimos que se mantenga la respuesta a frecuencias medias hasta cierto valor de codo, debajo del cual no nos interesa la respuesta. Haciendo que un solo condensador nos defina la frecuencia de corte inferior, se nos facilita el análisis.⁶

¿Cómo influye esto en la ecuación I_3 ? Muy simple. Cuando trabajamos a frecuencias medias la ganancia de corriente viene dada por $A_{i;fm}$. A medida que bajamos en la frecuencia, el primer condensador que afecta a esta ganancia es C_e –puesto que así lo

⁶ En la pregunta 8b del MÚLTIPLE-OPCIÓN se pregunta por qué se elige C_e y no los otros. Desconozco la respuesta.

hemos determinado-. Los otros dos condensadores, C_s y C_c todavía no tienen influencia en este rango de frecuencia, es decir que sus capacitancias no son lo suficientemente altas como para tenerlas en cuenta. Si seguimos bajando la frecuencia, llegaremos al punto en que las capacidades C_s y C_c no se pueden considerar infinitas y afectarán también la ganancia del circuito. Pero en este punto, el condensador C_e es lo suficientemente grande en relación con los otros dos, entonces podemos considerarlo como de valor infinito en la ecuación I_3 , lo que hace que *4 desaparezca y así nos libramos de él. La ecuación I_3 quedará entonces

$$I_3 \cong \frac{R_S}{R_S + \frac{1}{C_S p} + R_{bb} \parallel h_{ie}} = \frac{R_S}{R_S + R_{bb} \parallel h_{ie}} \cdot \frac{p}{p + \frac{1}{C_S (R_S + R_{bb} \parallel h_{ie})}} = \frac{R_S}{R_S + R_{bb} \parallel h_{ie}} \cdot \frac{p}{p + p_c}$$

Y la ganancia de corriente a frecuencias bajas, teniendo en cuenta los tres capacitores, es

$$\begin{aligned} A_{i;fb} &= \frac{i_L}{i_S} = \frac{i_L}{i_b} \frac{i_b}{i_C} \frac{i_C}{i_S} = \frac{-h_{fe} \cdot R_C}{R_C + R_L} \cdot \frac{R_{bb}}{R_{bb} + h_{ie}} \cdot \frac{R_S}{R_S + R_{bb} \parallel h_{ie}} \cdot \frac{p}{p + p_i} \cdot \frac{p_{ez}}{p + p_e} \cdot \frac{p}{p + p_c} = \\ A_{i;fb} &= A_{i;fm} \frac{p}{p + p_i} \cdot \frac{p + z_e}{p + p_e} \cdot \frac{p}{p + p_c} \end{aligned} \quad (2-1)$$

Tenemos 3 ceros y 3 polos. Como dijimos antes, al circuito lo diseñamos de forma que el capacitor de desacople de emisor determine la frecuencia de corte inferior (f_L); entonces teniendo a f_L como dato, determinamos C_e

$$C_e = \frac{R_b + h_{ie} + R_e *}{2\pi \cdot f_L \cdot (R_b + h_{ie}) C_e R_e} = \frac{1}{2\pi \cdot f_L \left\{ R_e \parallel [R_b' \parallel (R'_S + h_{ib})] \right\}} \quad (2-1)$$

Y los capacitores C_s y C_c se eligen para que sus polos estén muy por debajo de la frecuencia considerada para C_e , por lo general una década por debajo. Entonces $f_o = f_L / 10$.

$$C_s = \frac{1}{2\pi \cdot f_o (R_S + R_b \parallel h_{ie})} \quad (2-1)$$

$$C_c = \frac{1}{2\pi \cdot f_o (R_C + R_L)} \quad (2-1)$$

3 – ANÁLISIS A FRECUENCIAS ALTAS⁷

En alta frecuencia aparecen las capacidades parásitas del transistor $C_{b'b}$, $C_{b'e}$ y $C_{c'e}$. Por lo general, C_{be} es la mayor de las capacidades y C_{ce} la menor; en las hojas de datos se proporcionan solamente los valores de C_{be} y C_{bc} , y no se incluye C_{ce} a menos que afecte la respuesta de algún tipo de transistor en alguna aplicación específica. Para realizar el análisis a frecuencias altas utilizamos el modelo incremental. El circuito que usaremos para el análisis es una etapa amplificadora de un transistor en configuración EC, en la [Figura 3-1a](#) vemos la configuración a frecuencias altas del modelo incremen-

⁷ (Schilling & Belove) p. 423.

tal, y en la **Figura 3-1b** se muestra el mismo equivalente con algunas simplificaciones que luego justificaremos.

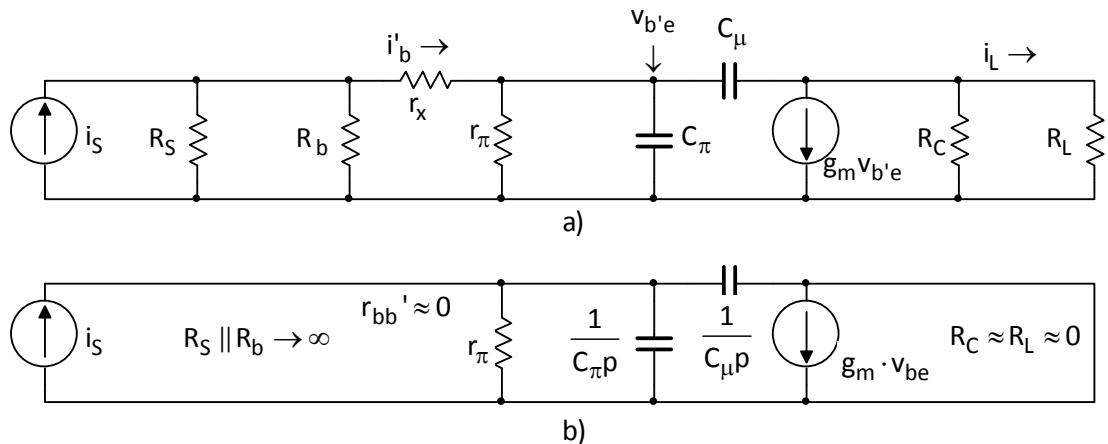


Figura 3-1: a) Circuito equivalente para pequeña señal de la configuración EC para alta frecuencia, b) circuito equivalente simplificado.

En lo que sigue, realizamos tres análisis:

- **Con la carga referida a masa ($R_L=0$):** realizamos el análisis con $R_L=0$ para simplificar los cálculos. Además esto nos permite obtener parámetros sobre lo que representa el efecto de las capacidades a alta frecuencia.
- **Con la carga no referida a masa ($R_L \neq 0$, capacidad de Miller):** con R_L distinta de cero, nos disponemos a obtener los parámetros del amplificador.
 - ✓ **Capacidad de Miller (Ganancia de corriente):** para obtener la función de transferencia (ganancia de corriente) del amplificador a frecuencias altas, nos vemos obligados a realizar algunas simplificaciones y una transformación, definiendo así la capacidad de Miller.
 - ✓ **Método de los nudos (realimentación negativa):** hacemos lo mismo que en el caso anterior, pero en lugar de usar la capacidad de Miller, usamos las ecuaciones en los nudos. Obtenemos así la función de transferencia (ganancia de tensión) y las impedancias de entrada y salida tratando al amplificador como un amplificador realimentado.

3. 1 – Comportamiento en AF con la carga referida a masa

Frecuencia de corte:

El efecto de las capacidades a alta frecuencia suele darse en términos de la frecuencia de corte f_B , definida como la «*frecuencia a la cual la ganancia a frecuencias medias decrece 3 [dB] en cortocircuito en configuración emisor común*». Para hallarla comenzamos calculando la ganancia de corriente en corto circuito, sin tener en cuenta, para simplificar los cálculos, a R_S y R_b .

$$A_{i,fa} = \frac{i_L}{v_{b'e}} \cdot \frac{v_{b'e}}{i_S} = -g_m \left[r_x + \left(r_\pi \parallel \frac{1}{C_\pi p} \parallel \frac{1}{C_\mu p} \right) \right]$$

$$\begin{aligned} \bullet \frac{i_L}{v_{b'e}} &= -g_m \\ \bullet \frac{v_{b'e}}{i_S} &= r_x + \left(r_\pi \parallel \frac{1}{C_\pi p} \parallel \frac{1}{C_\mu p} \right) \end{aligned}$$

Pero debemos recordar que $r_x \approx 0$ y que $C_\mu \ll C_\pi$, por lo que $A_{i,fa}$ queda

$$A_{i,fa} \approx -g_m \left(r_\pi \parallel \frac{1}{C_\pi p} \right) = \frac{-g_m \frac{r_\pi}{C_\pi p}}{r_\pi + \frac{1}{C_\pi p}} = \frac{-g_m r_\pi}{r_\pi C_\pi p + 1} = \frac{A_{i,fm}}{\frac{p}{1/r_\pi C_\pi} + 1} = \boxed{\frac{A_{i,fm}}{\frac{p}{p_\beta} + 1} = A_{i,fa}}$$

(3 – 1)

Y la frecuencia f_β será

$$\boxed{\frac{1}{2\pi \cdot r_\pi C_\pi} = f_\beta}$$

(3 –

Producto Ganancia-Ancho de banda

Este producto es una característica de los amplificadores que en la mayoría de los casos se mantiene constante. Generalmente $f_\beta \gg f_H$ (donde f_H es la frecuencia de corte superior), por lo que el ancho de banda suele ser igual a f_β . El producto ganancia-ancho de banda (**GBW**, *Gain Bandwidth Product*) será

$$\boxed{GBW = A_{i,fm} f_\beta = \frac{-g_m r_\pi}{2\pi \cdot r_\pi C_\pi} = \frac{-g_m}{2\pi \cdot C_\pi} = GBW}$$

(3 –

Frecuencia de transición f_T

El límite superior de frecuencia de un transistor se define algunas veces en términos de *la frecuencia de transición, que es la frecuencia en donde la ganancia de corriente de la configuración emisor común decae a la unidad (o 0 dB)*.⁸ Para hallarla, igualamos la el módulo de la ganancia a 1.

$$A_{i,fa}(p = j\omega_T) \Big|_{v_{ce}=0} = 1$$

$$1 = A_{i,fa}(j\omega = j\omega_T) \Big|_{v_{ce}=0} = \left| A_{i,fm} \frac{1}{j \frac{\omega_T}{\omega_B} + 1} \right| = \left| A_{i,fm} \right| \frac{|1|}{\left| j \frac{\omega_T}{\omega_B} + 1 \right|} = \left| A_{i,fm} \right| = \left| j \frac{\omega_T}{\omega_B} + 1 \right| = \sqrt{\left(\frac{\omega_T}{\omega_B} \right)^2 + 1}$$

$$A_{i,fm}^2 \approx \left(\frac{\omega_T}{\omega_B} \right)^2$$

Entonces la frecuencia de transición es

⁸ Pregunta 1c del MÚLTIPLE-OPCIÓN.

$$f_T = A_{i,fm} f_\beta = \frac{g_m r_\pi}{2\pi \cdot C_\pi r_\pi} = \boxed{\frac{g_m}{2\pi \cdot C_\pi}} = f_T \quad (3 -)$$

La relación que existe entre la f_T y la f_β es

$$f_T = \frac{g_m}{2\pi \cdot C_\pi} = \frac{h_{fe}}{r_\pi} \cdot \frac{1}{2\pi \cdot C_\pi} = \frac{h_{fe}}{2\pi \cdot r_\pi C_\pi} = \boxed{h_{fe} f_\beta = f_T} \quad (3 -)$$

3. 2 – Comportamiento en AF. Capacidad de Miller

En alta frecuencias debemos considerar las capacidades inter-terminales asociadas a los dispositivos activos. En amplificadores de una etapa, inversores cuya ganancia está desfasada **180°** (A_v es negativa), la capacidad de realimentación conectada entre la entrada y la salida influye significativamente sobre la frecuencia de corte superior y limita su ancho de banda. Este fenómeno se denomina **efecto Miller**.

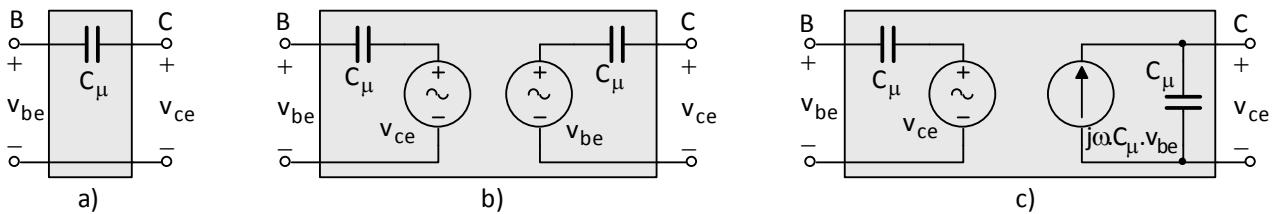


Figura 3-2: a) Red cuadripolo de C_μ , b) cuadripolo equivalente y c) mismo circuito en el que a la salida la hemos pasado de un circuito Thevenin a un Norton.

Para facilitar el análisis, convertimos a $C_{b'e} - C_\mu$ en la **Figura 3-2(a)**– en una red de cuatro terminales o cuadripolo equivalente de la **Figura 3-2(b)** y luego la fuente de tensión $v_{b'e}$ en serie con C_μ se convierte en una fuente de corriente en paralelo con C_μ como podemos ver en la **Figura 3-2(c)**.

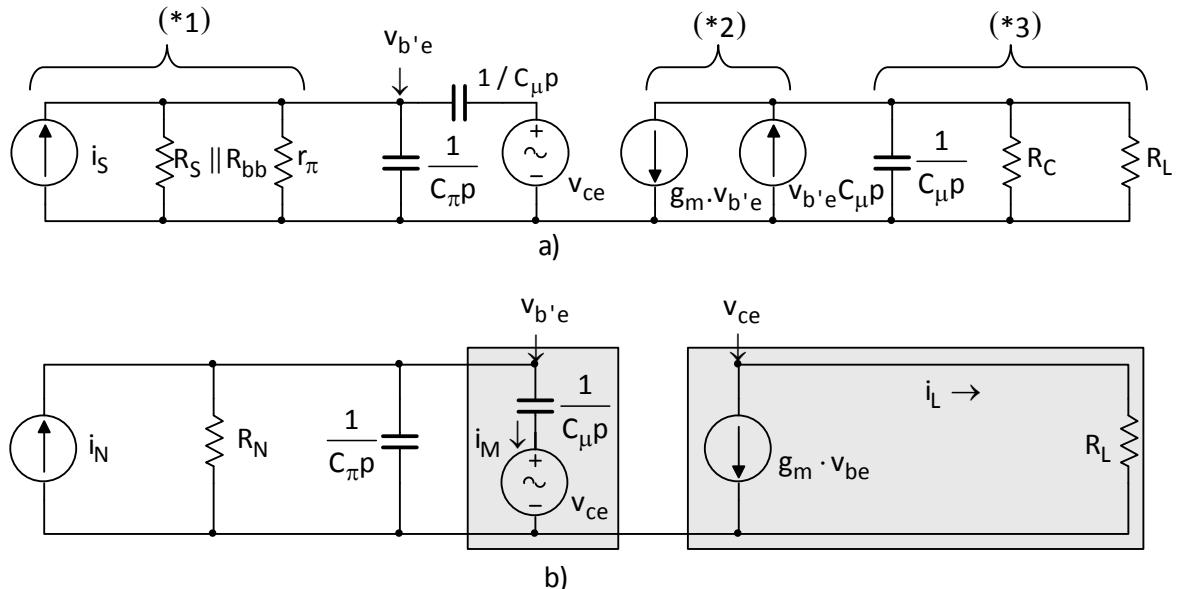


Figura 3-3: a) Circuito equivalente con las consideraciones hechas en la **Figura 3-2**, b) circuito simplificado.

Antes de realizar el análisis simplificamos el circuito: (1*) reemplazamos primero las 3 resistencias y la fuente con una única fuente de corriente i_N en paralelo con una sola resistencia R_N .

$$i_N = \frac{i_S (R_S || R_{bb})}{R_S || R_{bb} + r_\pi} \approx i_S \quad R_N = r_\pi || R_S || R_{bb}$$

(2*) la fuente de corriente que representa la corriente de fuga entre la entrada y la salida, $p \cdot C_\mu \cdot v_{be}$, es mucho menor que la fuente de corriente normal del transistor $g_m \cdot v_{be}$. Es decir, se cumple que

$$\left| p \cdot C_\mu \cdot v_{be} \right| \ll \left| -g_m \cdot v_{be} \right| \\ \omega \cdot C_\mu \ll g_m$$

(3*) La tercera simplificación que hacemos es no tener en cuenta a R_C , dejando caer v_{ce} solamente en R_L . La impedancia del condensador C_μ es mucho mayor que R_L , puesto que C_μ es muy chico (mucho más que C_π) y la frecuencia es alta. Por lo que se cumple la siguiente condición

$$\left| \frac{1}{p \cdot C_\mu} \right| \gg |R_L| \quad \rightarrow \quad \frac{1}{\omega \cdot C_\mu} \gg R_L$$

En el primer y segundo rectángulo sombreado de la Figura 3-3b aplicamos la ley de Kirchoff de las tensiones para obtener, respectivamente, las siguientes dos ecuaciones

$$v_{be} - v_{ce} = i_M \cdot \frac{1}{C_\pi p} \quad \rightarrow \quad i_M = C_\mu p (v_{be} - v_{ce}) \quad (3-6)$$

$$v_L = v_{ce} = i_L R_L = -g_m v_{be} R_L \quad (3-7)$$

Donde i_M se define como la corriente de Miller. Reemplazando (3-6) en (3-7) obtenemos

$$i_M = C_\mu p [v_{be} - (-g_m v_{be} R_L)] = v_{be} C_\mu p (1 + g_m R_L)$$

La impedancia de la capacidad de Miller se obtiene haciendo el cociente entre la tensión que soporta C_μ y la corriente que lo atraviesa, se tiene entonces

$$Z_M = \frac{1}{C_M p} = \frac{v_{be}}{i_M} = \frac{1}{p(1 + g_m R_L) C_\mu} \quad \rightarrow \quad C_M = C_\mu (1 + g_m R_L) \quad (3-8)$$

Donde C_M y Z_M son la impedancia y capacidad de Miller respectivamente. Hechas ya las simplificaciones, pasamos a calcular la ganancia de corriente del circuito de la Figura 3-3b.

$$A_{i,fa} = \frac{i_L}{i_N} = \frac{i_L}{v_{be}} \frac{v_{be}}{i_N} = -g_m \cdot \left(R_N \parallel \frac{1}{C_\pi p} \parallel \frac{1}{C_M p} \right) = -g_m \cdot \left(R_N \parallel \frac{1}{C_p} \right) = -g_m \cdot \left(\frac{R_N / C_p}{R_N + 1 / C_p} \right) = -g_m \cdot \left(\frac{R_N}{R_N C_p + 1} \right) = \\ = -g_m \cdot R_N \frac{1}{p / (1 / R_N C_p) + 1} = A_{i,fm} \frac{1}{p \omega / \omega_H + 1} = A_{i,fa}(p) \quad (3-9)$$

Por lo que la frecuencia de corte superior f_H será

⁹ Pregunta 44 del MÚLTIPLE-OPCIÓN.

$$f_H = \frac{1}{2\pi \cdot R_N C} = \frac{1}{2\pi \cdot R_N (C_\pi + C_M)} \quad (3-1)$$

Y el producto ganancia ancho de banda será

$$G_{(BW)} = \frac{-g_m}{2\pi \cdot [C_\pi + C_\mu (1 + g_m R_L)]} \quad (3-1)$$

Comparando los diferentes casos hacemos la siguiente tabla

A_i en cortocircuito $R_L = 0$	A_i con capacidad de Miller $R_L \neq 0$
$f_\beta = \frac{1}{2\pi \cdot r_\pi C_\pi}$ (3-2)	$f_H = \frac{1}{2\pi \cdot r_\pi [C_\pi + C_\mu (1 + g_m R_L)]}$ (3-10)
$f_T = h_{fe} \cdot f_\beta$ (3-5)	$A_{i,fm} = -g_m \cdot r_\pi \approx -g_m \cdot r_\pi = -h_{fe}$
$A_{i,fm} = -g_m \cdot r_\pi = -h_{fe}$	
$G_{(BW)} = \frac{-g_m}{2\pi \cdot C_\pi}$ (3-3)	$G_{(BW)} = \frac{-g_m}{2\pi \cdot [C_\pi + C_\mu (1 + g_m R_L)]}$ (3-11)

Tabla 3-1: Parámetros del circuito a frecuencias altas. Comparación entre los valores a $R_L=0$ y a $R_L \neq 0$.

Vemos en esta tabla, que con una carga distinta de cero, aumenta la capacidad que influye en la frecuencia de corte; por ende, disminuye el ancho de banda.

3.3 – Ganancia de tensión e impedancias – Función de transferencia¹⁰

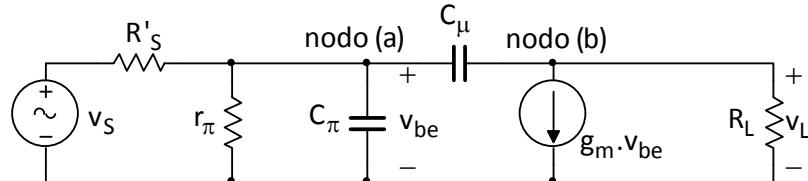


Figura 3-4: Modelo incremental de circuito EC para frecuencias altas.

Retomemos el circuito de la [Figura 3-3\(a\)](#), pero esta vez con un equivalente de Thevenin a la entrada, y vamos a despreciar a la resistencia R_b para el cálculo. El circuito que nos queda es el de la [Figura 3-4](#).

Donde $R'_S = R_S + r_x$. Hacemos ahora las ecuaciones en los nodos (a) y (b)

$$\text{LKI (a): } v_{be} [G'_S + g_\pi + (C_\pi + C_\mu)p] - v_L [C_\mu p] = v_S G'_S$$

$$\text{LKI (b): } v_{be} [g_m - C_\mu p] + v_L [G_L + C_\mu p] = 0$$

donde $G'_S = 1/R'_S$, $g_\pi = 1/r_\pi$ y $G_L = 1/R_L$. De la segunda ecuación despejamos v_{be} y la introducimos en la primera

¹⁰ (Gray & Searle) p. 552.

$$\underbrace{\frac{-v_L(G_L + C_\mu p)}{g_m - C_\mu p} \left[G'_S + g_\pi + (C_\pi + C_\mu)p \right] - v_L [C_\mu p]}_{v_{b'e}} = v_S \cdot G'_S$$

$$-v_L \frac{(G_L + C_\mu p) \left[G'_S + g_\pi + (C_\pi + C_\mu)p \right] + (g_m - C_\mu p) C_\mu p}{g_m - C_\mu p} = v_S \cdot G'_S$$

Luego despejamos el cociente v_L/v_S para encontrar la ganancia de tensión

$$\begin{aligned} \frac{v_L}{v_S} &= \frac{-G'_S(g_m - C_\mu p)}{(G_L + C_\mu p) \left[G'_S + g_\pi + (C_\pi + C_\mu)p \right] + (g_m - C_\mu p) C_\mu p} \\ &= \frac{-G'_S(g_m - C_\mu p)}{G_L(G'_S + g_\pi) + \left[G_L(C_\pi + C_\mu) + C_\mu(G'_S + g_\pi) \right] \cdot p + \left[C_\mu(C_\pi + C_\mu) \right] \cdot p^2 + g_m C_\mu p - C_\mu^2 p^2} \\ &= \frac{-G'_S(g_m - C_\mu p)}{\underbrace{G_L(G'_S + g_\pi)}_{p^0} + \underbrace{\left[G_L(C_\pi + C_\mu) + C_\mu(G'_S + g_\pi) + g_m C_\mu \right]}_{p^1} \cdot p + \underbrace{\left[C_\mu(C_\pi + C_\mu) - C_\mu^2 \right]}_{p^2} \cdot p^2} \\ &= \frac{-G'_S(g_m - C_\mu p)}{\underbrace{G_L(G'_S + g_\pi)}_{p^0} + \underbrace{\left[G_L(C_\pi + C_\mu) + C_\mu(G'_S + g_\pi + g_m) \right]}_{p^1} \cdot p + \underbrace{\left[C_\mu C_\pi \right]}_{p^2} \cdot p^2} \end{aligned}$$

Ahora, multiplicamos y dividimos por R_L

$$= \frac{-G'_S R_L(g_m - C_\mu p)}{\underbrace{G'_S + g_\pi}_{p^0} + \underbrace{\left[C_\pi + C_\mu + C_\mu R_L(G'_S + g_\pi + g_m) \right]}_{p^1} \cdot p + \underbrace{\left[C_\mu C_\pi R_L \right]}_{p^2} \cdot p^2}$$

$$\boxed{\frac{v_L}{v_S} = \frac{-G'_S R_L(g_m - C_\mu p)}{\underbrace{G'_S + g_\pi}_{p^0} + \underbrace{\left\{ C_\pi + C_\mu \left[1 + R_L(G'_S + g_\pi + g_m) \right] \right\}}_{p^1} \cdot p + \underbrace{\left[C_\mu C_\pi R_L \right]}_{p^2} \cdot p^2}}$$

Esta función de transferencia presenta un cero en el semiplano derecho en $z=g_m/C_\mu$, que corresponde a la pulsación a la cual la intensidad de corriente que circula por C_μ compensa exactamente la proveniente del generador g_m en el nudo de salida. Esta ecuación también tiene dos polos, que se hallan en el semiplano izquierdo puesto que los coeficientes del denominador son todos positivos.

3.3 – 1: Aproximación a un solo polo

Mediante algunas simplificaciones y restricciones podemos reducir la ecuación (3 – 12) a una que contenga un solo polo. Estas simplificaciones se ven mejor en la práctica, cuando trabajamos con números, así que por ahora van a tener que creerme.

(3 – 1)

$$g_m \gg |C_\mu p| \quad (3-13)$$

Esta consideración es la misma que se hace en la **Figura 3-3(a)**. El valor de C_μ es más chico aún que C_π y se vuelve insignificante a valores de pulsaciones –es decir $p=j\omega$ – que rondan las frecuencia de transición, por lo tanto el valor de $C_\mu p$ se lo puede despreciar en el numerador de la función. Para que este valor tenga significancia, las pulsaciones deben ser muy grandes, así que esto supone una restricción en la validez de la simplificación.

$$g_\pi \ll g_m \quad (3-14)$$

Puesto que de la ecuación (1-3), tenemos que $g_\pi = g_m / h_{fe}$, puede entonces despreciarse este valor y el coeficiente de p^1 pasa a ser $C_\pi + C_\mu [1 + R_L(G'_s + g_m)]$.

$$|C_\pi p| \ll g_m \quad (3-15)$$

Esta desigualdad se ve en la práctica. Tiene su soporte teórico, pero no lo vamos a describir aquí. Vamos a tener en cuenta aquí a dos coeficientes, el de p^1 y el de p^2 . El de p^1 –como nos quedó anteriormente– es $C_\pi + C_\mu [1 + R_L(G'_s + g_m)]$, en la práctica $G'_s \ll g_m$, luego $g_m \cdot R_L \gg 1$, por último, el término resultante $R_L g_m C_\mu$ es mucho mayor que C_π , es decir que $R_L g_m C_\mu \gg C_\pi$. Esto hace que el coeficiente de p^1 se vea reducido a $R_L g_m C_\mu$. Ahora si prestamos atención al coeficiente de p^2 , que es $C_\mu C_\pi R_L$ y comparamos los módulos de ambos términos nos queda

$$\begin{aligned} |p^2 C_\mu C_\pi R_L| &\stackrel{?}{=} |p C_\mu g_m R_L| \\ |p C_\pi| &\stackrel{?}{=} |g_m| \end{aligned}$$

Donde el signo de pregunta representa el operador que los relaciona. Si vemos la desigualdad del principio, es decir la que figura en la ecuación (3-15), este operador es el de «mucho menor». Es decir entonces, que el término de p^2 se puede despreciar.

Entonces, hechas todas estas simplificaciones, la función de trasferencia se reduce a

$$A_{v,fa} = \frac{V_L}{V_S} = \frac{-G'_s g_m R_L}{\underbrace{G'_s + g_\pi}_{p^0} + \underbrace{\{C_\pi + C_\mu [1 + R_L (G'_s + g_m)]\}}_{p^1} \cdot p} \quad (3-1)$$

De esta ecuación podemos sacar las siguientes conclusiones:

- 1) Considerando las simplificaciones anteriores, el *transistor más la carga resistiva* del circuito del amplificador puede sustituirse por un circuito que contenga un solo condensador C_1 de valor

$$C_1 = C_\pi + C_\mu [1 + R_L (G'_s + g_m)] \quad (3-1)$$

Este no es el modelo del transistor sino más bien *un circuito equivalente para el transistor más la carga resistiva*.

- 2) Este modelo solo sirve para calcular la ganancia de directa y la impedancia de entrada. No es válido para encontrar la función de transferencia inversa ni la impedancia de salida.

- 3) A frecuencias suficientemente bajas como para que los condensadores C_π y C_μ no influyan en su funcionamiento, v_L/v_S es igual a la ganancia de tensión a frecuencias medias

$$A_{v, \text{fm}} = \frac{-G'_S g_m R_L}{G'_S + g_\pi} \quad (3-1)$$

- 4) La frecuencia de corte superior ω_H a la cual la ganancia decrece 3dB respecto de la ganancia a frecuencia media coincide con la frecuencia correspondiente al polo de esta función unipolar.

$$\omega_H = \frac{G'_S + g_\pi}{C_1} \quad (3-1)$$

Este resultado puede obtenerse por inspección en el circuito equivalente resultante, puesto que $G'_S + g_\pi$ es la conductancia total que aparece entre las terminales de C_1 . Por lo tanto, no será necesario memorizar ecuaciones como la (3-16).

- 5) El intervalo de frecuencias en el cual es válida la función de transferencia de un solo polo se calcula de la siguiente manera. A frecuencias elevadas el término independiente del polinomio del denominador de la ecuación (3-12) –es decir $G'_S + g_m -$ se vuelve insignificante respecto de los otros dos. Ahora analizamos lo que sucede con estos dos términos cuando la frecuencia de pulsación es

$$|p| = \frac{g_m}{10 \cdot C_\pi} \approx \frac{\omega_T}{10} \quad (3-2)$$

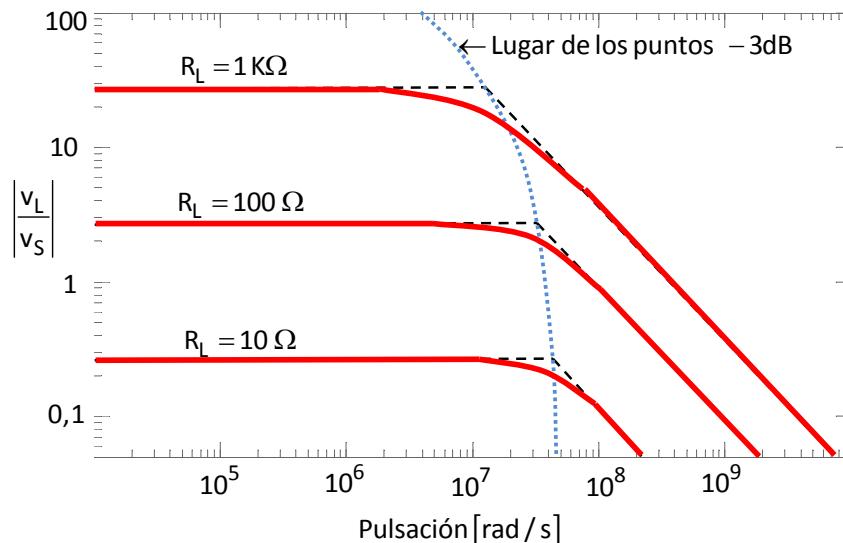


Figura 3-5: Respuestas a la pulsación correspondientes a diversos valores de la resistencia de carga R_L . Suponiendo que en cada caso se ajusta la polarización para mantener fijo el punto de trabajo del transistor. La aproximación la realizamos teniendo en cuenta la ecuación (3-2). El término en p^2 del que prescindimos antes toma el valor de

$$\left| C_\mu C_\pi R_L p^2 \right| = \left| C_\mu C_\pi R_L \cdot j \underbrace{\frac{\omega_T}{10}}_p \cdot p \right| = \left| C_\mu C_\pi R_L \cdot \frac{g_m}{10 \cdot C_\pi} \cdot p \right| = \left| \frac{C_\mu R_L g_m \cdot p}{10} \right|$$

Si recordamos de las simplificaciones hechas a partir de la ecuación (3 – 15), veremos que $C_\mu R_L g_m$ es el coeficiente que acompaña a p^1 . Es decir que, para una frecuencia de pulsación igual a $\omega_T/10$, el coeficiente de p^2 será la décima parte del coeficiente de p^1 , lo cual se traduce en un error de 6° en la fase y un error despreciable en el módulo. Así que éste será el límite, $\omega_T/10$.

- 6) Analizando la ecuación (3 – 19) se puede llegar a la conclusión de que al disminuir el valor de R_L , aumenta el ancho de banda. Pero si examinamos la ecuación (3 – 16), nos daremos cuenta de que al disminuir R_L , disminuye también la ganancia a frecuencias medias. Sin embargo, el ancho de banda no aumenta proporcionalmente a la reducción de la ganancia. De hecho, al disminuir R_L , la ganancia a frecuencias medias tiende a cero, mientras que el ancho de banda tiende a un límite

$$\omega_H \Big|_{R_L \rightarrow 0} = \frac{G'_S + g_\pi}{C_\pi + C_\mu} \quad (3 - 2)$$

En la **Figura 3-5** puede verse el efecto que tiene la variación de R_L sobre la ganancia y el ancho de banda.¹¹ Este gráfico está hecho a partir del ejercicio # del anexo.

- 7) La ecuación de ω_H muestra también que no puede aumentarse el ancho de banda aumentando R_S .

3.3 – 2: Ganancia de lazo – Impedancias de entrada y de salida

Al circuito de la **Figura 3-4** lo podemos considerar como un amplificador de transresistencia con muestra de tensión y mezcla en paralelo. La resistencia –en este caso impedancia– de realimentación es $X_{C\mu}$, los parámetros de la red β son

$$Z_{f1} = \frac{V_f}{i_f} \Big|_{v_{of}=0} = \frac{1}{C_\mu p} \quad Z_{f2} = \frac{V_{of}}{i_{of}} \Big|_{v_f=0} = \frac{1}{C_\mu p}$$

$$\beta = \frac{i_f}{V_{of}} \Big|_{v_f=0} = -C_\mu p$$

Con lo cual el circuito de la **Figura 3-4** queda como sigue

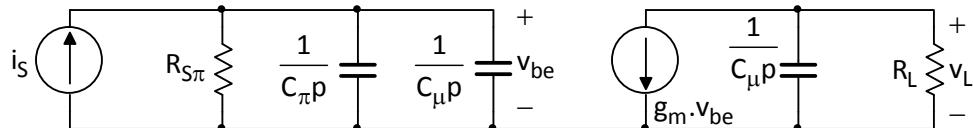


Figura 3-6: Circuito equivalente a lazo abierto para alta frecuencia de un amplificador de transresistencia con muestra de tensión y mezcla paralelo.

Donde $R_{S\pi} = R'_s || r_n$. El circuito está alimentado con un Norton, es decir, la mezcla es en paralelo; y como en el nodo de la carga está la muestra, ésta será de tensión.

La ganancia de bucle la podemos calcular mediante la siguiente ecuación

¹¹ Pregunta 8g del MÚLTIPLE-OPCIÓN.

$$\begin{aligned}
 D &= 1 + T = 1 + \beta \cdot R_m = 1 + (-C_\mu p) \cdot \left[\frac{-g_m \cdot R_L}{R_L C_\mu p + 1} \cdot \frac{R_{S\pi}}{R_{S\pi} (C_\pi + C_\mu) p + 1} \right] \\
 \bullet R_m &= \frac{V_L}{i_S} = \frac{V_L}{V_{be}} \cdot \frac{V_{be}}{i_S} = \frac{-g_m \cdot R_L}{R_L C_\mu p + 1} \cdot \frac{R_{S\pi}}{R_{S\pi} (C_\pi + C_\mu) p + 1} \\
 \bullet \frac{V_L}{V_{be}} &= -g_m \left(\frac{1}{C_\mu p} || R_L \right) = \frac{-g_m \cdot R_L}{R_L C_\mu p + 1} \\
 \bullet \frac{V_{be}}{i_S} &= R_{S\pi} || \frac{1}{(C_\pi + C_\mu) p} = \frac{R_{S\pi}}{R_{S\pi} (C_\pi + C_\mu) p + 1}
 \end{aligned}$$

Pero por lo general $C_\pi \gg C_\mu$, así que el segundo polo en R_m puede omitirse, por lo que D queda

$$D = 1 + \frac{C_\mu g_m R_L R_{S\pi} \cdot p}{R_{S\pi} (C_\pi + C_\mu) p + 1} \quad (3-2)$$

Aquí es fácil deducir la ganancia de bucle $T = \beta \cdot R_m$. La impedancia de entrada será

$$\begin{aligned}
 Z_{if} &= \frac{Z_i}{D} \quad \rightarrow \therefore Y_{if} = Y_i \cdot D = \left[\frac{1}{R_{S\pi}} + (C_\pi + C_\mu) p \right] \cdot \left[1 + \frac{C_\mu g_m R_L R_{S\pi} \cdot p}{R_{S\pi} (C_\pi + C_\mu) p + 1} \right] \\
 \bullet Y_i &= \frac{1}{R_{S\pi}} + (C_\pi + C_\mu) p \\
 Y_{if} &= \left[g_{S\pi} + (C_\pi + C_\mu) p \right] \cdot \left[1 + \frac{C_\mu g_m R_L R_{S\pi} \cdot p}{R_{S\pi} (C_\pi + C_\mu) p + 1} \right] = \\
 &= g_{S\pi} + (C_\pi + C_\mu) p + \frac{\left[g_{S\pi} + (C_\pi + C_\mu) p \right] \cdot \left[C_\mu g_m R_L R_{S\pi} \cdot p \right]}{R_{S\pi} (C_\pi + C_\mu) p + 1} = \\
 &= g_{S\pi} + (C_\pi + C_\mu) p + \frac{g_{S\pi} \left[1 + (C_\pi + C_\mu) R_{S\pi} \cdot p \right] \cdot \left[C_\mu g_m R_L R_{S\pi} \cdot p \right]}{R_{S\pi} (C_\pi + C_\mu) p + 1} = \\
 &= g_{S\pi} + (C_\pi + C_\mu) p + C_\mu g_m R_L \cdot p \\
 Y_{if} &= g_{S\pi} + \left[C_\pi + C_\mu (1 + g_m R_L) \right] \cdot p \quad (3-2)
 \end{aligned}$$

Si analizamos esta ecuación vemos que la admitancia total es igual a la admitancia $g_{S\pi}$ mas dos impedancias capacitivas en paralelo, y la segunda de ellas corresponde al condensador C_μ multiplicado por un factor $(1 + g_m R_L)$. Esta segunda impedancia es justamente la de la capacidad de Miller vista anteriormente.

Resta calcular la impedancia de salida, ésta será

$$\begin{aligned}
 Z_{of} &= \frac{Z_o}{D} \quad \rightarrow \therefore Y_{of} = Y_o \cdot D = \left[\frac{1}{R_L} + C_\mu p \right] \cdot \left[1 + \frac{C_\mu g_m R_L R_{S\pi} \cdot p}{R_{S\pi} (C_\pi + C_\mu) p + 1} \right] \\
 \bullet Y_o &= \frac{1}{R_L} + C_\mu p
 \end{aligned}$$

Como C_μ es muy chica, entonces $R_L \gg C_\mu p$, es la misma simplificación que hacemos en la Figura 3-3(a).

$$Y_{of} \approx g_L \cdot \left[1 + \frac{C_\mu g_m R_L R_{S\pi} \cdot p}{R_{S\pi} (C_\pi + C_\mu) p + 1} \right] = g_L + \frac{C_\mu g_m R_{S\pi} \cdot p}{R_{S\pi} (C_\pi + C_\mu) p + 1}$$

Reemplazamos $p=j\omega$, entonces

$$Y_{of} = g_L + \frac{1}{\frac{R_{S\pi} (C_\pi + C_\mu)}{C_\mu g_m R_{S\pi}} + \frac{1}{C_\mu g_m R_{S\pi} \cdot j\omega}} = g_L + \frac{1}{\frac{C_\pi + C_\mu}{C_\mu g_m} - j \frac{1}{\omega \cdot C_\mu g_m R_{S\pi}}} =$$

$$\boxed{Y_{of} = g_L + \frac{1}{R_X - j \frac{1}{\omega C_X}}}$$

(3 - 2)

Esto nos dice que el circuito de salida está conformado por una resistencia de carga R_L en paralelo con una rama que consta de una resistencia $R_X = (C_\pi + C_\mu) / (C_\mu \cdot g_m)$ en serie con un condensador $C_X = C_\mu g_m R_{S\pi}$.

4 – RESPUESTA TOTAL SIN REALIMENTACIÓN

En esta sección analizamos la respuesta total en frecuencia de los amplificadores, así como también la respuesta en el tiempo al escalón unitario. Los amplificadores que vemos son el amplificador de una sola etapa en configuración EC, los amplificadores multi-etapa en general, un amplificador de dos etapas en configuración EC en cascada (que es un caso particular del anterior) y el amplificador cascode.

4.1 – Amplificadores de una etapa en configuración EC¹²

4.1 – 1: Respuesta total en frecuencia

La respuesta a bajas frecuencias de un amplificador con condensadores de acoplamiento y de desacoplo está dominada por un solo polo. Así pues, a frecuencias bajas la función de transferencia podrá aproximarse mediante la función

$$A_{i,fb}(p) \approx \frac{A_{i,fm} \cdot p}{p + p_L} \quad (4 -$$

La validez de esta ecuación es hasta una pulsación de aproximadamente igual a $\omega_L/3$. A pulsaciones inferiores a ésta, los polos que introducen los otros condensadores (C_S y C_C) comienzan a tener un efecto apreciable sobre la función de transferencia. Podemos hacer lo mismo que hicimos para llegar a la simplificación de la función de transferencia a bajas frecuencias, pero ese artificio pertenece a Sistemas de control, así que la omitiremos aquí. Por cuestiones de costo y espacio, conviene usar condensadores de acoplamiento y desacoplo pequeños.

¹² (Gray & Searle) p. 568.

A frecuencias altas, vimos que también predomina un solo polo en la función de transferencia; luego a pulsaciones elevadas, pero inferiores a $\omega_T/10$, la función de transferencia es, aproximadamente

$$A_{i,fa}(p) \approx \frac{A_{i,fm} \cdot p}{1 + p/p_H} \quad (4 -$$

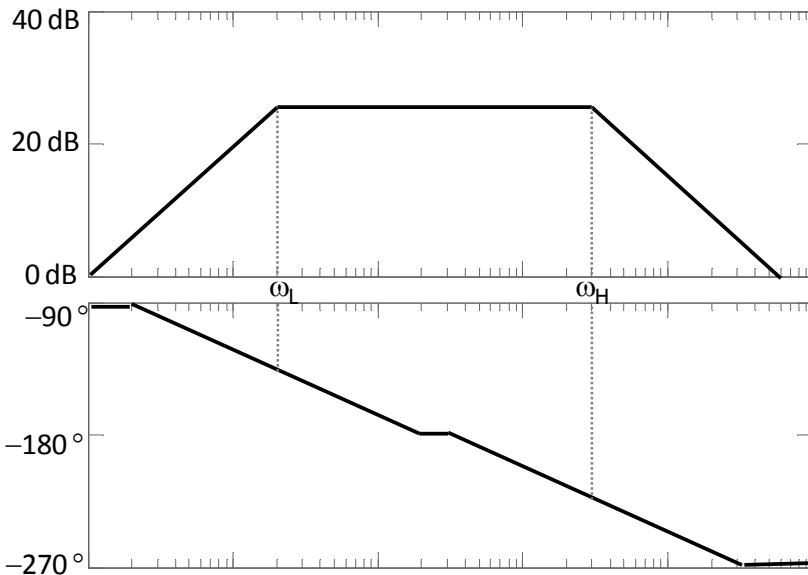


Figura 4-1: Diagrama de Bode de módulo y fase de la respuesta total en frecuencia de un amplificador de una sola etapa en configuración EC.

Podemos combinar estas dos ecuaciones para dar una sola función de transferencia aproximada que sea válida entre $\omega_L/3$ y $\omega_T/10$. Para que sea compatible, dicha función deberá ser de la forma

$$A_i(p) \approx \frac{A_{i,fm} \cdot p}{(p + p_L) \cdot (1 + p/p_H)} \quad (4 -$$

Esta expresión, basada solamente en los polos dominantes, podrá usarse para hallar la respuesta total aproximada las frecuencias y la respuesta aproximada al escalón unitario de un amplificador de transistor. La **Figura 4-1** muestra el Bode de ésta ecuación. La fase es negativa porque se trata de un amplificador en EC, que desfasa **180°** la señal.

4.2 – 2: Respuesta al escalón unitario

Podemos calcular una aproximación a la respuesta del amplificador a un escalón de tensión basándose en la función de transferencia aproximada dada por la ecuación (4 – 3). Suponemos que en la respuesta predominan los dos polos p_L y p_H . Así pues, la respuesta al escalón constará de dos exponenciales:

$$v_L(t) = K_L \cdot e^{-p_L \cdot t} + K_H \cdot e^{-p_H \cdot t} \quad (4 -$$

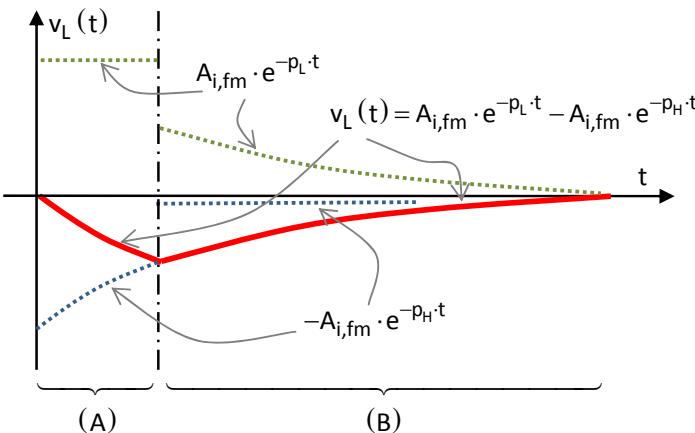


Figura 4-2: Respuesta completa al escalón unitario de la ganancia de tensión de un amplificador de una sola etapa en configuración EC.

A las constantes K_L y K_H de la ecuación las podemos calcular a partir de las condiciones iniciales conocidas de la red. Como $v_L(t)$ es cero inmediatamente después del escalón, K_L debe ser igual a K_H cambiada de signo. Además, como los polos están tan separados y p_H es mucho más grande que p_L , la exponencial de K_H tiende a cero rápidamente, dejando $v_L(t)$ esencialmente igual a K_H . Entonces $|K_H| = A_{v,fm}$. Entonces la ecuación queda de la forma:

$$v_L(t) = A_{i,fm} \cdot e^{-p_L \cdot t} - A_{i,fm} \cdot e^{-p_H \cdot t}$$

Como las exponenciales tienen constantes de tiempo de muy distinto orden, se grafica $v_L(t)$ como en la [Figura 4-2](#). Las zonas (A) y (B) están divididas por la línea de corte.

- **Zona (A):** esta zona tiene la escala ampliada, por lo general de unos cuantos cientos de nanosegundos. En esta zona, la función en la que se ve variación es la del término de p_L , que en $t=0$ vale $+|A_{v,fm}|$. Mientras que la otra exponencial, la del término de p_H , permanece constante en el valor $-|A_{v,fm}|$.
- **Zona (B):** una vez que se llegamos a la línea de corte, la escala cambia de acuerdo a cuánto vale la constante de tiempo de la exponencial de p_L , es decir τ_L . A partir de este punto, zona que llamaremos (B), la exponencial de p_H ha pasado, por mucho, su constante de tiempo (τ_H), por lo cual aparece pegada al eje de las abscisas –aunque en el gráfico la hemos dibujado ligeramente despegada de éste para que se note donde está-. La exponencial que muestra cambio es la de p_L , que se atenúa en el tiempo hasta llegar a cero. En el gráfico la línea roja es la resultante. En el punto de corte de las abscisas puede parecer que es continua dicho punto, pero no tiene porque ser así, se trata de una coincidencia. También lo es el hecho de que la exponencial a alta frecuencia de la zona (A) coincide con la línea roja resultante de la zona (B).

El dominio de validez de la solución del polo dominante atendiendo a la respuesta al tiempo no es tan tajante como en el caso de la respuesta en frecuencia. Sin embargo, sabemos que el modelo incremental completo del circuito contiene cuatro elementos almacenadores de energía, C_μ , C_π , C_e y C_s . Así pues, la respuesta al escalón es, en realidad, la suma de cuatro exponenciales y no de dos. Una de éstas exponenciales adicionales, correspondiente a un polo por encima de ω_T , será rapidísima y por tanto sólo alterará la gráfica de la [Figura 4-2](#) durante los primeros nanosegundos. La otra ex-

ponencial adicional, correspondiente a un polo muy por debajo de ω_L , será esencialmente constante durante el intervalo de tiempo representado. Sacamos la conclusión de que la respuesta al escalón basada sólo en los polos dominantes no es correcta durante los primeros nanosegundos, y no lo es tampoco para tiempos superiores a la decena de milisegundos.

4.2 – 3: Medición de ω_H , tiempo de crecimiento y medición (aproximada) de ω_L

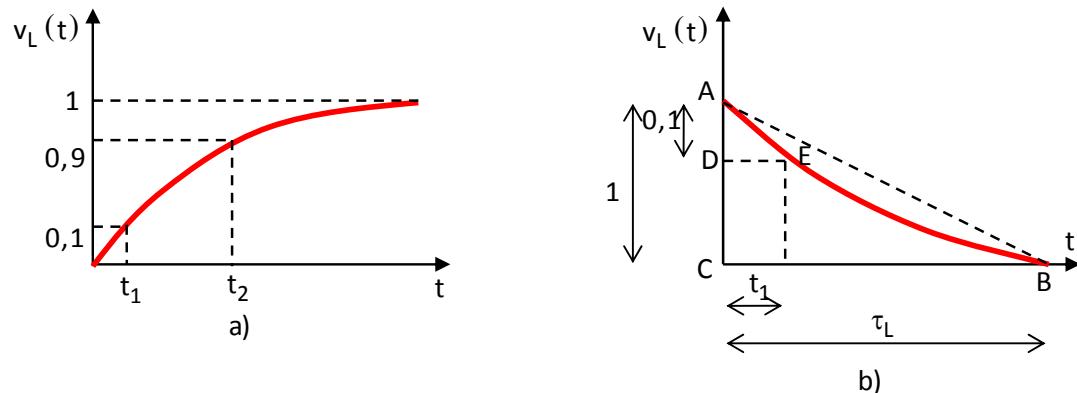


Figura 4-3: Respuesta en el tiempo al escalón unitario para la medición de ω_H y ω_L , a) respuesta en alta frecuencia y b) respuesta en baja frecuencia.

En esta sección analizamos, primero, la respuesta en el tiempo a alta frecuencia. De la Figura 4-3(a) Definimos los tiempos t_1 y t_2 como el tiempo que demora la función en alcanzar el **10** y el **90%**, respectivamente, de su valor final. Suponiendo que $A_{v,fm} = 1$, entonces son válidas las siguientes ecuaciones

$$0,1 = e^{-t_1/\tau_H} \quad (4-5)$$

$$0,9 = -e^{-t_2/\tau_H} \quad (4-6)$$

Despejando t_1 de (4-5) y t_2 de (4-6) tenemos

$$\ln(0,1) = t_1 / \tau_H \quad (4-7)$$

$$\ln(0,9) = t_2 / \tau_H \quad (4-8)$$

Restando (4-8) menos (4-7) llegamos a

$$\frac{t_2 - t_1}{\tau_H} = \ln(0,9) - \ln(0,1) \approx 2,2$$

Si llamamos a la diferencia $t_2 - t_1$ tiempo de crecimiento t_c y recordando que $\tau_H = 1/\omega_H$, nos queda entonces la siguiente igualdad

$$\tau_H = \omega_H = \frac{t_c}{2,2} \quad (4-9)$$

Y la frecuencia de corte superior puede ser escrita como

$$f_H = 2\pi \cdot \omega_H = 2\pi \frac{t_c}{2,2} \approx \frac{t_c}{0,35}$$

(4-10)

Fórmula ya conocida si despreciamos el valor de f_L y hacemos que $AB=f_H$.

Ahora analizamos la respuesta en el tiempo del sistema a bajas frecuencias. Nos vamos para ello de la [Figura 4-3\(b\)](#), en donde por conveniencia el valor correspondiente a $t=0$ es 1. El valor de t_1 lo tenemos que medir, es el valor en donde la función decayó un **10%** de su valor respecto de lo que valía en $t = 0$, es decir **0,1**. Luego, por *Teorema de Thales*, tenemos

$$\frac{0,1}{t_1} = \frac{1}{\tau_L} \quad (4-1)$$

Aquí estamos cometiendo un ligero error puesto que los triángulos **ABC** y **ADE** no son semejantes, pero a efectos prácticos los consideramos como tales. Teniendo en cuenta ahora que $\omega_L = 1/\tau_L$ tenemos

$$\omega_L = \frac{1}{\tau_L} = \frac{1}{10 \cdot t_1} \quad (4-1)$$

Y la frecuencia de corte inferior será

$$f_L = \frac{\omega_L}{2\pi} = \frac{1}{2\pi \cdot 10 \cdot t_1} \approx \frac{1}{62,8 \cdot t_1} \quad (4-1)$$

4.2 – Amplificador multi-etapa¹³

Aquí trataremos el problema de averiguar las frecuencias de corte superior e inferior de un amplificador formado por **n** etapas. Se nos pueden presentar dos casos:

- **Caso 1. Etapas que no tienen interacción entre sí:** multiplicamos las ganancias de transferencia de todas las etapas. Además consideramos que todas las etapas tienen idénticas frecuencias de corte superior e inferior. En este tipo de amplificadores, el ancho de banda disminuye a medida que se agregan etapas.
- **Caso 2. Etapas que interactúan entre sí:** no podemos multiplicar las ganancias, puesto que hay que tener en cuenta las impedancias de entrada y salida de cada etapa. Acá no consideramos la igualdad de frecuencias del caso anterior. Un amplificador de **n** etapas, tendrá **n** polos y **m** ceros, pudiendo hacer una aproximación si existe un polo dominante.

En el primer caso para encontrar la f_H del sistema hacemos lo mismo que venimos haciendo. Quedándonos entonces

$$\frac{1}{\sqrt{1+\left(\frac{f_H}{f_{H1}}\right)^2}} \cdot \frac{1}{\sqrt{1+\left(\frac{f_H}{f_{H2}}\right)^2}} \cdots \frac{1}{\sqrt{1+\left(\frac{f_H}{f_{Hn}}\right)^2}} = \frac{1}{\sqrt{2}} \quad (4-1)$$

Si las **n** etapas tienen idénticas frecuencias de corte superior ($f_{H1} = f_{H2} = \dots = f_{Hn} = f_{H0}$), entonces

¹³ (Alem) p. 66.

$$\left[\frac{1}{\sqrt{1+\left(\frac{f_H}{f_{HO}}\right)^2}} \right]^n = \frac{1}{\sqrt{2}} \quad ; \quad \left[1+\left(\frac{f_H}{f_{HO}}\right)^2 \right]^n = 2 \quad ; \quad 1+\left(\frac{f_H}{f_{HO}}\right)^2 = 2^{1/n}$$

$$f_H = f_{HO} \sqrt{2^{1/n} - 1} \quad (4-1)$$

Si además las etapas tienen idénticas frecuencias de corte inferior ($f_{L1}=f_{L2}=\dots=f_{Ln}=f_{Lo}$), entonces para hallar la frecuencia de corte inferior del sistema, f_L , se procede de la misma manera. Tenemos

$$\left[\frac{1}{\sqrt{1+\frac{f_{Lo}}{f_L}}} \right]^n = \frac{1}{\sqrt{2}} \quad \rightarrow \therefore f_L = \frac{f_L}{\sqrt{2^{1/n} - 1}} \quad (4-1)$$

Para el segundo caso, partimos de la base de que cada etapa tiene su frecuencia de corte superior ($f_{H1}, f_{H2}, \dots, f_{Hn}$). Entonces para encontrar la frecuencia de corte superior f_H del sistema no tenemos más alternativa que recurrir a la ecuación (4-14). Si el sistema tiene un polo dominante f_{Hd} , mucho más chico que todos los demás polos, entonces la frecuencia de corte superior del sistema será igual a este polo, es decir $f_H=f_{Hd}$. El cual es, aproximadamente¹⁴, igual a

$$\frac{1}{f_H} = \sqrt{\frac{1}{f_{H1}^2} + \frac{1}{f_{H2}^2} + \dots + \frac{1}{f_{Hn}^2}} \quad (4-1)$$

4.2 – 1: Dos etapas en configuración EC en cascada¹⁵

Para encontrar la función de transferencia de corriente nos valemos de la siguiente figura. En donde los condensadores de acoplamiento y desacoplo los consideramos de valor infinito, de modo que no influyan en la respuesta en frecuencia. Solo consideramos entonces, la respuesta a alta frecuencia.

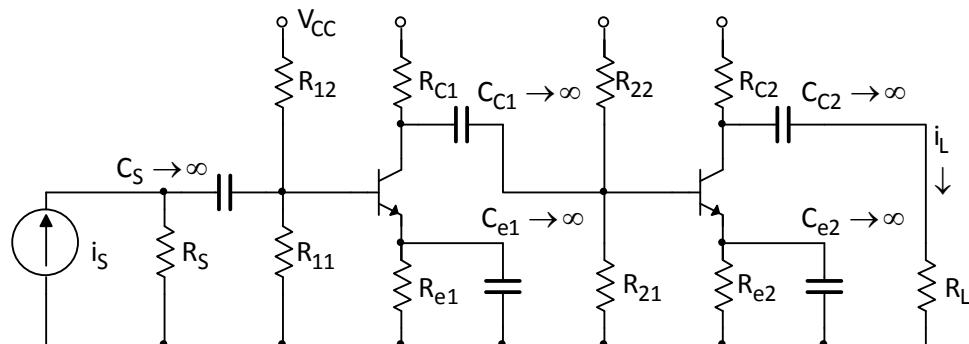


Figura 4-4: Circuito amplificador de dos etapas en configuración en emisor común en cascada.

¹⁴ La demostración de f_H la podemos encontrar en la sección 4.3 – 2: Determinación de la frecuencia de corte ω_H .

¹⁵ (Alem) p. 67.

Las simplificaciones que haremos en la **Figura 4-5**, teniendo en cuenta que $r_{x1}=r_{x2}=0$, son

$$R_1 = R_S \parallel R_{b1} \parallel r_{\pi 1} \quad R_2 = R_{C1} \parallel R_{b2} \parallel r_{\pi 2} \quad R'_L = R_{C2} \parallel R_L$$

$$C_2 = C_{\pi 2} + C_{M2} = C_{\pi 2} + C_{\mu 2} (1 + g_m R'_L)$$

$$\bullet C_{M2} = C_{\mu 2} (1 + g_m R'_L)$$

$$C_{aux} = C_{\pi 1} + C_{M1} = C_{\pi 1} + \frac{(C_{\mu 2} R_2 C_2)p + C_{\mu 2} (1 + g_m R_2)}{R_2 C_2 p + 1} = \frac{(C_{\pi 1} + C_{\mu 1}) R_2 C_2 \cdot p + [C_{\pi 1} + C_{\mu 1} (1 + g_m R_2)]}{R_2 C_2 p + 1}$$

$$\bullet C_{M1} = C_{\mu 2} \left[1 + g_m \left(R_2 \parallel \frac{1}{C_2 p} \right) \right] = C_{\mu 2} \left[1 + \frac{g_m R_2}{R_2 C_2 p + 1} \right] = \frac{(C_{\mu 2} R_2 C_2)p + C_{\mu 2} (1 + g_m R_2)}{R_2 C_2 p + 1}$$

Entonces ahora calculamos la función de transferencia del circuito

$$\begin{aligned} A_{i,fa} &= \frac{i_L}{i_S} = \frac{i_L}{v_{be2}} \cdot \frac{v_{be2}}{v_{be1}} \cdot \frac{v_{be1}}{i_S} = \\ &\bullet \frac{i_L}{v_{b'e2}} = \frac{-g_m \cdot R_{C2}}{R_{C2} + R_L} \\ &\bullet \frac{v_{b'e2}}{v_{b'e1}} = -g_m \cdot \left(R_2 \parallel \frac{1}{C_2 p} \right) = \frac{-g_m \cdot R_2}{R_2 C_2 p + 1} = \\ &\bullet \frac{v_{b'e1}}{i_S} = \left(R_1 \parallel \frac{1}{C_{ap}} \right) = \frac{R_1}{R_1 C_{ap} p + 1} = \frac{R_1}{R_1 \left\{ \frac{[(C_{\pi 1} + C_{\mu 1}) R_2 C_2] p + [C_{\pi 1} + C_{\mu 1} (1 + g_m R_2)]}{R_2 C_2 p + 1} \right\} p + 1} = \\ &= \frac{R_1 (R_2 C_2 p + 1)}{R_1 \left\{ [(C_{\pi 1} + C_{\mu 1}) R_2 C_2] p + [C_{\pi 1} + C_{\mu 1} (1 + g_m R_2)] \right\} p + R_2 C_2 p + 1} = \\ &= \frac{R_1 (R_2 C_2 p + 1)}{[(R_1 (C_{\pi 1} + C_{\mu 1}) R_2 C_2) p^2 + R_1 [C_{\pi 1} + C_{\mu 1} (1 + g_m R_2)] p + R_2 C_2 p + 1]} = \\ &= \frac{R_1 (R_2 C_2 p + 1)}{[R_1 R_2 (C_{\pi 1} + C_{\mu 1}) C_2] p^2 + \{R_1 [C_{\pi 1} + C_{\mu 1} (1 + g_m R_2)] + R_2 C_2\} p + 1} = \\ &\frac{v_{b'e1}}{i_S} = \frac{R_1 (R_2 C_2 p + 1)}{\left[R_1 R_2 C_1 C_2 \frac{C_{\pi 1} + C_{\mu 1}}{C_1} \right] p^2 + [R_1 C_1 + R_2 C_2] p + 1} = \\ A_{i,fa} &= \frac{(-g_m) \cdot R_{C2} \cdot (-g_m) \cdot R_2}{R_{C2} + R_L} \cdot \frac{R_1 (R_2 C_2 p + 1)}{\left[R_1 R_2 C_1 C_2 \frac{C_{\pi 1} + C_{\mu 1}}{C_1} \right] p^2 + [R_1 C_1 + R_2 C_2] p + 1} = \\ &= \frac{g_m^2 \cdot R_{C2} R_2 R_1}{R_{C2} + R_L} \cdot \frac{1}{\left[R_1 R_2 C_1 C_2 \frac{C_{\pi 1} + C_{\mu 1}}{C_1} \right] p^2 + [R_1 C_1 + R_2 C_2] p + 1} = \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 &= \frac{A_{i,fm}}{\left[R_1 R_2 C_1 C_2 \frac{C_{\pi 1} + C_{\mu 1}}{C_1} \right] p^2 + [R_1 C_1 + R_2 C_2] p + 1} = \\
 A_{i,fa} &= \boxed{\frac{A_{i,fm}}{\left(1 + \frac{p}{p_{H1}} \right) \cdot \left(1 + \frac{p}{p_{H2}} \right)}} \quad (4-1)
 \end{aligned}$$

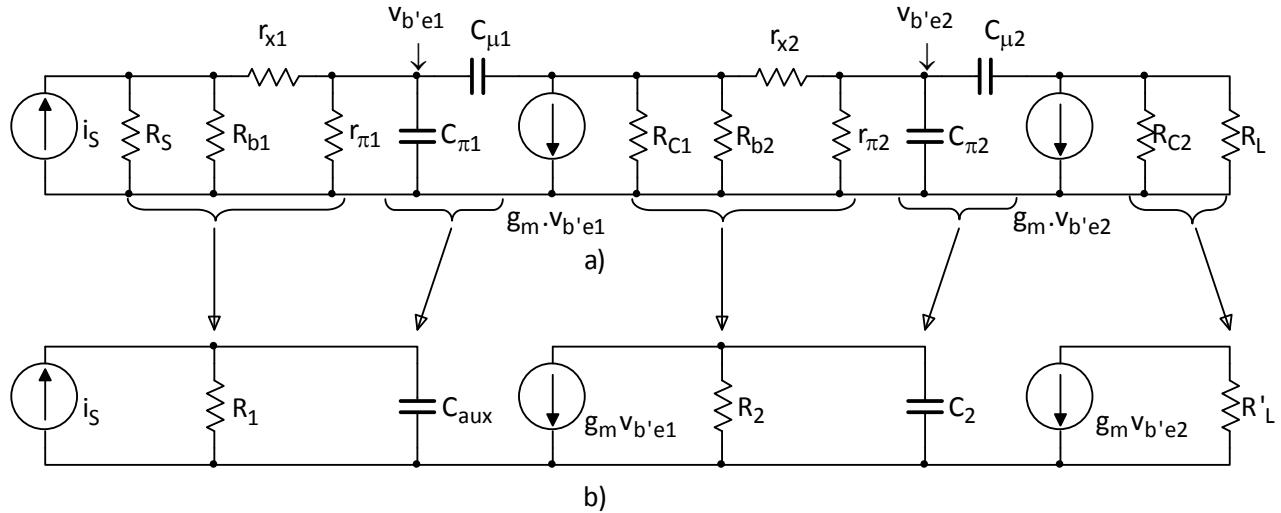


Figura 4-5: Circuito equivalente para alta frecuencia, **a)** completo y **b)** considerando algunas simplificaciones.

Y llegamos a la conclusión de que se trata de una función con dos polos en alta frecuencia. Para determinar la frecuencia de corte superior hacemos

$$\begin{aligned}
 |A_i(j\omega)| &= \left| \frac{A_{i,fm}}{\left(1 + \frac{j\omega}{\omega_{H1}} \right) \cdot \left(1 + \frac{j\omega}{\omega_{H2}} \right)} \right| = \frac{|A_{i,fm}|}{\sqrt{2}} \\
 \left| 1 + \frac{j\omega}{\omega_{H1}} \right| \cdot \left| 1 + \frac{j\omega}{\omega_{H2}} \right| &= \sqrt{2} \\
 \sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_{H1}} \right)^2} \cdot \sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_{H2}} \right)^2} &= \sqrt{2} \\
 \left[1 + \left(\frac{\omega}{\omega_{H1}} \right)^2 \right] \cdot \left[1 + \left(\frac{\omega}{\omega_{H2}} \right)^2 \right] &= 2 \\
 1 + \omega^2 \left[\frac{1}{\omega_{H2}^2} + \frac{1}{\omega_{H1}^2} \right] + \omega^4 \left[\frac{1}{\omega_{H1}^2 \omega_{H2}^2} \right] &= 2 \\
 \omega^4 \left[\frac{1}{\omega_{H1}^2 \omega_{H2}^2} \right] + \omega^2 \left[\frac{1}{\omega_{H2}^2} + \frac{1}{\omega_{H1}^2} \right] - 1 &= 0 \\
 \omega^4 + \omega^2 \left[\omega_{H1}^2 + \omega_{H2}^2 \right] - \left[\omega_{H1}^2 \omega_{H2}^2 \right] &= 0
 \end{aligned}$$

Para encontrar la ω_H hay que encontrar las raíces de este polinomio.

$$\omega_H^2 = -\frac{\omega_{H1}^2 + \omega_{H2}^2}{2} \pm \frac{\sqrt{(\omega_{H1}^2 + \omega_{H2}^2)^2 + 4(\omega_{H1}^2 \omega_{H2}^2)}}{2}$$

$$\omega_H^2 = -\frac{\omega_{H1}^2 + \omega_{H2}^2}{2} \pm \frac{\sqrt{\omega_{H1}^4 + \omega_{H2}^4 + 6 \cdot \omega_{H1}^2 \omega_{H2}^2}}{2} \quad (4-1)$$

El desarrollo se simplifica bastante si trabajamos con números en lugar de letras, aunque no he encontrado ni en apuntes ni resúmenes ejercicios prácticos sobre este tema, así que tampoco puedo saber qué simplificaciones o consideraciones hacer. Supongo entonces que aquí termina el tema.

4.3 – Amplificador cascode¹⁶

El amplificador que analizamos ahora es el cascode, [Figura 4-6](#). El transistor T_1 es un circuito con emisor común ordinario en el que en su colector en lugar de haber una resistencia de carga, hay un segundo transistor (T_2). Este transistor es una etapa en base común, la señal entra por el emisor y sale por el colector, la base de T_2 se mantiene a un potencial constante por medio de una fuente de tensión continua. Ambos transistores están en serie e I_{C1} e I_{C2} son casi iguales y con una red de polarización apropiada, los transistores funcionarán en la región activa directa.

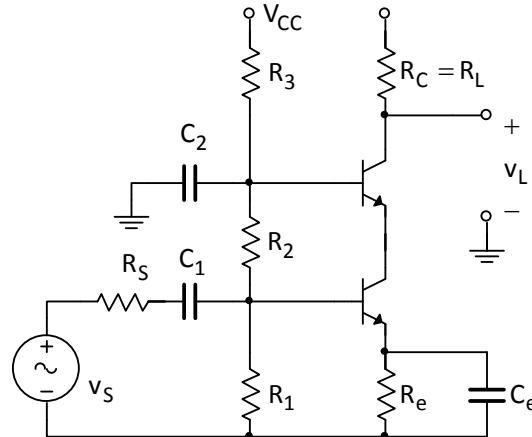


Figura 4-6: Circuito de un amplificador cascode.

Una razón importante para añadir un segundo transistor es que al funcionar dicho transistor como amplificador con base común y no con emisor-común, podrá trabajar con una tensión de colector mucho más alta. Concretamente, la tensión de colector de una etapa con base común está limitada por la tensión de avalancha de la unión colectora y no por la tensión de mantenimiento. Existen otras razones para conectar este segundo transistor de esta manera, las cuales sólo pueden verse después de un examen detallado del funcionamiento del circuito a frecuencias elevadas.

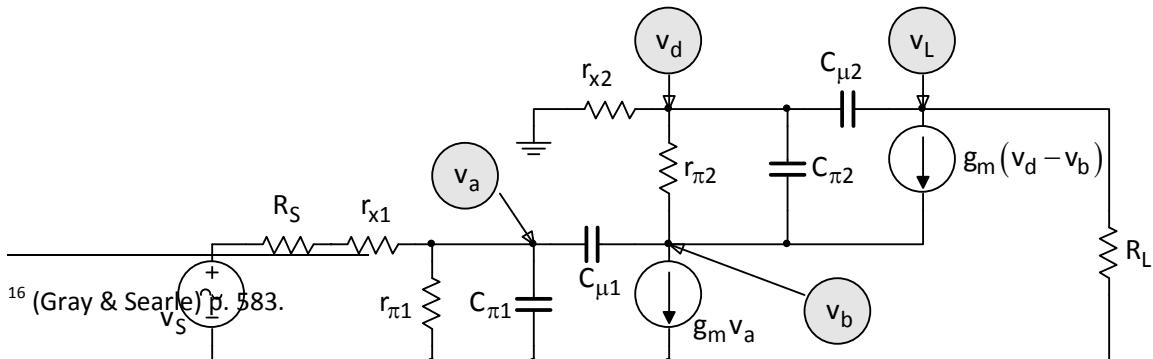


Figura 4-7: Circuito equivalente para alta frecuencia del amplificador cascode.

En donde $R_{bb} \gg r_{\pi 1}$, por eso omitimos R_{bb} , y $R'_s = R_s + r_{x1}$.

4.3 – 1: Ecuaciones en los nudos

Para examinar el comportamiento del amplificador cascode a frecuencias elevadas utilizamos el circuito de la **Figura 4-7**. A grandes rasgos, podemos saber cuál es la forma general de la función de transferencia v_o/v_s . Existen cuatro elementos almacenadores de energía y que son independientes (es decir, que no hay nudos alimentados únicamente por bobinas, ni mallas formadas solamente con condensadores), esto implica la existencia de cuatro frecuencias propias. A frecuencia cero (o sea, para continua) la red tiene ganancia finita (análisis para determinar la red de polarización del circuito en donde se consideran todos los capacitores como infinitos), por lo que en el numerador no podrán haber factores en p (es decir, cero al origen). Despues, observemos que para valores grandes de p todos los condensadores se convierten en cortocircuitos, pero sólo uno de ellos, $C_{\mu 1}$, reduce v_o/v_s a cero. Entonces a frecuencias elevadas, esperamos que v_o/v_s varíe como $1/p$. De aquí deducimos que la función de transferencia debe tener la forma

$$F(p) = \frac{v_o}{v_s} = \frac{K \cdot (p - p_a) \cdot (p - p_b) \cdot (p - p_c)}{(p - p_d) \cdot (p - p_e) \cdot (p - p_f) \cdot (p - p_g)} \quad (4-2)$$

Para hallar los parámetros de la ecuación (4 – 20), debemos resolver un sistema completo de 4 ecuaciones con 4 incógnitas. Existen 4 nudos independientes (suponiendo que R_s y r_{x1} se sumen formando una nueva resistencia R'_s) por lo que tomaremos como variables independientes las 4 tensiones nudo-tierra. Se considera a v_d como una tensión entre el nudo y tierra, puesta que está inmediata a un nudo. En la **Figura 4-7**, se han separado los 4 nudos, aplicando a cada uno la ley de Kirchoff de las corrientes, tenemos

LKI (nudo v_a):

$$\frac{v_a}{R_s + r_{x1}} + \frac{v_a}{r_{\pi 1}} + \frac{v_a}{1/C_{\pi 1} \cdot p} + \frac{v_a}{1/C_{\mu 1} \cdot p} = \frac{v_b}{1/C_{\mu 1} \cdot p} + \frac{v_s}{R_s + r_{x1}}$$

$$G'_s \cdot v_a + g_{\pi 1} \cdot v_a + C_{\pi 1} \cdot p \cdot v_a + C_{\mu 1} \cdot p \cdot v_a = C_{\mu 1} \cdot p \cdot v_b + G'_s \cdot v_s$$

$$[G'_s + g_{\pi 1} + (C_{\pi 1} + C_{\mu 1}) \cdot p] \cdot v_a - [C_{\mu 1} \cdot p] \cdot v_b = G'_s \cdot v_s$$

LKI (nudo v_b):

$$C_{\mu 1} \cdot p \cdot v_b + C_{\pi 2} \cdot p \cdot v_b + g_{\pi 2} \cdot v_b + g_{m1} \cdot v_a = g_{m2} \cdot (v_d - v_b) + g_{\pi 2} \cdot v_d + C_{\pi 2} \cdot p \cdot v_d + C_{\mu 1} \cdot p \cdot v_a$$

$$[(C_{\mu 1} + C_{\pi 2}) \cdot p + g_{\pi 2}] \cdot v_b + g_{m1} \cdot v_a = -g_{m2} \cdot v_b + (g_{\pi 2} + g_{m2} + C_{\pi 2} \cdot p) \cdot v_d + C_{\mu 1} \cdot p \cdot v_a$$

$$[g_{m1} - C_{\mu 1} \cdot p] \cdot v_a + [g_{\pi 2} + g_{m2} + (C_{\mu 1} + C_{\pi 2}) \cdot p] \cdot v_b - [g_{\pi 2} + g_{m2} + C_{\pi 2} \cdot p] \cdot v_d = 0$$

LKI (nodo v_d):

$$\begin{aligned} [g_{x2} + g_{\pi 2} + (C_{\pi 2} + C_{\mu 2}) \cdot p] \cdot v_d &= (g_{\pi 2} + C_{\pi 2} \cdot p) \cdot v_b + C_{\mu 2} \cdot p \cdot v_L \\ -[g_{\pi 2} + C_{\pi 2} \cdot p] \cdot v_b + [g_{x2} + g_{\pi 2} + (C_{\pi 2} + C_{\mu 2}) \cdot p] \cdot v_d - [C_{\mu 2} \cdot p] \cdot v_L &= 0 \end{aligned}$$

LKI (nodo v_L):

$$\begin{aligned} (g_L + C_{\mu 2} \cdot p) \cdot v_L + g_{m2} \cdot (v_d - v_b) &= C_{\mu 2} \cdot p \cdot v_d \\ -[g_{m2}] \cdot v_b + [g_{m2} - C_{\mu 2} \cdot p] \cdot v_d + [g_L + C_{\mu 2} \cdot p] \cdot v_L &= 0 \end{aligned}$$

Resumiendo, tenemos el siguiente sistema de ecuaciones

$$\begin{array}{lll} [G'_S + g_{\pi 1} + (C_{\pi 1} + C_{\mu 1}) \cdot p] \cdot v_a & -[C_{\mu 1} \cdot p] \cdot v_b & = G'_S \cdot v_S \\ +[g_{m1} - C_{\mu 1} \cdot p] \cdot v_a & +[g_{\pi 2} + g_{m2} + (C_{\mu 1} + C_{\pi 2}) \cdot p] \cdot v_b & = 0 \\ -[g_{\pi 2} + C_{\pi 2} \cdot p] \cdot v_b & -[g_{\pi 2} + g_{m2} + C_{\pi 2} \cdot p] \cdot v_d & = 0 \\ -[g_{m2}] \cdot v_b & +[g_{x2} + g_{\pi 2} + (C_{\pi 2} + C_{\mu 2}) \cdot p] \cdot v_d & -[C_{\mu 2} \cdot p] \cdot v_L \\ & +[g_{m2} - C_{\mu 2} \cdot p] \cdot v_d & +[g_L + C_{\mu 2} \cdot p] \cdot v_L \end{array} = 0$$

$$\left\{ \begin{array}{lll} a \cdot v_a & +b \cdot v_b & = G'_S \cdot v_S \\ c \cdot v_a & +d \cdot v_b & +e \cdot v_d = 0 \\ +f \cdot v_b & +g \cdot v_d & +h \cdot v_L = 0 \\ i \cdot v_b & +j \cdot v_d & +k \cdot v_L = 0 \end{array} \right.$$

Para obtener $F(p)=v_L/v_S$, debemos primero averiguar la incógnita v_S , para esto resolvemos mediante Cramer para hallar v_L , luego despejamos v_L/v_S

$$v_o = \frac{\Delta_4}{\Delta} = \frac{\begin{vmatrix} a & b & 0 & G'_S \cdot v_S \\ c & d & 0 & 0 \\ 0 & f & g & 0 \\ 0 & i & j & 0 \end{vmatrix}}{\begin{vmatrix} a & b & 0 & 0 \\ c & d & 0 & 0 \\ 0 & f & g & h \\ 0 & i & j & k \end{vmatrix}} = \frac{G'_S \cdot v_S \cdot \Delta_{14}}{\Delta} \rightarrow : \boxed{\frac{v_L}{v_S} = \frac{G'_S \cdot \Delta_{14}}{\Delta}} \quad (4-2)$$

Es obvio que para encontrar los ceros del denominador –que son las frecuencias propias– debemos usar un programa que saque los ceros de un polinomio (de grado 4 en este caso). Por lo que leí, se recurre ineludiblemente a una calculadora o software que resuelva matrices.

4.3 – 2: Determinación de la frecuencia de corte ω_H

A la frecuencia de corte superior la podemos determinar también usando un software, construyendo el Bode, o cuando existe un polo dominante. En lo siguiente de-

terminamos la frecuencia de corte cuando los ceros se hallan a frecuencias mucho más altas que los polos, entonces

$$A_{v,fa}(p) = \frac{K \cdot (p - p_a) \cdot (p - p_b) \cdot (p - p_c)}{(p - p_d) \cdot (p - p_e) \cdot (p - p_f) \cdot (p - p_g)} = \frac{K \cdot p_a \cdot p_b \cdot p_c (p/p_a - 1) \cdot (p/p_b - 1) \cdot (p/p_c - 1)}{(p - p_d) \cdot (p - p_e) \cdot (p - p_f) \cdot (p - p_g)}$$

Si los ceros se hallan mucho más arriba de los polos tenemos que $p/p_a \approx 0$, $p/p_b \approx 0$ y $p/p_c \approx 0$. Entonces

$$\begin{aligned} A_{v,fa}(p) &= \frac{K \cdot p_a \cdot p_b \cdot p_c}{(p - p_d) \cdot (p - p_e) \cdot (p - p_f) \cdot (p - p_g)} = \\ &= \frac{K \cdot p_a \cdot p_b \cdot p_c}{p_d \cdot p_e \cdot p_f \cdot p_g} \cdot \frac{1}{\left(\frac{p}{p_d} - 1\right) \cdot \left(\frac{p}{p_e} - 1\right) \cdot \left(\frac{p}{p_f} - 1\right) \cdot \left(\frac{p}{p_g} - 1\right)} = \\ A_{v,fa}(p) &= \frac{K'}{\left(\frac{p}{p_d} - 1\right) \cdot \left(\frac{p}{p_e} - 1\right) \cdot \left(\frac{p}{p_f} - 1\right) \cdot \left(\frac{p}{p_g} - 1\right)} = \frac{A_{v,fm}}{\left(\frac{p}{p_d} - 1\right) \cdot \left(\frac{p}{p_e} - 1\right) \cdot \left(\frac{p}{p_f} - 1\right) \cdot \left(\frac{p}{p_g} - 1\right)} \end{aligned}$$

La frecuencia de corte f_H ocurre cuando $A_{v,fa}$ decae 3dB respecto de $A_{v,fm}$, es decir

$$\frac{A_{f,fm}}{\sqrt{2}} = \left| \frac{V_L(j\omega)}{V_S} \right| = \left| \frac{|A_{v,fm}|}{\left(\frac{j\omega_H}{p_d} - 1 \right) \cdot \left(\frac{j\omega_H}{p_e} - 1 \right) \cdot \left(\frac{j\omega_H}{p_f} - 1 \right) \cdot \left(\frac{j\omega_H}{p_g} - 1 \right)} \right| = \frac{A_{v,fm}}{\sqrt{\frac{\omega_H^2}{p_d^2} + 1} \cdot \sqrt{\frac{\omega_H^2}{p_e^2} + 1} \cdot \sqrt{\frac{\omega_H^2}{p_f^2} + 1} \cdot \sqrt{\frac{\omega_H^2}{p_g^2} + 1}}$$

$$\begin{aligned} \frac{A_{f,fm}}{\sqrt{2}} &= \frac{A_{v,fm}}{\sqrt{\frac{\omega_H^2}{p_d^2} + 1} \cdot \sqrt{\frac{\omega_H^2}{p_e^2} + 1} \cdot \sqrt{\frac{\omega_H^2}{p_f^2} + 1} \cdot \sqrt{\frac{\omega_H^2}{p_g^2} + 1}} \\ 2 &= \left(\frac{\omega_H^2}{p_d^2} + 1 \right) \cdot \left(\frac{\omega_H^2}{p_e^2} + 1 \right) \cdot \left(\frac{\omega_H^2}{p_f^2} + 1 \right) \cdot \left(\frac{\omega_H^2}{p_g^2} + 1 \right) = 1 + \omega_H^2 \left(\frac{1}{p_d^2} + \frac{1}{p_e^2} + \frac{1}{p_f^2} + \frac{1}{p_g^2} \right) + \omega_H^4 \left(\frac{1}{p_d^2 p_e^2} + \frac{1}{p_f^2 p_g^2} + \dots \right) + \omega_H^6 (\dots) \end{aligned}$$

Sabemos que $\omega_H \ll |p_d|$, en este caso p_d es el polo de más baja frecuencia. Esto implica que los términos de ω_H^4 , ω_H^6 , etc, puedan despreciarse. Nos queda entonces

$$1 = \omega_H^2 \left(\frac{1}{p_d^2} + \frac{1}{p_e^2} + \frac{1}{p_f^2} + \frac{1}{p_g^2} \right) \rightarrow \therefore \omega_H = \sqrt{\frac{1}{\frac{1}{p_d^2} + \frac{1}{p_e^2} + \frac{1}{p_f^2} + \frac{1}{p_g^2}}} \quad (4-22)$$

4.3 – 3: Respuesta al escalón unitario

Combinando las ecuaciones (4-9) y la (4-22) tenemos

$$t_c = 2,2 \cdot \sqrt{\frac{1}{p_d^2} + \frac{1}{p_e^2} + \frac{1}{p_f^2} + \frac{1}{p_g^2}} = \frac{2,2}{\omega_H} = \frac{0,35}{f_H} \quad (4-23)$$

Esto es para el caso de polos reales, si el amplificador tuviera polos complejos, en la respuesta al escalón habría oscilaciones.

5 – RESPUESTA CON REALIMENTACIÓN – POLOS EN UN AMPLIFICADOR¹⁷

Aún cuando en el capítulo 1 tratamos el tema de la realimentación, el diseño no queda completo si no se consideramos la respuesta en frecuencia y a los transitorios. Muchos de los parámetros definidos en la sección 1 (condiciones de continua, ganancias, impedancias, etc.) son dependientes de la frecuencia, lo que nos obliga a hablar ya de una *función de transferencia* en lugar de una simple ganancia. Por otra parte, la red beta también puede ser dependiente de la frecuencia, quizás el ejemplo más conocido sea el circuito integrador, conformado por un operacional y un circuito **RC**; por lo tanto β también vendrá representada como una función de transferencia.

Para simplificar el análisis, vamos a considerar que la red β es constante y que no añade polos a la función de transferencia de lazo abierto. Hecho que se verifica en redes de realimentación puramente resistivas. Aunque la red β sea pasiva, esto no quiere decir que no se agreguen polos a la función de transferencia cuando se le aplique realimentación.

Bien sabemos que un circuito o sistema es estable cuando excitaciones acotadas, producen respuestas acotadas, los circuitos **RLC** son por naturaleza estables. Si por el contrario, una excitación acotada produce respuestas que tienden al infinito, decimos que el sistema es inestable. Las redes activas contienen fuentes internas de energía que se puede combinar con la excitación de entrada provocando un aumento en la salida o manteniendo por tiempo indefinido las oscilaciones. Sin embargo, en la práctica, la salida de un circuito inestable no puede tender hacia el infinito, la limitación es impuesta por la fuente con que se alimenta el circuito. Si queremos ahondar más en la estabilidad de un circuito, diremos que la misma se garantiza cuando los polos del sistema se encuentran en el semiplano izquierdo del plano **s** (aquí llamado **p**). Si la realimentación hace que alguno de los polos pase al semiplano de la derecha, se manifiesta la inestabilidad en forma de oscilaciones mantenidas.

Tenemos que especificar los márgenes mediante los cuales se logre la estabilidad. De hecho, los componentes del circuito se ven afectadas por las tolerancias de fabricación, los fenómenos de la temperatura y el envejecimiento, etc., que causan que un parámetro se desvíe de su valor nominal. Así, tenemos que introducir los márgenes de seguridad de estabilidad, que son el margen de fase y el margen de ganancia. Aún cuando un amplificador sea estable, dicha estabilidad puede demorar cierto tiempo en llegar, así que también debemos asegurarnos de que ese tiempo no sea lo suficientemente prolongado como para que pueda causar efectos no deseados en nuestro sistema.

Según veremos, podemos añadir componentes de circuito que modifique la posición los polos y ceros de la transmisión del bucle de manera que permitan una mayor

¹⁷ (Millman & Halkias) pp. 449-461.

realimentación con una respuesta aceptable: a esto se le da el nombre de **compensación**. Cuando diseñamos un amplificador realimentado elegimos el amplificador básico y la red de realimentación adecuada para obtener las características deseadas en el margen de frecuencias de trabajo (frecuencias medias). Es necesario considerar también la posibilidad de que se produzca un mal funcionamiento fuera de la banda de frecuencias en la que se lo pretende utilizar. Por lo tanto debemos asegurar que el amplificador no se vuelva inestable, lo que podría suceder si la realimentación se convierte en positiva para algún valor de la frecuencia.

¿Cómo es posible que se convierta en positiva? Se supone que el amplificador posee realimentación negativa a frecuencias medias. Si el amplificador básico introduce desfasaje de **180°** debido a sus polos, a una determinada frecuencia, la realimentación, *a esa frecuencia*, se convierte en positiva. En los párrafos siguientes examinaremos la respuesta en frecuencia de funciones de transferencia caracterizadas por diferentes combinaciones de polos (y ceros) que se encuentran normalmente en la práctica. A partir de esto, se darán definiciones que servirán para un correcto diseño que garantice la estabilidad a lazo cerrado con márgenes adecuados. La respuesta al escalón a lazo cerrado en el dominio del tiempo, para cada tipología de función de transferencia, también se verá.

5.1 – Amplificadores con 1 polo

Entre las propiedades de realimentación, se incluye la de la ampliación del ancho de banda respecto a la del circuito a lazo abierto. Vamos a demostrar que esta propiedad sólo se aplica a los amplificadores de un polo, pero no es eficaz en los amplificadores de varios polos.

5.1 – 1: A frecuencias bajas

Consideremos un amplificador de lazo abierto con la siguiente función de transferencia con un solo polo (negativo), cuya función de transferencia a frecuencias bajas es

$$A_b(p) = \frac{A_o \cdot p}{p + p_1} = \frac{A_o}{1 + p_1/p} \quad (5 -)$$

Donde: **$A_p(p)$** : Ganancia a lazo abierto en baja frecuencia en función de p .

A_o : Ganancia a lazo abierto en media frecuencia.

p_1 : Frecuencia de corte inferior a lazo abierto.

Ahora se conecta el amplificador con una red de realimentación β puramente resistiva, entonces la ganancia a lazo cerrado a bajas frecuencias es:

$$A_{fb}(p) = \frac{A_b(p)}{1 + \beta \cdot A_b(p)} = \frac{\frac{A_o}{1 + p_1/p}}{1 + \frac{\beta \cdot A_o}{1 + p_1/p}} = \frac{\frac{A_o}{1 + \beta \cdot A_o}}{1 + \frac{p_1}{p(1 + \beta A_o)}} = \boxed{\frac{\frac{A_o}{1 + p_1/p}}{1 + \frac{p_1}{p(1 + \beta A_o)}} = \frac{A_o}{1 + \frac{p_1}{p}} = A_{fb}(p)} \quad (5 -)$$

Donde: **$A_{fb}(p)$** : Ganancia a lazo cerrado a frecuencias bajas.

p_{f1} = $p_1/(1+\beta A_o)$: Frecuencia de corte inferior a lazo cerrado.

El resultado indica que el polo p_{f1} a lazo cerrado es igual al valor del polo p_1 a lazo abierto dividido por la insensibilidad en la banda central $D=1+T$. La ganancia también se vio afectada de la misma forma, dividida por D .

La posición de p_{f1} en el plano complejo depende de la transmisión en la banda central T . La [Figura 5-1](#) muestra como p_1 se traslada a p_{f1} con la aplicación de la realimentación, p_{f1} coincide con p_1 cuando $T=0$ y se mueve hacia el infinito cuando $T \rightarrow \infty$. Como vemos, el polo está confinado al semiplano izquierdo para cualquier valor de T , se dice entonces que el amplificador es **estable incondicionalmente**. La función $A_b(p)$ ([5 - 1](#)) que se analizó anteriormente, tiene un polo en $p=0$, pero si el cero está en un punto z_1 , entonces el polo p_1 tiende a z_1 cuando $T \rightarrow \infty$.



Figura 5-1: Plano complejo. Vemos cómo se modifican, cualitativamente, los polos a lazo abierto y lazo cerrado.

5.1 – 2: A frecuencias altas

Haciendo lo mismo pero a altas frecuencias, tenemos que la ganancia en función de p es

$$A_a(p) = \frac{A_o}{1+p/p_1} \quad (5 - 3)$$

Y la ganancia a lazo cerrado para altas frecuencias es

$$A_{fa}(p) = \frac{A_a(p)}{1+\beta A_a(p)} = \frac{\frac{A_o}{1+p/p_1}}{1+\frac{p}{p_2(1+\beta A_o)}} = \frac{A_o}{1+\frac{p}{p_2}} = \frac{A_f}{1+\frac{p}{p_{f2}}} = A_{fa}(p) \quad (5 - 4)$$

Donde: $A_a(p)$: Ganancia a lazo abierto a frecuencias altas.

$A_{fa}(p)$: Ganancia a lazo cerrado a frecuencias altas.

p_2 : Frecuencia de corte superior a lazo abierto.

$p_{f2}=p_2(1+\beta A_o)$: Frecuencia de corte superior a lazo cerrado.

La ganancia, al igual que en el caso anterior queda dividida por el factor D . Pero el polo p_{f2} es igual al valor del polo p_2 multiplicado por el factor de insensibilidad D . El polo p_{f2} se mueve desde p_2 (situación que se da cuando $T=0$) hasta menos infinito ($T \rightarrow \infty$). En la [Figura 5-1](#) se ven los polos a baja y alta frecuencia, a lazo abierto y cerrado. De nuevo el amplificador es estable incondicionalmente, puesto que el lugar de raíces se encuentra en su totalidad en el semiplano izquierdo. Esto conduce a una atractiva conclusión: un amplificador de un solo polo es estable para todas las condiciones de la señal de entrada y para todos los valores de los componentes, desafortunadamente esto no es un caso real, ya que los amplificadores tienen más de un solo polo.

5.1 – 3: Producto Ganancia–Ancho de banda

Veamos en este punto qué ocurre con el producto ganancia-ancho de banda. Por lo general el ancho de banda viene definido por la diferencia entre las dos frecuencias de corte (superior e inferior) pero en la mayoría de los casos, $f_H \gg f_L$ por lo que el ancho de banda queda definido como $BW \approx f_H$, que es justamente p_2 en el caso de que no se haya realimentado y p_{f2} cuando sí se lo haya hecho. El producto del módulo por el ancho de banda sin realimentación es

$$G \cdot BW = A_o \cdot p_2$$

Y aplicando la realimentación, queda

$$G_2 \cdot BW_2 = \frac{A_o}{1 + \beta \cdot A_o} \cdot p_2 (1 + \beta \cdot A_o) = A_o \cdot p_2$$

Observamos que el producto ganancia-ancho de banda permanece inalterable. Así pues, podemos usar la realimentación para obtener ancho de banda sacrificando ganancia, manteniéndose constante el producto $G \cdot BW$ al ir aumentando la realimentación. La Figura 5-2 muestra el diagrama de Bode del módulo de la ganancia a lazo abierto y lazo cerrado.

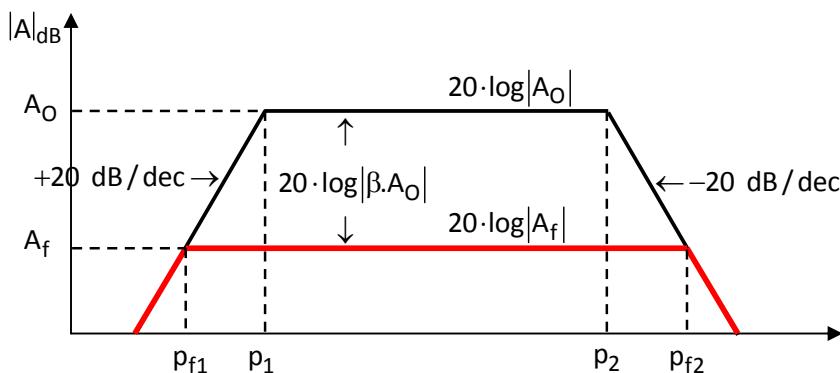


Figura 5-2: Diagrama de Bode en donde se muestra la función de transferencia de un amplificador a baja, media y alta frecuencia.

5.1 – 4: Respuesta al escalón unitario

Las características de un amplificador a lazo cerrado también pueden ser evaluadas en el dominio del tiempo mediante la evaluación de la respuesta al escalón unitario. El escalón nos proporciona especificaciones importantes para sistemas que son sensibles al transitorio del amplificador. Consideremos un amplificador cuya función de transferencia, a lazo cerrado, sea

$$A_{fa}(p) = \frac{A_{fo}}{1 + \frac{p}{p_{f2}}} = \frac{A_{fo} \cdot p_{f2}}{p + p_{f2}} = F(p)$$

Donde A_{fo} es la ganancia a lazo cerrado del amplificador en frecuencias medias y p_{f2} es el polo a lazo cerrado que aparece en altas frecuencias. La respuesta $Y(p)$ puede ser hallada multiplicando la función de transferencia $F(p)$ por la transformada de Laplace del escalón unitario: $X(p) = 1/p$.

$$Y(p) = X(p) \cdot F(p) = \frac{1}{p} \cdot \frac{A_{fo} \cdot p_{f2}}{p + p_{f2}} = \frac{A}{p} + \frac{B}{p + p_{f2}} = A_{fo} \left(\frac{1}{p} - \frac{1}{p + p_{f2}} \right)$$

Anti transformando esta expresión para llevarla al dominio del tiempo, encontramos que $y(t)$ es igual a

$$y(t) = \mathcal{E}^{-1}\{Y(p)\} = A_{fo} \mathcal{E}^{-1}\left\{\frac{1}{p} - \frac{1}{p + p_{f2}}\right\} = A_{fo} (1 - e^{-p_{f2}t}) \cdot u(t) = y(t) \quad (5-5)$$

La magnitud de la salida en régimen permanente es A_{fo} y se alcanza de manera exponencial con la constante de tiempo $1/p_{f2}$.

5.2 – Amplificadores de 2 polos

La función de transferencia de un amplificador de dos polos (en alta frecuencia) sin realimentación es

$$A(p) = \frac{A_o}{\left(1 + \frac{p}{p_1}\right) \cdot \left(1 + \frac{p}{p_2}\right)}$$

y con realimentación es

$$\begin{aligned} A_f(p) &= \frac{A(p)}{1 + \beta A(p)} = \frac{\frac{A_o}{(1 + p/p_1) \cdot (1 + p/p_2)}}{1 + \frac{\beta A_o}{(1 + p/p_1) \cdot (1 + p/p_2)}} = \frac{A_o}{(1 + p/p_1) \cdot (1 + p/p_2) + \beta A_o} = \\ &= \frac{A_o}{1 + p \left(\frac{1}{p_1} + \frac{1}{p_2} \right) + \frac{p^2}{p_1 p_2} + \beta A_o} = \frac{A_o}{(1 + \beta A_o) \left[1 + \frac{p}{(p_1 \parallel p_2)(1 + \beta A_o)} + \frac{p^2}{(p_1 p_2)(1 + \beta A_o)} \right]} = \\ A_f(p) &= \frac{A_{fo}}{1 + \frac{p}{(p_1 \parallel p_2)(1 + \beta A_o)} + \frac{p^2}{(p_1 p_2)(1 + \beta A_o)}} = \frac{A_{fo}}{\left(1 + \frac{p}{p_{f1}}\right) \cdot \left(1 + \frac{p}{p_{f2}}\right)} \end{aligned}$$

En donde tenemos que encontrar los polos p_{f1} y p_{f2} de esta ecuación, que son los ceros de

$$p^2 \left[\frac{1}{p_1 p_2 (1 + \beta A_o)} \right] + p \left[\frac{1}{(p_1 \parallel p_2)(1 + \beta A_o)} \right] + 1 \quad (5-6)$$

5.2 – 1: Polos del amplificador realimentado

Para hallar los ceros de la ecuación (5-6), podemos hacerlo mediante dos formas, idénticas que solo varían en los parámetros que se definen. Podemos encontrar los ceros

- En función de p_1 , p_2 y Q , o bien
- En función de ξ y ω_o .

En función de p_1 , p_2 y Q

Esta es la forma en que aparece en el Millman. Arrancamos de la ecuación (5 – 6) y definimos

$$\omega_0 \equiv p_1 p_2 (1 + \beta A_0) \quad Q \equiv \frac{\omega_0}{p_1 + p_2} \quad (5 - 7)$$

Reemplazando estas definiciones en la ecuación (5 – 6) nos queda

$$\frac{p^2}{\omega_0^2} + \frac{p}{\omega_0 Q} + 1 = 0 \quad (5 - 8)$$

Las raíces de esta ecuación serán

$$\begin{aligned} p_{f1,2} &= \frac{-b \pm \sqrt{b^2 - 4ac}}{2a} = \frac{-\left(\frac{1}{\omega_0 Q}\right) \pm \sqrt{\left(\frac{1}{\omega_0 Q}\right)^2 - 4\left(\frac{1}{\omega_0^2}\right)}}{2\left(\frac{1}{\omega_0^2}\right)} = \frac{-\omega_0 \pm \frac{\omega_0^2}{2}}{2Q} \sqrt{\frac{1}{\omega_0^2 Q^2} - \frac{4}{\omega_0^2}} = \\ &= \frac{-\omega_0 \pm \frac{\omega_0^2}{2}}{2Q} \sqrt{\left(\frac{1}{\omega_0^2 Q^2}\right)(1 - 4Q^2)} = \frac{-\omega_0 \pm \frac{\omega_0^2}{2}}{2Q} \frac{1}{\omega_0 Q} \sqrt{1 - 4Q^2} = \frac{-\omega_0 \pm \omega_0}{2Q} \sqrt{1 - 4Q^2} \end{aligned}$$

Podemos reemplazar el valor de ω_0/Q si lo despejamos de la ecuación (5 – 7)

$$p_{f1,2} = -\frac{p_1 + p_2}{2} \pm \frac{p_1 + p_2}{2} \sqrt{1 - 4Q^2} \quad (5 - 9)$$

En función de ξ y ω_0

Esta es la forma en que aparece en los libros de Control. Para encontrar los polos de la ecuación primero definimos (a uno ya lo definimos anteriormente) dos parámetros

$$\omega_0 = \sqrt{p_1 p_2 (1 + \beta A_0)} \quad \xi = \frac{p_1 + p_2}{2 \cdot \omega_0} \quad (5 - 10)$$

Y la ecuación (5 – 6) queda

$$\frac{p^2}{\omega_0^2} + p \left(\frac{2\xi}{\omega_0} \right) + 1 \quad (5 - 11)$$

Donde ω_0 y ξ se denominan **frecuencia natural no amortiguada** y **factor de amortiguamiento relativo** del sistema respectivamente y son parámetros que definen a un sistema de segundo orden.

Para encontrar los polos p_{f1} y p_{f2} se hallan los ceros de la ecuación de segundo grado, es decir:

$$\begin{aligned} p_{f1,2} &= \frac{-b \pm \sqrt{b^2 - 4ac}}{2a} = \frac{-\frac{2\xi}{\omega_0} \pm \sqrt{\left(\frac{2\xi}{\omega_0}\right)^2 - \frac{4}{\omega_0^2}}}{2} = -\xi \omega_0 \pm \sqrt{\frac{4\xi^2 - 4}{\omega_0^2} \cdot \frac{\omega_0^4}{4}} = -\xi \omega_0 \pm \omega_0 \sqrt{\xi^2 - 1} = \\ &= -\xi \omega_0 \pm \omega_0 \sqrt{\xi^2 - 1} = \boxed{\omega_0 \left(-\xi \pm \sqrt{\xi^2 - 1} \right) = p_{f1,2}} \end{aligned} \quad (5 - 12)$$

5.2 – 2: Respuesta en frecuencia

Acá calculamos lo siguiente:

- Función de transferencia normalizada $|A_f(p=j\omega)/A|$.
- Valor de $\omega=\omega_r$ que hace máxima $|A_f(p=j\omega)/A|$.
- Valor máximo de $|A_f(p=j\omega)/A|$
- Valor de ξ que hace que $|A_f(p=j\omega)/A|$ no tenga pico.
- Bode de $|A_f(p=j\omega)/A|$.

Función de transferencia normalizada: arrancamos de la ecuación (5 – 11) y la normalizamos, es decir, hacemos A_f/A_{f_0} . Además hacemos el cambio de variable $p=j\omega$, tenemos entonces

$$\left| \frac{A_f(p=j\omega)}{A_{f_0}} \right| = \left| \frac{1}{\left(\frac{(j\omega)^2}{\omega_0^2} + j\omega \left(\frac{2\xi}{\omega_0} \right) + 1 \right)} \right| = \left| \frac{1}{\left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_0^2} \right) + j \left(\frac{2\xi}{\omega_0} \omega \right)} \right| = \frac{1}{\sqrt{\left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_0^2} \right)^2 + \left(\frac{2\xi}{\omega_0} \omega \right)^2}} = \frac{1}{\sqrt{\text{Radicando}}} \quad (5 - 13)$$

Valor de $\omega=\omega_r$ que hace máxima $|A_f(p=j\omega)/A|$: esta función de transferencia tiene un pico que lo obtenemos cuando el radicando vale 0, para encontrar el valor de ω que produce esto, derivamos el radicando respecto de ω e igualamos a 0, y así encontramos el valor de ω , que llamaremos ω_r , es el valor para el cual $|A_f/A_{f_0}|$ es máximo.

$$\begin{aligned} \frac{d}{d\omega} \text{Radicando} &= 2 \left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_0^2} \right) \left(-\frac{2\omega}{\omega_0^2} \right) + 2 \left(\frac{2\xi}{\omega_0} \omega \right) \frac{2\xi}{\omega_0} = 0 \\ &\quad -\frac{4\omega}{\omega_0^2} + -\frac{4\omega^3}{\omega_0^4} + \frac{8\xi^2\omega}{\omega_0^2} = 0 \\ &\quad -1 + \frac{\omega^2}{\omega_0^2} + 2\xi^2 = 0 \\ &\quad \boxed{\omega = \omega_r = \omega_0 \sqrt{1 - 2\xi^2}} \end{aligned} \quad (5 - 14)$$

Valor máximo de $|A_f(p=j\omega)/A|$: este ω_r produce un radicando de

$$\begin{aligned} \text{Radicando}_{|\omega=\omega_r} &= \left(1 - \frac{\omega_r^2}{\omega_0^2} \right)^2 + \left(\frac{2\xi\omega_r}{\omega_0} \right)^2 = \left[1 - \frac{(\omega_0\sqrt{1-2\xi^2})^2}{\omega_0^2} \right]^2 + \left[\frac{2\xi(\omega_0\sqrt{1-2\xi^2})}{\omega_0} \right]^2 = \\ &= \left[1 - \frac{\omega_0^2(1-2\xi^2)}{\omega_0^2} \right]^2 + 4\xi^2(1-2\xi^2) = [1-1+2\xi^2]^2 + 4\xi^2 - 8\xi^4 = 4\xi^4 + 4\xi^2 - 8\xi^4 = \\ \text{Radicando}_{|\omega=\omega_r} &= 4\xi^2(1-\xi^2) \end{aligned}$$

Reemplazando este valor del radicando en la ecuación (5 – 13) tenemos

$$\left| \frac{A_f(p=j\omega)}{A_{fo}} \right|_{\omega=\omega_r} = \frac{1}{\sqrt{\text{Radicando}}}_{\omega=\omega_r} = \frac{1}{\sqrt{4\xi^2(1-\xi^2)}} = \frac{1}{2\xi\sqrt{1-\xi^2}} = \left| \frac{A_f(p=j\omega)}{A_{fo}} \right|_{\omega=\omega_r} \quad (5-15)$$

Valor de ξ que hace que $|A_f(p=j\omega)/A|$ no tenga pico: existe un valor de ξ que hace que la función de transferencia no tenga sobre pico, a éste valor de ξ –y no sé porque demonios– lo calculamos igualando a la función de transferencia a 1.¹⁸

$$\left| \frac{A_f(p=j\omega)}{A_{fo}} \right|_{\omega=\omega_r} = 1 = \frac{1}{2\xi\sqrt{1-\xi^2}} \rightarrow \therefore \xi^4 - \xi^2 + 0,25 = 0$$

Haciendo el cambio de variable $x = \xi^2$ nos queda

$$\rightarrow \therefore x^2 - x + 0,25 = 0$$

La raíz de esta ecuación será

$$x = \frac{1 \pm \sqrt{1^2 - 4 \cdot 1 \cdot 0,25}}{2 \cdot 1} = 0,5$$

Volviendo a la variable original $\xi (= x^{1/2})$ tenemos que

$$x = 0,5 = \xi^2 \rightarrow \therefore \xi = \sqrt{x} = \sqrt{0,5} = \boxed{0,707 = \xi} \quad (5-1)$$

En la Figura 5-3(a) podemos ver que para un valor cercano (**=0,7**) la función de transferencia no tiene sobre pico. Un valor un poco menor, igual a **0,5**, hace que la función tenga un leve sobre pico.

Bode de $|A_f(p=j\omega)/A|$: para graficar el diagrama de Bode de la función de transferencia de la ecuación (5-13) la analizamos por parte. En ω_o tenemos el polo, analizamos qué ocurre para frecuencias muy por debajo y muy por encima de ω_o . También analizamos qué sucede con la frecuencia a la que se produce el “pico”¹⁹. La ecuación a analizar es

$$\left| \frac{A_f}{A_{fo}} \right|_{dB} = -20 \cdot \log \sqrt{\left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_o^2} \right)^2 + \left(\frac{2\xi\omega}{\omega_o} \right)^2}$$

Para $\omega \gg \omega_o$ tenemos

$$\left| \frac{A_f}{A_{fo}} \right|_{dB} = -20 \cdot \log \sqrt{\frac{\omega^4}{\omega_o^4} + \frac{4\xi^2\omega^2}{\omega_o^2}} \approx -20 \cdot \log \sqrt{\frac{\omega^4}{\omega_o^4}} = -20 \cdot \log \left(\frac{\omega}{\omega_o} \right)^2 = -40 \cdot \log \left(\frac{\omega}{\omega_o} \right) = -40 \text{ [dB / dec]}$$

Para $\omega \ll \omega_o$ tenemos

$$\left| \frac{A_f}{A_{fo}} \right|_{dB} = -20 \cdot \log \sqrt{(1-0)+0} \approx -20 \cdot \log \sqrt{1} = -\frac{20}{2} \cdot \log(1) = -10 \cdot 0 = 0 \text{ [dB / dec]}$$

Para obtener la fase hacemos

¹⁸ Probablemente en los libros de Control se encuentre la respuesta.

¹⁹ Pico entre comillas porque para algunos valores de ξ , no corresponde a un valor máximo de la $F(p)$.

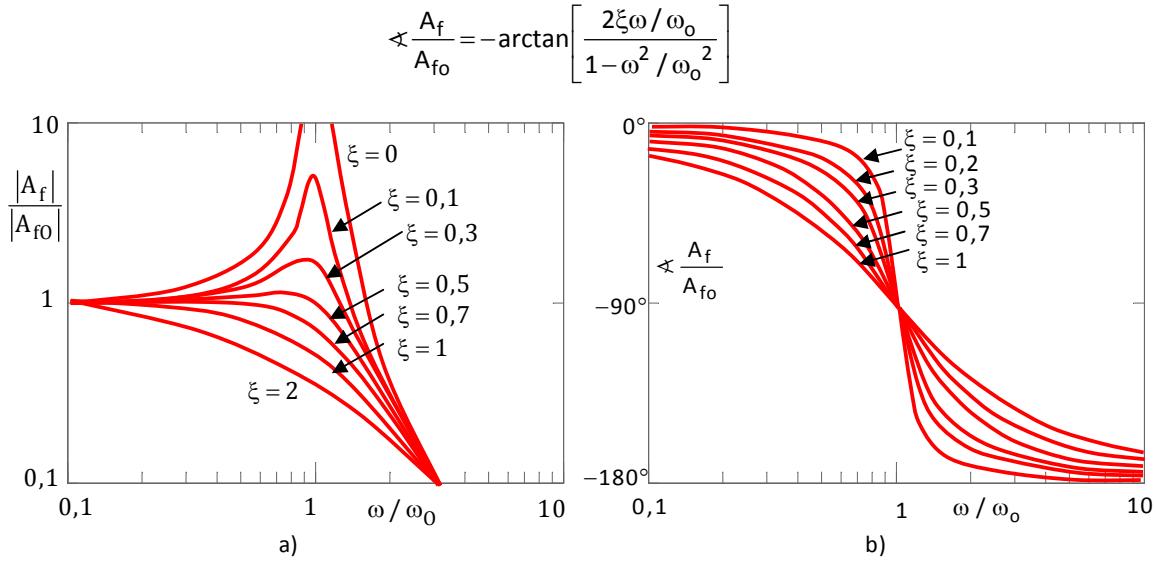


Figura 5-3: Diagrama de Bode con diferentes ξ . a) módulo normalizado v b) fase normalizada.

Para $\omega \gg \omega_0$ tenemos $\frac{\phi_f}{\phi_{f0}} = -\arctan[-2\xi\omega_0 / \omega] = -180^\circ$

Para $\omega \ll \omega_0$ tenemos $\frac{\phi_f}{\phi_{f0}} = -\arctan[2\xi\omega / \omega_0] = 0^\circ$

Para $\omega = \omega_0$ tenemos $\frac{\phi_f}{\phi_{f0}} = -\arctan[\infty] = 90^\circ$

Aunque no está graficado para simplificar el gráfico, en la [Figura 5-3a](#) la frecuencia ω_r se desplaza a la izquierda a medida que ξ aumenta.

Para saber el valor de la fase cuando $\omega = \omega_r$ hacemos

$$\begin{aligned} \left. \frac{\phi_f}{\phi_{f0}} \right|_{\omega=\omega_r} &= -\arctan \left[\frac{2\xi\omega_r / \omega_0}{1 - \left(\frac{\omega_r}{\omega_0} \right)^2} \right] = -\arctan \left[\frac{2\xi\omega_0 \sqrt{1-2\xi^2} / \omega_0}{1 - \left(\frac{\omega_0 \sqrt{1-2\xi^2}}{\omega_0} \right)^2} \right] = -\arctan \left(\frac{2\xi\sqrt{1-2\xi^2}}{1-1+2\xi^2} \right) = \\ &\left. \frac{\phi_f}{\phi_{f0}} \right|_{\omega=\omega_r} = -\arctan \left(\frac{\sqrt{1-2\xi^2}}{\xi} \right) \end{aligned} \quad (5-17)$$

5.2 – 3: Lugar de raíces y respuesta al escalón unitario

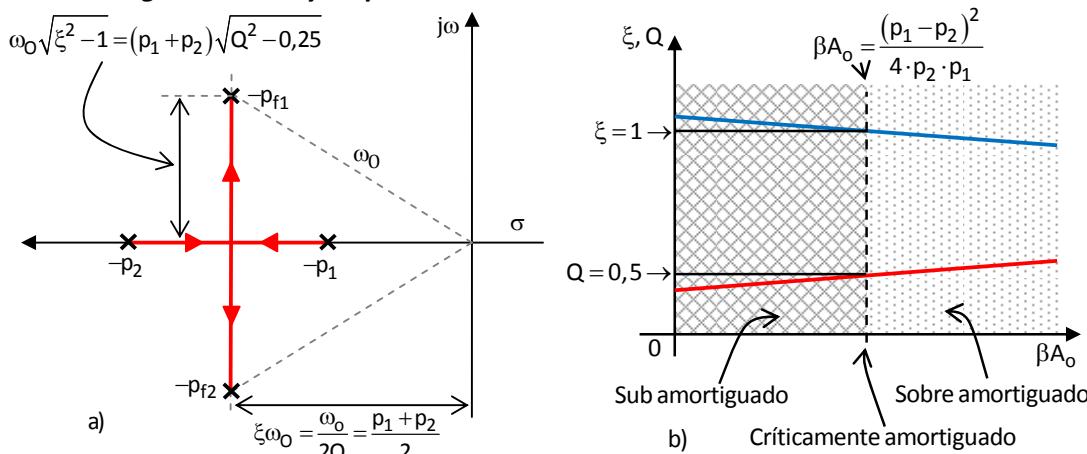


Figura 5-4 a) Lugar de raíces de los polos p_{f1} y p_{f2} , el valor de la parte real –cuando se trata de polos complejos conjugados– se mantiene constante. b) ξ y Q en función de βA_0 , en donde se especifican los 3 casos.

El comportamiento dinámico del amplificador de dos polos se describe a continuación en términos de dos parámetros: ξ y ω_o . Dependiendo del valor de ξ (o Q) se nos presentan tres casos:

- Si $0 < \xi < 1$ (o bien $1 - 4Q^2 < 0$ o $Q > 0,5$), los polos en lazo cerrado son complejos conjugados y se encuentran en el semiplano izquierdo del plano p . El sistema, entonces se denomina **sub amortiguado** y la respuesta transitoria es oscilatoria.
- Si $\xi = 1$ (o bien $1 - 4Q^2 > 0$ o $Q = 0,5$), los polos son reales e iguales y el sistema se denomina **críticamente amortiguado**. La respuesta transitoria de los sistemas críticamente amortiguados no oscila.
- Si $\xi > 1$ (o bien $1 - Q^2 > 0$ o $Q < 0,5$), la respuesta transitoria no se amortigua. Acá tampoco oscila la respuesta transitoria. Este caso se denomina **sobre amortiguado**.

La siguiente tabla muestra el valor de Q , ξ , p_{f1} y p_{f2} para cada valor de βA_o .

βA_o	Q	ξ	p_{f1}	p_{f2}	Caso
0	$\frac{\sqrt{p_1 p_2}}{p_1 + p_2}$	$\frac{p_1 + p_2}{2\sqrt{p_1 p_2}}$	$-p_1$	$-p_2$	Sub amortiguado
$\frac{(p_1 - p_2)^2}{4 \cdot p_1 \cdot p_2}$	0,5	1	$-\frac{p_1 + p_2}{2}$	$-\frac{p_1 + p_2}{2}$	Críticamente amortiguado
$> \frac{(p_1 - p_2)^2}{4 \cdot p_1 \cdot p_2}$	$> 0,5$	< 1	$-\frac{p_1 + p_2}{2} + j(p_1 + p_2)\sqrt{Q^2 - 0,25}$	$-\frac{p_1 + p_2}{2} - j(p_1 + p_2)\sqrt{Q^2 - 0,25}$	Sobre amortiguado
$>> \frac{(p_1 - p_2)^2}{4 \cdot p_1 \cdot p_2}$	$>> 0,5$	$<< 1$	$-\frac{p_1 + p_2}{2} + j(p_1 + p_2)Q$	$-\frac{p_1 + p_2}{2} - j(p_1 + p_2)Q$	

Tabla 5-1: Valores de Q , ξ , p_{f1} y p_{f2} para cada valor de βA_o .

Estos mismos valores los podemos ver en la [Figura 5-5b](#) donde en realidad las rectas son curvas (pues hay presente una raíz).

Hasta aquí lo necesario como para encarar el final, lo siguiente –exceptuando la [Figura 5-5](#)– es un desarrollo que lo puse solamente porque ya me había estudiado el tema hasta aquí, no me costaba seguir un poquito más. Ahora obtendremos la respuesta en el tiempo para una entrada escalón unitario.

Caso sub amortiguado ($0 < \xi < 1$): supongamos una función de transferencia

$$F(p) = \frac{A_{f_0}}{(p+p/p_{f_1}) \cdot (p+p/p_{f_2})} = \frac{\omega_0^2}{p^2 + (2\xi\omega_0)p + \omega_0^2} \quad (5-18)$$

Los polos de la ecuación anterior son los ceros del denominador, son

$$p_{1,2} = -\frac{b}{2a} \pm \frac{\sqrt{b^2 - 4ac}}{2a} = -\frac{2\xi\omega_0}{2} \pm \frac{\sqrt{(2\xi\omega_0)^2 - 4\omega_0^2}}{2} = -\xi\omega_0 \pm \frac{\sqrt{4\xi^2\omega_0^2 - 4\omega_0^2}}{\sqrt{4}} = -\xi\omega_0 \pm \sqrt{\omega_0^2(\xi^2 - 1)}$$

$$p_{1,2} = -\xi\omega_0 \pm j\omega_0\sqrt{1-\xi^2} = -\xi\omega_0 \pm j\omega_d \quad (5-19)$$

Entonces la ecuación (5-18) queda:

$$F(p) = \frac{\omega_0^2}{(p + \xi\omega_0 + j\omega_d)(p + \xi\omega_0 - j\omega_d)}$$

La respuesta $Y(p)$, al escalón $X(p)=1/p$, es

$$Y(p) = \frac{1}{p} - \frac{p + 2\xi\omega_0}{p^2 + 2\xi\omega_0 + \omega_0^2} = \frac{A}{p} + \frac{Bp + C}{p^2 + 2\xi\omega_0 + \omega_0^2} = \\ \bullet \omega_0^2 = A[p^2 + (2\xi\omega_0)p + \omega_0^2] + [Bp + C]p = (A+B)p^2 + (2A\xi\omega_0 + C)p + A\omega_0^2$$

$$\bullet p^0: \quad \omega_0^2 = A\omega_0^2 \quad \rightarrow A = 1$$

$$\bullet p^1: \quad 0 = A + B = 1 + B \quad \rightarrow B = -1$$

$$\bullet p^2: \quad 0 = 2A\xi\omega_0 + C = 2 \cdot 1 \cdot \xi\omega_0 + C \quad \rightarrow C = -2\xi\omega_0$$

$$Y(p) = \frac{1}{p} - \frac{p + 2\xi\omega_0}{p^2 + (2\xi\omega_0)p + \omega_0^2 + (\xi\omega_0)^2 - (\xi\omega_0)^2} = \frac{1}{p} - \frac{p + \xi\omega_0 + \xi\omega_0}{(p + \xi\omega_0)^2 + \omega_0^2(1 - \xi^2)} =$$

$$Y(p) = \frac{1}{p} - \frac{p + \xi\omega_0}{(p + \xi\omega_0)^2 + \omega_d^2} - \frac{\xi\omega_0}{(p + \xi\omega_0)^2 + \omega_d^2}$$

Si recordamos que

$$\mathcal{E}^{-1}\left[\frac{p+a}{(p+a)^2+b^2}\right] = e^{-at} \cos(bt) \quad y \quad \mathcal{E}^{-1}\left[\frac{b}{(p+a)^2+b^2}\right] = e^{-at} \sin(bt)$$

Entonces la respuesta en el tiempo es

$$y(t) = \mathcal{E}^{-1}\{Y(p)\} = \left[1 - e^{-\xi\omega_0 t} \cos(\omega_d t) - e^{-\xi\omega_0 t} \frac{\xi}{\sqrt{1-\xi^2}} \sin(\omega_d t) \right] \cdot \mu(t) \quad (5-19)$$

Caso críticamente amortiguado ($\xi=1$): si los dos polos de $F(p)$ son casi iguales, el sistema se approxima mediante uno críticamente amortiguado. Los polos de la ecuación (5-18) serán

$$p_{1,2} = -1 \cdot \omega_0 \pm j\omega_0 \sqrt{1-1^2} = -\omega_0$$

Y la ecuación (5 – 18) queda

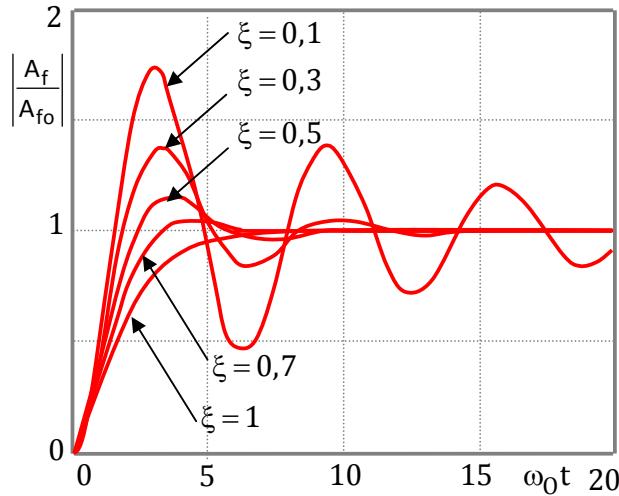


Figura 5-5: Respuesta al escalón unitario de un amplificador con dos polos, para diferentes valores de ξ .

$$\begin{aligned} F(p) &= \frac{\omega_0^2}{(p+\omega_0)^2 p} = \frac{A}{p} + \frac{B}{(p+\omega_0)^2} + \frac{C}{p+\omega_0} = \frac{1}{p} - \frac{\omega_0}{(p+\omega_0)^2} - \frac{1}{p+\omega_0} \\ \bullet A &= \lim_{p \rightarrow 0} \frac{\omega_0^2}{(p+\omega_0)^2} = \frac{\omega_0^2}{(0+\omega_0)^2} = 1 \\ \bullet B &= \lim_{p \rightarrow -\omega_0} \frac{\omega_0^2}{p} = \frac{\omega_0^2}{-\omega_0} = -\omega_0 \\ \bullet C &= \lim_{p \rightarrow -\omega_0} \frac{d}{dp} \left[\frac{\omega_0^2}{p} \right] = \lim_{p \rightarrow \omega_0} \frac{-\omega_0^2}{p^2} = \frac{-\omega_0^2}{(-\omega_0)^2} = -1 \end{aligned}$$

Y la respuesta al escalón unitario será

$$y(t) = [1 - e^{-\omega_0 t} (1 + \omega_0 t)] \cdot \mu(t) \quad (5 - 19)$$

Caso sobre amortiguado ($\xi > 1$): en este caso, los dos polos de $F(p)$ son reales negativos y diferentes. Para una entrada escalón unitario, $X(p)=1/p$ e $Y(p)$ se escriben como

$$\begin{aligned} Y(p) &= \frac{\omega_0^2}{(p + \xi\omega_0 - \omega_0\sqrt{\xi^2 - 1})(p + \xi\omega_0 + \omega_0\sqrt{\xi^2 - 1}) \cdot p} = \frac{A}{p} + \frac{B}{p - p_1} + \frac{C}{p - p_2} \\ \bullet A &= \lim_{p \rightarrow 0} \frac{\omega_0^2}{(p - p_1)(p - p_2)} = \frac{\omega_0^2}{(-p_1)(-p_2)} = \frac{\omega_0^2}{p_1 p_2} = \frac{\omega_0^2}{(-\xi\omega_0 + \omega_0\sqrt{\xi^2 - 1})(-\xi\omega_0 - \omega_0\sqrt{\xi^2 - 1})} \\ &= \frac{\omega_0^2}{(\xi\omega_0)^2 + \omega_0^2(\xi^2 - 1)} = 1 = A \end{aligned} \quad (5 - 20)$$

$$\bullet B = \lim_{p \rightarrow p_1} \frac{\omega_0^2}{p(p - p_1)} = \frac{\omega_0^2}{(-\xi\omega_0 + \omega_0\sqrt{\xi^2 - 1})(-\xi\omega_0 + \omega_0\sqrt{\xi^2 - 1} + p + \xi\omega_0 + \omega_0\sqrt{\xi^2 - 1})} =$$

$$= \frac{\omega_0^2}{(-\xi\omega_0 + \omega_0\sqrt{\xi^2 - 1})(2\omega_0\sqrt{\xi^2 - 1})} = \frac{1}{(-\xi + \sqrt{\xi^2 - 1})(2\sqrt{\xi^2 - 1})} = \frac{-1}{2\xi\sqrt{\xi^2 - 1}(\xi - \sqrt{\xi^2 - 1})} = B$$

$$\bullet C = \lim_{p \rightarrow p_2} \frac{\omega_0^2}{p(p - p_2)} = \frac{\omega_0^2}{(-\xi\omega_0 - \omega_0\sqrt{\xi^2 - 1})(-\xi\omega_0 - \omega_0\sqrt{\xi^2 - 1} + p + \xi\omega_0 - \omega_0\sqrt{\xi^2 - 1})} =$$

$$= \frac{\omega_0^2}{(-\xi\omega_0 - \omega_0\sqrt{\xi^2 - 1})(-2\omega_0\sqrt{\xi^2 - 1})} = \frac{1}{(\xi + \sqrt{\xi^2 - 1})(2\sqrt{\xi^2 - 1})} = \frac{1}{2\xi\sqrt{\xi^2 - 1}(\xi + \sqrt{\xi^2 - 1})} = C$$

$$Y(p) = \frac{1}{p} - \frac{1}{p + \xi\omega_0 - \omega_0\sqrt{\xi^2 - 1}} + \frac{1}{p + \xi\omega_0 + \omega_0\sqrt{\xi^2 - 1}}$$

La respuesta $y(t)$ al escalón será

$$y(t) = 1 - \frac{e^{-(\xi - \sqrt{\xi^2 - 1})\omega_0 t}}{2\sqrt{\xi^2 - 1}(\xi - \sqrt{\xi^2 - 1})} + \frac{e^{-(\xi + \sqrt{\xi^2 - 1})\omega_0 t}}{2\sqrt{\xi^2 - 1}(\xi + \sqrt{\xi^2 - 1})} \quad (5 -$$

$$Y(p) = \frac{\omega_0^2}{p[p^2 + (2\xi\omega_0)p + \omega_0^2]}$$

Sub amortiguado ($\xi < 1$)	Criticamente amortiguado ($\xi = 1$)	Sobre amortiguado ($\xi > 1$)
<p>Se descompone en fracciones parciales del siguiente modo</p> $Y(p) = \frac{A}{p} + \frac{Bp + C}{p^2 + (2\xi\omega_0)p + \omega_0^2}$ <p>Y se completa cuadrados en el denominador.</p>	<p>Se reemplaza este valor en la ecuación y queda</p> $Y(p) = \frac{\omega_0^2}{p(p + \omega_0)^2} = \frac{A}{p} + \frac{B}{(p + \omega_0)^2} + \frac{C}{p + \omega_0}$	<p>Como los polos son reales se lo reemplaza en la ecuación y se descompone en fracciones parciales</p> $Y(p) = \frac{A}{p} + \frac{B}{p - p_1} + \frac{C}{p - p_2}$
<p>Se acomoda de forma que el segundo y tercer término sean las transformadas del coseno y seno respectivamente. La forma de la respuesta en el tiempo será una señal de variación senoidal cuya amplitud se atenúa en el tiempo, todo montado sobre una continua (=1)</p> $y(t) = 1 + e^{-\#t} [\# \cos(\#t) + \# \sin(\#t)]$	<p>En el segundo término se aplica la propiedad de potencia enésima con desplazamiento de frecuencia. La forma de la respuesta temporal tendrá la forma de una ecuación lineal atenuada exponencialmente y montada sobre una continua (=1) para que pasado el suficiente tiempo la respuesta sea una constante igual a ese valor.</p> $y(t) = 1 - e^{-\#t} [\# \cos(\#t) + \# \sin(\#t)]$	<p>La respuesta temporal tendrá la forma de una exponencial invertida montada en una continua (=1).</p> $y(t) = 1 - \# e^{-\#t} + e^{-\#t}$

Tabla 5-2: Resumen de la respuesta al escalón en frecuencia y en el tiempo. Modo de proceder para su obtención.

5.2 – 4: Definiciones de las especificaciones de respuesta transitoria

En muchos casos prácticos, las características de desempeño deseadas del sistema de control se especifican en términos de cantidades en el dominio del tiempo. Los sistemas que pueden almacenar energía no responden instantáneamente y exhiben respuestas transitorias cada vez que están sujetos a entradas o perturbaciones.

Con frecuencia, las características de desempeño de un sistema se especifican en términos de la respuesta transitoria para una entrada escalón unitario.

La respuesta transitoria de un sistema de control práctico exhibe con frecuencia oscilaciones amortiguadas antes de alcanzar el estado estable. Al especificar las características de la respuesta transitoria de un sistema de control para una entrada escalón unitario, es común especificar –y dichas especificaciones aparecen graficadas en la Figura 5-6– lo siguiente:

- Tiempo de retardo, t_d : tiempo requerido para que la respuesta alcance la primera vez la mitad del valor final.
- Tiempo de levantamiento, t_r : tiempo requerido para que la respuesta pase del 10 al 90%, del 5 al 95% o del 0 al 100% de su valor final. Para sistemas sub amortiguados de segundo orden, por lo común se usa el tiempo de levantamiento de 0 a 100%. Para sistemas sobre amortiguados, suele usarse el tiempo de levantamiento de 10 a 90%.
- Tiempo pico, t_p : tiempo requerido para que la respuesta alcance el primer pico del sobrepaso.
- Sobrepaso máximo (porcentaje), M_p : valor pico máximo de la curva de respuesta, medido a partir de la unidad. Si el valor final en estado estable de la respuesta es diferente de la unidad, es común usar el porcentaje de sobrepaso máximo. Se define mediante

$$\text{Porcentaje de sobrepaso máximo} = \frac{y(t=t_p) - t(t=\infty)}{t(t=\infty)} \cdot 100\%$$

La cantidad de sobrepaso máximo (en porcentaje) indica de manera directa la estabilidad relativa del sistema.

- Tiempo de asentamiento, t_s : tiempo que se requiere para que la curva de respuesta alcance un rango alrededor del valor final del tamaño especificado por el porcentaje absoluto del valor final (por lo general, de 2 a 5%) y permanezca dentro de él. El tiempo de asentamiento se relaciona con la mayor constante de tiempo del sistema de control. Los objetivos del diseño del sistema en cuestión determinan cuál criterio de error en porcentaje usar.

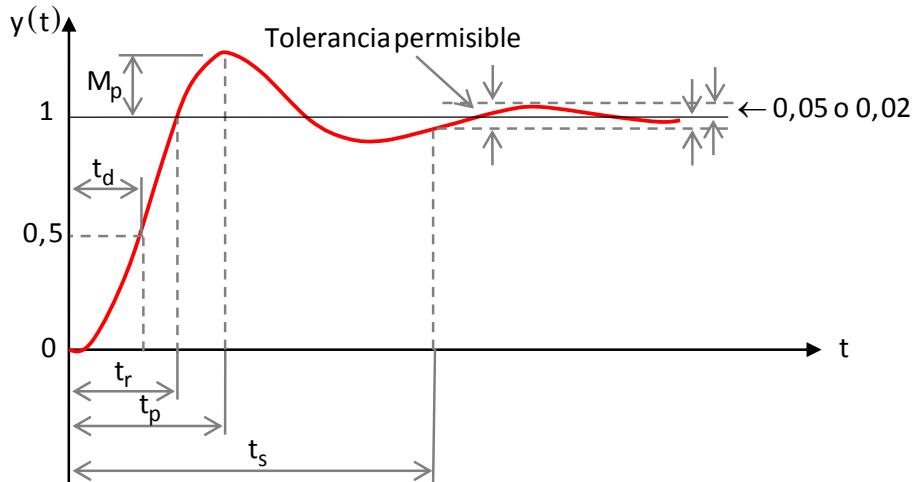


Figura 5-6: Especificaciones de la respuesta transitoria de un sistema de segundo orden.

5.3 – Amplificadores de 3 polos

La forma de la función de transferencia de la respuesta en frecuencia para lazo abierto para tres polos es igual a la de dos polos, con la diferencia que se agrega un polo más, así, para hallar la función de transferencia a lazo cerrado hacemos lo mismo que antes, esto es

$$A_f(p) = \frac{\frac{A_o}{(1+\frac{p}{p_1})(1+\frac{p}{p_2})(1+\frac{p}{p_3})}}{1 + \frac{\beta A_o}{(1+\frac{p}{p_1})(1+\frac{p}{p_2})(1+\frac{p}{p_3})}} = \frac{A_o}{1 + p\left(\frac{1}{p_1} + \frac{1}{p_2} + \frac{1}{p_3}\right) + p^2\left(\frac{1}{p_1 p_2} + \frac{1}{p_1 p_3} + \frac{1}{p_2 p_3}\right) + \frac{p^3}{p_1 p_2 p_3} + \beta A_o} =$$

$$A_f(p) = \frac{\frac{A_o}{1 + \beta A_o}}{\frac{p^3}{p_1 p_2 p_3 (1 + \beta A_o)} + \frac{p^2}{1 + \beta A_o} \left(\frac{1}{p_1 p_2} + \frac{1}{p_1 p_3} + \frac{1}{p_2 p_3} \right) + \frac{p}{(1 + \beta A_o)(p_1 \parallel p_2 \parallel p_3)} + 1} = \frac{A_{fo}}{I_3 + I_2 + I_1 + I_0}$$

$$\bullet I_3 = \frac{p^3}{p_1 p_2 p_3 (1 + \beta A_o)} = \left(\frac{p}{\omega_0} \right)^3$$

$$\bullet I_2 = \frac{p^2}{1 + \beta A_o} \left(\frac{1}{p_1 p_2} + \frac{1}{p_1 p_3} + \frac{1}{p_2 p_3} \right) = \frac{p^2}{1 + \beta A_o} \cdot \frac{p_1 p_2 + p_1 p_3 + p_2 p_3}{p_1 p_2 p_3} \cdot \frac{\omega_0^2}{\omega_0^2} =$$

$$= \left(\frac{p}{\omega_0} \right)^2 \cdot \frac{[p_1 p_2 p_3 (1 + \beta A_o)]^{2/3}}{1 + \beta A_o} \cdot \frac{p_1 p_2 + p_1 p_3 + p_2 p_3}{p_1 p_2 p_3} = \left(\frac{p}{\omega_0} \right)^2 \cdot \frac{p_1 p_2 + p_1 p_3 + p_2 p_3}{\sqrt[3]{p_1 p_2 p_3 (1 + \beta A_o)}} =$$

$$= \left(\frac{p}{\omega_0} \right)^2 \cdot \frac{p_1 p_2 + p_1 p_3 + p_2 p_3}{\omega_0} = a_2 \cdot \left(\frac{p}{\omega_0} \right)^2$$

$$\bullet I_1 = \frac{p}{(1 + \beta A_o)(p_1 \parallel p_2 \parallel p_3)} = \left(\frac{p}{\omega_0} \right) \cdot \frac{\omega_0 (p_1 p_2 + p_1 p_3 + p_2 p_3)}{(1 + \beta A_o) p_1 p_2 p_3} =$$

$$\begin{aligned}
 &= \left(\frac{p}{\omega_0} \right) \cdot \frac{(p_1 p_2 + p_1 p_3 + p_2 p_3) \sqrt[3]{p_1 p_2 p_3 (1 + \beta A_o)}}{(1 + \beta A_o) p_1 p_2 p_3} = \left(\frac{p}{\omega_0} \right) \cdot \frac{p_1 p_2 + p_1 p_3 + p_2 p_3}{\sqrt[3]{p_1 p_2 p_3 (1 + \beta A_o)}} = \\
 &= \left(\frac{p}{\omega_0} \right) \cdot \frac{p_1 p_2 + p_1 p_3 + p_2 p_3}{\omega_0} = a_1 \cdot \left(\frac{p}{\omega_0} \right) \\
 A_f(p) &= \frac{A_{f0}}{(p/\omega_0)^3 + a_2(p/\omega_0)^2 + a_1(p/\omega_0) + 1} = \\
 \boxed{\frac{A_{f0}}{(1 + p/p_{f1})(1 + p/p_{f2})(1 + p/p_{f3})}} &= A_f(p) \quad (5-24)
 \end{aligned}$$

Donde $\omega_0 = \sqrt[3]{p_1 p_2 p_3 \cdot (1 + \beta A_o)}$

Los sistemas de orden mayor son abarcativos²⁰ de los sistemas de menor grado. Si existe un polo inferior muy alejado de los otros, éste predomina en la función de transferencia y por ende en la frecuencia de corte inferior y podemos considerar este polo como polo dominante²¹.

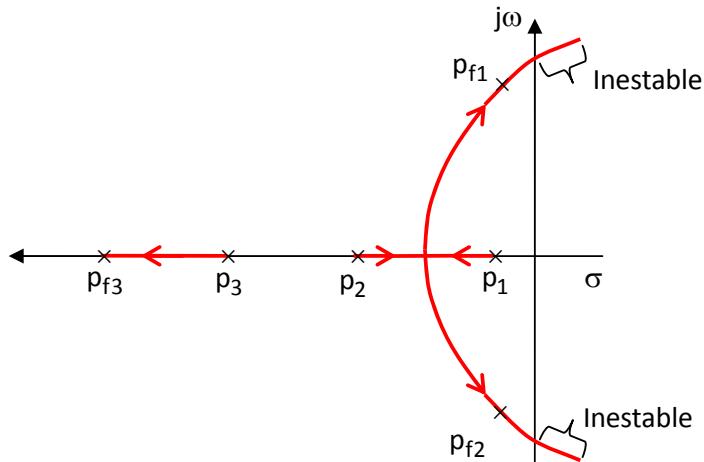


Figura 5-7: Lugar de las raíces de la función de transferencia de tres polos en el plano p .

La estabilidad del amplificador realimentado se determina por los polos de su función de transferencia. La forma general del lugar de las raíces se indica en la [Figura 5-7](#). Los polos p_{f1} , p_{f2} y p_{f3} son p_1 , p_2 y p_3 cuando $\beta A_o = 0$. A medida que βA_o aumenta, un polo, el p_{f3} aumenta en magnitud pero siempre permanece en el eje real negativo, mientras que los otros dos, p_{f2} y p_{f3} , se aproximan uno hacia el otro y pasan a ser complejos conjugados cuando se separan del eje real. La parte real de p_{f2} y p_{f3} (que es la misma) es negativa cuando las raíces coinciden. Sin embargo, cuando βA_o aumenta más allá de determinado valor crítico, la parte real de p_{f2} y p_{f1} , se hace menos negativa y deja a los

²⁰ La palabra «abarcativo» no existe en el idioma español. El término está copiado de un libro traducido al castellano. Estimo que a lo que el traductor quiso hacer referencia es que los sistemas de mayor orden incluyen a los de menor orden. Es decir, los últimos son casos particulares de los primeros.

²¹ En la siguiente sección veremos lo que significa polo dominante. Por ahora podemos diremos que significa que «domina» la respuesta en frecuencia a determinada frecuencia.

polos p_{f1} y p_{f2} en la parte derecha del plano p . Entonces, un amplificador con tres polos puede ser inestable si le aplicamos la suficiente realimentación negativa.²²

5.3 – 1: Amplificador con tres polos iguales

En el caso de que un amplificador posea un polo de tercer orden, o lo que es lo mismo, los tres polos en la misma ubicación, nos es posible demostrar qué sucede, cuantitativamente, con el lugar de raíces, así como también como el valor de realimentación negativa que torna al sistema como potencialmente inestable (oscilación).

Suponiendo la siguiente función de transferencia a lazo abierto de un amplificador con tres polos

$$A(p) = \frac{A_o}{(1 + p/p_1)^3}$$

la función de transferencia a lazo cerrado será

$$A_f(p) = \frac{A(p)}{1 + \beta \cdot A(p)} = \frac{\frac{A_o}{(1 + p/p_1)^3}}{1 + \frac{\beta A_o}{(1 + p/p_1)^3}} = \frac{A_o}{(1 + p/p_1)^3 + \beta A_o}$$

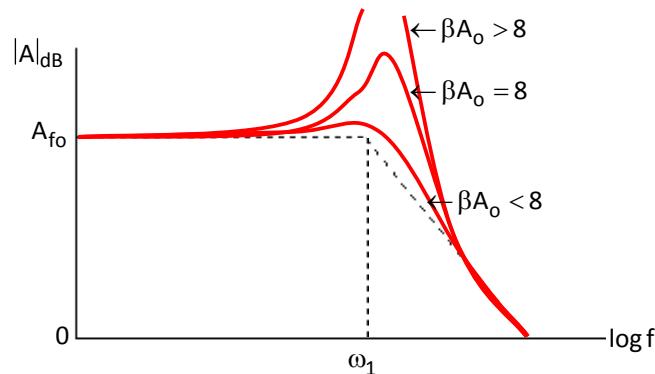


Figura 5-8: Respuesta en frecuencia a lazo cerrado de un amplificador de tres polos iguales.

Para encontrar los polos p_{f1} , p_{f2} y p_{f3} de esta función de transferencia tenemos que encontrar los valores para cuando el denominador se anule, para esto basta con resolver una simple operación de raíz cúbica de un complejo (puesto que $p = j\omega$) que vimos en *Análisis de Señales y Sistemas*²³. Entonces resolvemos

$$\left(1 + \frac{j\omega}{\omega_1}\right)^3 + \beta A_o = 0 \quad \rightarrow \quad \left(1 + \frac{j\omega}{\omega_1}\right)^3 = -\beta A_o = |\beta A_o| e^{j(1+2n)\pi} \quad \text{para } n=0, \pm 1, \pm 2, \dots$$

24

²² Pregunta 9a del MÚLTIPLE-OPCIÓN.

²³ ¡Materia horrible si las habrá!

²⁴ Recordemos que -1 lo podemos expresar como $1 \exp j\pi(1+2n)$, puesto que, en radianes, $\pi=3\pi=5\pi=(1+2n)\pi$.

Otra forma de poner la ecuación anterior es

$$\frac{1 + \frac{j\omega}{\omega_1}}{\sqrt[3]{\beta A_o}} = e^{j\left(\frac{1+2n}{3}\right)\pi} = \begin{cases} n=0 & \rightarrow e^{j\pi/3} = \cos(\pi/3) + j \cdot \sin(\pi/3) = 0,5 + j0,87 \\ n=1 & \rightarrow e^{j\pi} = -1 \\ n=2 & \rightarrow e^{-j\pi/3} = 0,5 - j0,87 \end{cases}$$

Donde los valores de la exponencial para $n>2$ repiten estos tres valores. Para $n=0$, tenemos que p_{f2} (lo llamamos arbitrariamente así) tiene que cumplir la siguiente condición

$$\begin{aligned} \frac{1 + \frac{p_{f2}}{p_1}}{\sqrt[3]{\beta A_o}} &= e^{j\pi/3} \rightarrow p_{f2} = -p_1 \left(1 - \sqrt[3]{\beta A_o} e^{j\pi/3} \right) = -p_1 \left[1 - \sqrt[3]{\beta A_o} (0,5 + j0,87) \right] = \\ &= -p_1 \left(1 - 0,5 \cdot \sqrt[3]{\beta A_o} \right) + j(0,87 \cdot p_1 \cdot \sqrt[3]{\beta A_o}) \end{aligned}$$

Hacemos lo mismo para encontrar p_{f3} ($n=1$) y p_{f1} ($n=2$). Entonces

$$\begin{aligned} p_{f1} &= -p_1 \left(1 - 0,5 \cdot \sqrt[3]{\beta A_o} \right) - j(0,87 \cdot p_1 \cdot \sqrt[3]{\beta A_o}) \\ p_{f3} &= -p_1 \left(1 + \sqrt[3]{\beta A_o} \right) \end{aligned}$$

Notemos que p_{f1} y p_{f2} son complejos conjugados y que p_{f3} , sin importar la realimentación, está siempre en el eje negativo de las abscisas del plano p , tendiendo a menos infinito conforme aumente βA_o . El gráfico del lugar de raíces será como el de la [Figura 5-7](#) solo que tendrá, en lugar de 3, un solo origen, que es p_1 cuando el valor de realimentación es cero ($\beta A_o=0$).

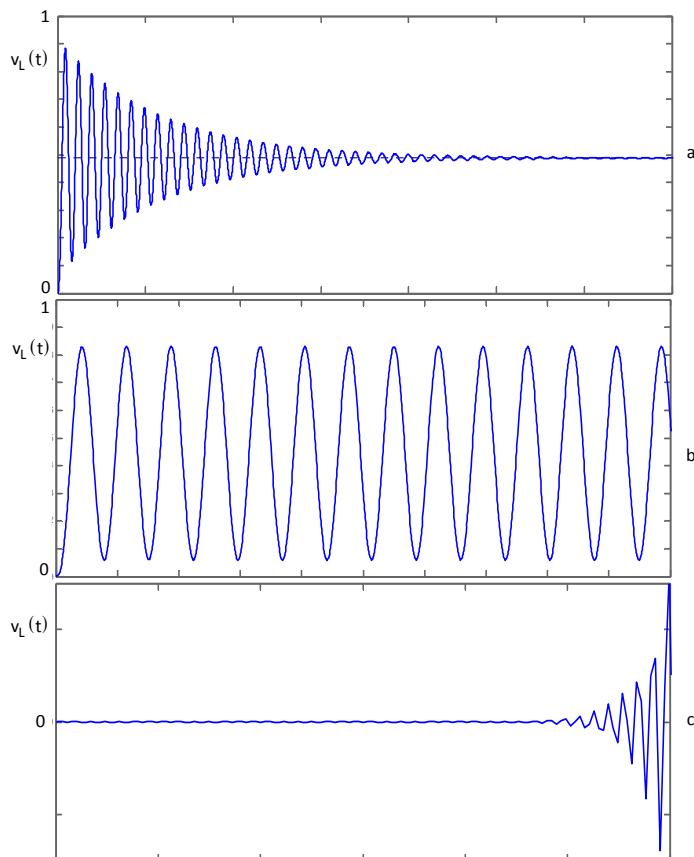


Figura 5-9: Respuesta temporal de un amplificador con tres polos iguales

En estos momentos estamos en condiciones de saber cuál es la condición que nos asegure la estabilidad del sistema. De la ecuación de p_{f1} , vemos que la parte real no siempre es negativa, habrá valores de βA_o que la harán positiva. Esto es precisamente lo que tenemos que evitar, puesto que si p_{f3} y p_{f1} pasan al semiplano derecho del plano p , existirá el riesgo de que el sistema oscile. Por lo tanto, habrá que cuidar que el valor que encierra el paréntesis en la ecuación de p_{f1} sea mayor que cero, es decir

$$1 - 0,5 \cdot \sqrt[3]{\beta A_o} > 0 \quad \rightarrow \therefore \beta A_o < 8$$

La [Figura 5-8](#) muestra la respuesta en frecuencia para los tres casos, cuando βA_o vale menos, igual y más que 8. Y la [Figura 5-9](#) muestra las respuesta al escalón.

6 – INESTABILIDAD Y REDES DE COMPENSACIÓN²⁵

Consideremos de nuevo la [Figura 1-1](#) pero del capítulo 1. En el circuito, cada vez que el amplificador detecta un error de entrada v_e , éste trata de reducirlo (idealmente) al instante. En la práctica, sin embargo, al amplificador le toma un tiempo reaccionar para después transmitir su respuesta a la entrada a través de la red β . La consecuencia de este retraso combinado es una tendencia por parte del amplificador a corregir de manera excesiva el error de entrada, especialmente si la ganancia de lazo T es alta. Si el exceso de corrección es mayor que el error original, resulta en un efecto regenerativo (realimentación positiva), y hace que v_e diverja, en lugar de converger, lo cual produce inestabilidad. Las amplitudes de señal crecen exponencialmente hasta que encuentran el límite de los dispositivos no lineales inherentes del circuito, lo cual obliga al sistema ya sea a saturarse o a oscilar, dependiendo del orden de la función de transferencia del sistema. A un amplificador que logra que v_e converja lo consideramos estable.

6.1 – Estabilidad

De la ecuación (1 – 1) del capítulo 1, si $1 + \beta A_o = 0$ (lo que equivale decir que por algún motivo hay polos en la ecuación) la ganancia a lazo cerrado A_f tiende al infinito, es decir, el amplificador oscila. El problema consiste en encontrar los valores de frecuencia que producen esto, o, dicho de otra forma y teniendo en cuenta la ecuación anterior, los valores de frecuencia que hacen que

$$\beta A_o = -1 = 1 \cdot e^{j180^\circ} \quad (6 -$$

Es decir que si por alguna razón, la ganancia a lazo T es igual a 1 cuando su fase es de **180°**, existirá oscilación en el sistema. Esto nos obliga a modificar, de alguna manera, la función de transferencia total del sistema a fin de evitar esta condición. Sin embargo, primero, debemos saber cuán cerca están estas condiciones de cumplirse, porque si la ganancia a lazo es menor o igual a 1 pero su fase todavía no llega a **-180°**, el

²⁵ (Millman & Halkias) p. 474.

sistema no oscilará. Pero por seguridad, trabajamos con márgenes de ganancia y de fase, los cuales explicamos a continuación.

6.2 – Márgenes de ganancia y de fase

Con estos márgenes no evitamos las condiciones de oscilación; pero sí evitamos, a una misma frecuencia, su simultaneidad. Y aunque se cumplan las condiciones y la re-alimentación pase a ser positiva, no quiere decir que el sistema oscilará, a esto se le llama margen de ganancia positiva.

Considerando la **Figura 6-1**, observamos dos márgenes:

- **Margen de ganancia:** es la diferencia (en dB) entre **0** (cero dB, el valor que asume cuando $T=\beta A=1$, primera condición) y el valor que tiene T (en dB) cuando la fase ha alcanzado el valor de **-180°**. De la figura , el margen de ganancia será:

$$MG_{dB} = 20 \cdot \log \frac{1}{|T(j \cdot f_{-180^\circ})|} \quad (6 -$$

Siendo f_{-180° el valor de la frecuencia a la cual la fase es precisamente **-180°**.

- **Margen de fase:** es la diferencia, en valor absoluto y en grados, entre el valor que toma la fase cuando la ganancia de lazo es igual a **1** (o **0 dB**) y **180°**.²⁶ El margen de fase es, entonces

$$\phi_m = 180^\circ - \angle T(j \cdot f_x) \quad (6 -$$

Siendo f_x el valor de la frecuencia a la cual **$T = 0 \text{ dB}$** .

Es evidente que para conocer los valores de f_{-180° y f_x debemos recurrir al MatLab o algún programa similar. De lo contrario, deberemos valuar, sistemáticamente, a la función de transferencia de módulo y fase (que contiene números complejos en el denominador) hasta que ésta arroje el valor de **1** en el caso del módulo y de **-180°** en el caso de la fase.

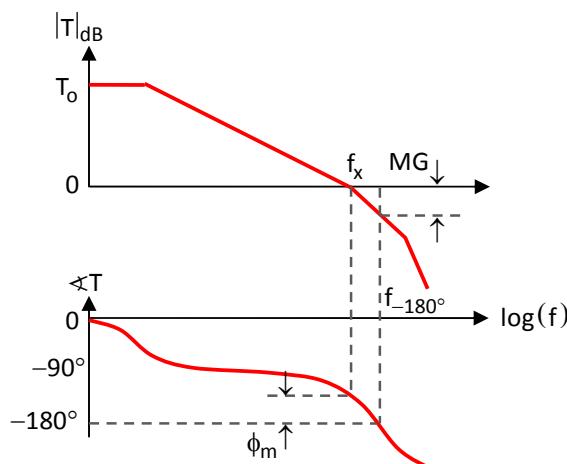


Figura 6-1: Margen de módulo y de fase.

²⁶ Pregunta 10b del MÚLTIPLE-OPCIÓN.

6.3 – Compensación

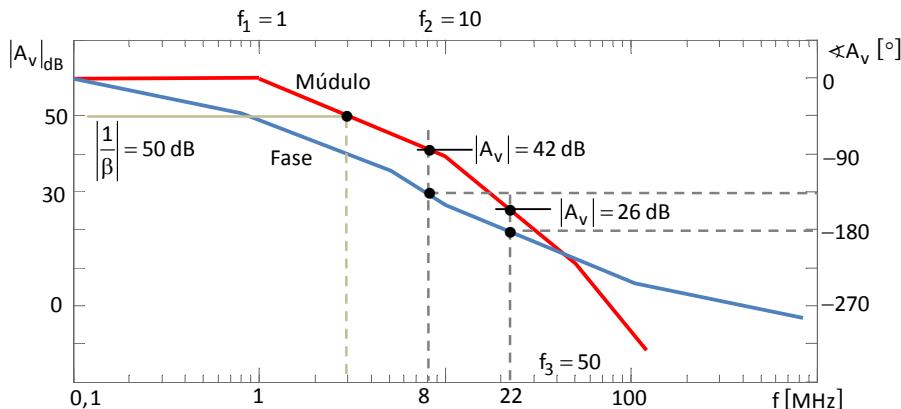


Figura 6-2: Diagrama de módulo y fase de la ganancia a lazo abierto de la ecuación
Para analizar mejor el problema de la inestabilidad, consideremos un ejemplo, un amplificador cuya ganancia sea la función de transferencia

$$A_v(p) = \frac{-1K}{\left(1 + \frac{p}{2\pi \cdot 1M}\right) \cdot \left(1 + \frac{p}{2\pi \cdot 10M}\right) \cdot \left(1 + \frac{p}{2\pi \cdot 50M}\right)} \quad (6-)$$

Supondremos que β es resistivo e independiente de la frecuencia. Este amplificador oscilará si cuando $A_v|\beta|=1.e^{j180^\circ}$ o cuando la magnitud de la ganancia $|A_v|$ sea igual a $|1/\beta|$ y la fase de $-A_v$ sea 180° .

La fase de $-A_v$ es 180° cuando $f=22$ [MHz], para esta frecuencia el módulo es de **26 dB**. Por lo que si ganancia a lazo cerrado, que es aproximadamente igual a $|1/\beta|$, es igual a **26 dB** cuando $f=22$ [MHz], el amplificador oscilará. Si queremos tener un margen de **45°**, lo que sucede a **8** [MHz], el módulo de A_v valdrá **42 dB**. Si hacemos la diferencia entre la ganancia a frecuencias medias a lazo abierto (**60 dB**) y éste último valor (**42 dB**, que se supone que es la ganancia a frecuencias medias a lazo cerrado), lo que resulta es el valor máximo de ganancia de lazo **T**, entonces

$$|\beta A_{vo}(\max)|_{dB} = |A_{vo}|_{dB} - \left| \frac{1}{\beta} \right|_{dB} = 60 - 42 = 18 \text{ dB}$$

Y de aquí despejamos el valor de β . En algunas aplicaciones, el aporte de β no es suficiente, por lo que se emplea una compensación para aumentar la ganancia máxima de lazo **T** manteniendo el mismo margen de fase. La idea básica es la de reajustar las curvas de módulo y fase de βA de modo que $|\beta A| < 1$ (o $|\beta A|_{dB} < 0$) cuando la fase de βA sea de 180° . Para hacer esto, hay 3 métodos generales que podemos emplear:

- **Compensación por polo dominante:** introducimos un polo extra en $F(p)$ a una frecuencia inferior a la de los polos existentes, esto provoca un retraso en la fase del amplificador;
- **Compensación por retraso (o polo – cero):** colocamos un cero (que cancela el polo de menor valor) y un polo, lo cual provoca una atenuación a bajas frecuencias;

- **Compensación por adelanto (o cero – polo):** modificamos el amplificador o la red β de manera que se agregue un cero en $F(p)$, provocando un aumento de la fase;
- **Compensación por retraso – adelanto.** ídem al anterior con la diferencia que agregamos un polo (retraso) y un cero (avance) a $F(p)$. El cero lo elegimos para que anule el polo menor.

La compensación que más disminuye le ancho de banda del amplificador es la de polo dominante.²⁷ Así que cuando necesitamos tener más ancho de banda (o dicho de otra forma, no queremos reducir tanto el mismo) usamos las otras compensaciones.²⁸

6.3 – 1: Compensación por polo dominante (o retardo simple)

«La función de la compensación por polo dominante es introducir un polo muy por debajo (dominante) de las frecuencias del sistema para así garantizar (aunque de manera exagerada) la no coincidencia de las condiciones de oscilación. Este tipo de compensación es la que más afecta (disminuye) al ancho de banda.»

Lo que hacemos es introducir un polo dominante, es decir, un polo de mucho menor en magnitud que cualquiera de los polos de la $F(p)$ original. Con esto, la ganancia a lazo abierto cae a **0 [dB]** con una pendiente de **20 [dB/dec]**, a una frecuencia en la que los polos de $F(p)$ contribuyen despreciablemente al cambio de fase.

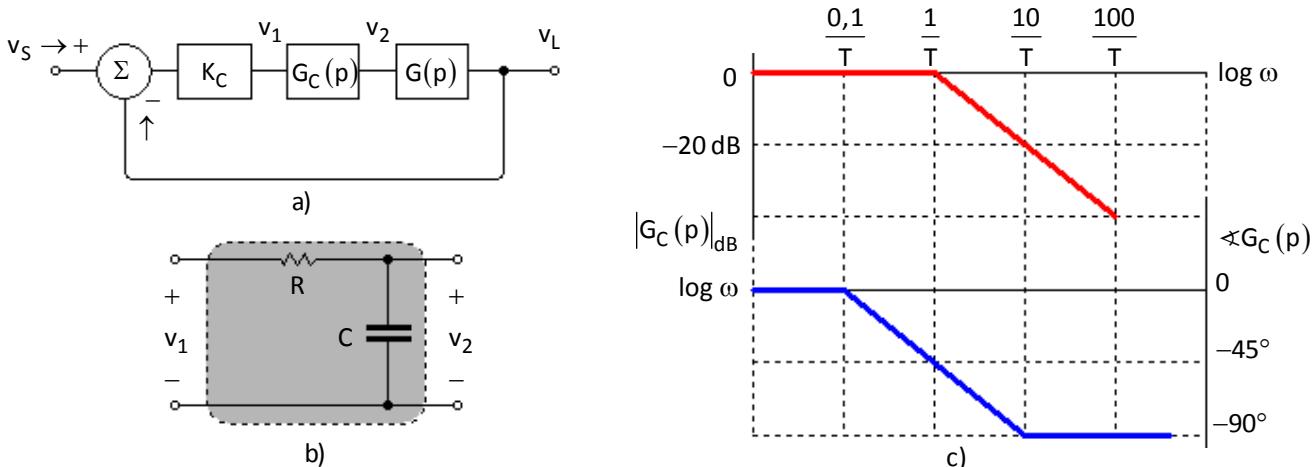


Figura 6-3: a) Diagrama completo del sistema compensado, b) circuito compensador por polo dominante y c) su diagrama de módulo (rojo) v fase (azul).

$$G_C(p) = \frac{v_2}{v_1} = \frac{1/Cp}{1/Cp + R} = \frac{1}{1 + CRp} \Rightarrow G_C(j\omega) = \frac{1}{1 + j\omega CR} =$$

$$\boxed{\frac{1}{1 + j(\omega / \omega_p)} = G_C(j\omega)}$$

(6 – 5)

²⁷ Pregunta 10a del MÚLTIPLE-OPCIÓN.

²⁸ Pregunta 10e del MÚLTIPLE-OPCIÓN.

$$\text{Tenemos un polo en } \omega_p = \frac{1}{CR} = \frac{1}{T} \quad (6-1)$$

El esquema completo de un sistema compensado es el de la [Figura 6-3a](#), donde el sistema no compensado es $\mathbf{G}(p)$, el circuito compensador es $\mathbf{G}_c(p)$ y el bloque \mathbf{K}_c corrige la constante total del sistema.

A modo de ejemplo, supongamos que metemos un polo dominante en la función de transferencia, $\mathbf{A}_v(p)=\mathbf{G}(p)$, de la ecuación (6-4). Esto lo podemos lograr con una simple red **RC** colocada a la salida del amplificador. La nueva función de transferencia $\mathbf{A}_v=\mathbf{G}_c \cdot \mathbf{G}$ será

$$\mathbf{A}_v(p) = \frac{V_L}{V_1} = \mathbf{G}_c(p) \cdot \mathbf{G}(p) = \frac{\mathbf{G}(p)}{1 + p/p_d} \quad (6-2)$$

En donde $p_d \ll 1$ [MHz], siendo $\omega_d = 2\pi \cdot f_d$ la frecuencia máxima que se puede agregar. Por lo general, elegimos el nuevo polo de manera que la nueva función $\mathbf{G}(p)\mathbf{G}_c(p)$ tenga módulo igual a 1 al llegar al primer polo ($f_1=1$ [MHz]). Esto lo podemos lograr haciendo que

$$|\mathbf{A}_v(p)|_{p=2\pi \cdot p_1} = \mathbf{G}_c(p)\mathbf{G}(p) \approx \left| \frac{\mathbf{A}_{vo}}{1 + \frac{2\pi \cdot p_1}{p_d}} \right| = \frac{|\mathbf{A}_{vo}|}{\sqrt{1^2 + \left(\frac{2\pi \cdot p_1}{p_d} \right)^2}} = 1 \rightarrow \therefore p_d \approx \frac{2\pi \cdot p_1}{|\mathbf{A}_{vo}|} = 2\pi \cdot \frac{1M}{1K} = 2\pi K$$

Reemplazando $p=j\omega$ encontramos el valor de la frecuencia nueva.

$$|p_d| = |j\omega_d| = 2\pi f_d = 2\pi K \rightarrow f_d = 1 \text{ [kHz]}$$

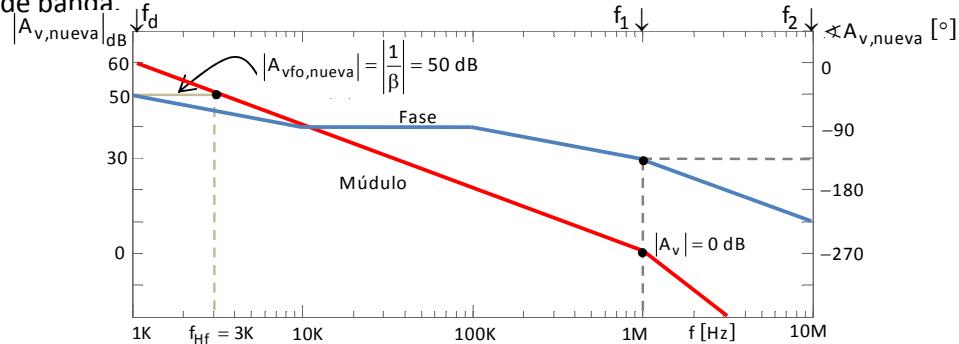
El valor del condensador **C** lo podemos despejar de la ecuación (6-6)

$$C = \frac{1}{2\pi \cdot R \cdot f_d}$$

El diagrama de Bode de $\mathbf{G}(p)$ de módulo y fase se muestra en la [Figura 6-2](#). Si queremos tener un margen de 45°, es decir a un desfasaje de 135°, vemos que la frecuencia es 1 [MHz] y tenemos el valor de $|\mathbf{G}(p)\mathbf{G}_c(p)|=|1/\beta|=0$ [dB] a esa frecuencia. Entonces, la máxima ganancia de lazo **T** es igual a

$$|T_{o,max}|_{dB} = |\beta A_o(\max)|_{dB} = |A_{vo}|_{dB} - |1/\beta|_{dB} = 60 - 0 = 60 \text{ dB}$$

Para un $|T_o|=10$ [dB] –lo cual significa que la ganancia a lazo cerrado a frecuencias medias será igual a $|A_{vfo}|=|1/\beta|=50$ [dB]– deducimos a partir de la [Figura 6-4](#) vemos que la frecuencia de corte superior a lazo cerrado (f_{Hf}) es igual a 3 [MHz]. Mientras que de la figura vemos que la f_{Hf} se redujo a 3 [kHz]. Este método, por ende, reduce mucho el ancho de banda.



[Figura 6-4: Módulo y fase de la ecuación \(6-7\). Compensación por polo dominante a lazo abierto.](#)

6.3 – 2: Compensación por retraso (o polo-cero)

Aquí, alteramos la $G(p)$ con la adición de un polo y de un cero, estando el segundo a mayor frecuencia que el primero. En el Millman este tipo de compensación aparece con el nombre de “retraso adelante”.

«El objetivo de la compensación por retraso es atenuar la función de transferencia a altas frecuencias a fin de reducir f_x (frecuencia a la que el módulo de la ganancia de lazo T es igual a 0 dB) y con esto lograr que el sistema adquiera un margen de fase más amplio. La característica de retraso de fase no tiene importancia. Al cero lo utilizamos para cancelar el polo de menor valor y el polo lo elevamos de manera tal que la $T = 0$ dB al llegar al segundo polo de $G(p)$, es decir a f_2 .»

La Figura 6-5 muestra el circuito de compensación por retraso. La función de trasferencia de $G_C(p)$ es

$$G_C(p) = \frac{v_2}{v_1} = \frac{\frac{R_2 + \frac{1}{Cp}}{R_1 + R_2 + \frac{1}{Cp}}}{A_v \frac{(R_1 + R_2)Cp + 1}{(R_1 + R_2)Cp + 1}} = A_v \frac{1 + \frac{p}{1/R_2 C}}{1 + \frac{p}{1/(R_1 + R_2)C}}$$

$$G_C(j\omega) = \frac{1 + j\frac{\omega}{1/R_2 C}}{1 + j\frac{\omega}{1/(R_1 + R_2)C}} = \frac{1 + j(\omega/\omega_z)}{1 + j(\omega/\omega_p)} \quad (6 -$$

Donde

$$\omega_z = \frac{1}{R_2 C} = \frac{1}{T} \quad \omega_p = \frac{1}{(R_1 + R_2)C} = \frac{1}{\left(\frac{R_1}{R_2} + 1\right)R_2 C} = \frac{1}{\beta \cdot T} \quad (6 -$$

Como $\beta = 1 + R_1/R_2 > 1$ siempre, quiere decir que el cero estará a frecuencias más elevadas que el polo. La curva de Bode de la ecuación (6 – 9) está dibujada en la Figura 6-5(a), en la cual vemos que la fase es siempre negativa y por lo tanto la salida no retrasa con respecto a la entrada.

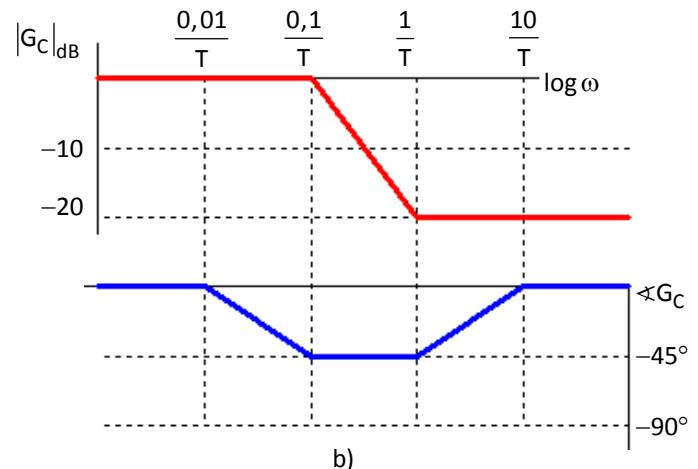
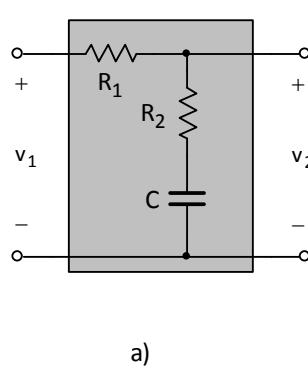


Figura 6-5: a) Circuito compensador por retraso $G_c(p)$ y b) su Bode de módulo y fase.

Volviendo al ejemplo de la ecuación (6 – 4), elegimos el valor del cero para que sea igual al del polo p_1 (polo de menor valor) para que lo cancele, entonces nos queda

$$G_C(p) \cdot G(p) = \frac{-1K(-A_{vo})}{\left(1 + \frac{p}{2\pi \cdot f_d}\right)\left(1 + \frac{p}{2\pi \cdot 10M}\right)\left(1 + \frac{p}{2\pi \cdot 50M}\right)} \quad (6 - 1)$$

El valor del cero será $\omega_z = 2\pi \cdot 1M$ y mediante la 1ra ecuación de (6 – 9) y dándole un valor a R_2 , tenemos

$$C = \frac{1}{R_2 \omega_z} = \frac{1}{2\pi \cdot R_2 \cdot f_z} = \frac{1}{2\pi \cdot R_2 \cdot f_1} = \frac{1}{2\pi \cdot R_2 \cdot 1M} = C \quad (6 - 1)$$

Para obtener el valor del polo, y de R_1 , hacemos lo mismo que en el caso de la compensación por polo dominante: elegimos el polo de tal forma que la ganancia de lazo T sea **0 dB** a la frecuencia del polo de menor valor, que en este caso será p_2 , pues p_1 fue cancelado por el cero de $G_c(p)$. Mediante la 2da ecuación de obtenemos el valor de

$$p_d \approx \frac{2\pi \cdot p_2}{|A_{vo}|} = 2\pi \cdot \frac{10M}{1K} = (20K)\pi \Rightarrow f_p = 10 [\text{KHz}]$$

De la segunda ecuación de (6 – 9) obtenemos

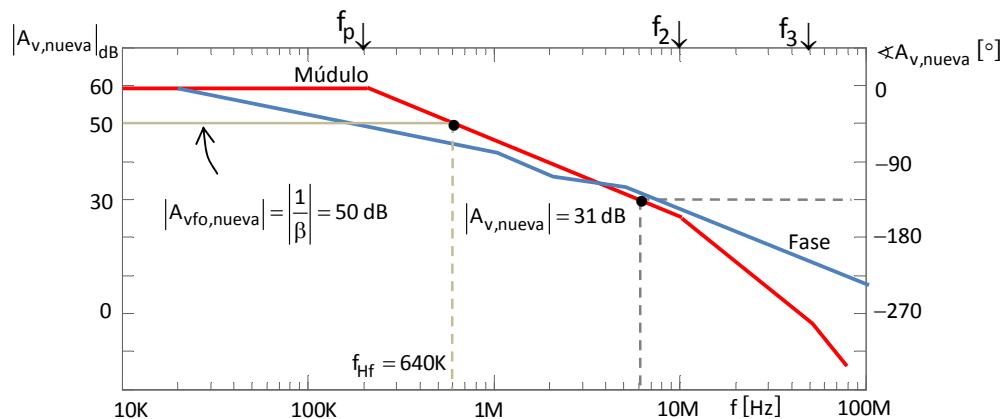


Figura 6-6: Diagrama de módulo y fase de la ganancia de la ecuación (6 – 4) del amplificador compensado por cancelación polo-cero a lazo abierto.

$$\omega_p = \frac{1}{\left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right)R_2 C} \rightarrow \therefore R_1 = \frac{1}{\omega_p C} - R_2$$

Sin embargo, y no sé por qué, en el ejemplo, que lo saqué del Millman, f_p es igual a **200 [KHz]**. Haciendo esto, las curvas de Bode de módulo y fase de $A_{v,nueva}$ serán las de la **Figura 6-6**. Vemos que la máxima ganancia de lazo $|βA_{vo(max)}|_{dB}$ para un margen de **45°** es de **31 dB**. Por otra parte, el ancho de banda para una ganancia de lazo de **10 dB** será de **640 [KHz]**, en comparación con los **3 [KHz]** de la compensación por polo dominante.

En la **Figura 6-7** podemos ver la comparación entre los dos métodos. La técnica del polo dominante hace que la ganancia total compensada a lazo cerrado pase por **0 dB** en el primer polo (f_1 , el de menor valor). En cambio, la técnica de cero retraso adelante hace que la ganancia total compensada a lazo cerrado pase por cero pero esta vez a la frecuencia del segundo polo (f_2). Hace prácticamente lo mismo que el método de polo dominante, pero lo hace con f_2 porque f_1 se canceló con el cero añadido (f_z).

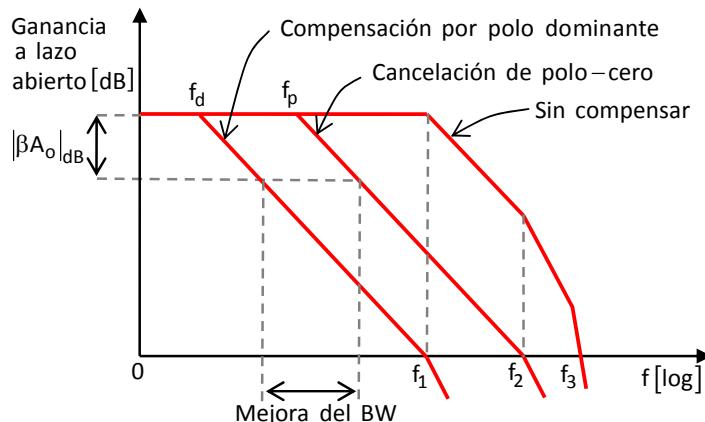


Figura 6-7: Comparación entre las dos técnicas.

6.3 – 3: Compensación por adelanto (o cero-polo)

«*La función principal del compensador de adelanto es la de modificar la curva de respuesta en frecuencia para proporcionar un ángulo de fase suficiente y así compensar el excesivo retraso de fase asociado con los componentes del sistema.*»

El circuito básicamente es el de la **Figura 6-8**. La función de trasferencia $G_C(p)$ viene dada por

$$G_C(p) = \frac{V'_o}{V_i} = \frac{R_2}{R_2 + R_1 \parallel \frac{1}{Cp}} = \frac{R_2}{R_2 + \frac{R_1}{R_1 Cp + 1}} = \frac{R_2(R_1 Cp + 1)}{R_2(R_1 Cp + 1) + R_1} = \frac{R_2(R_1 Cp + 1)}{R_2 R_1 Cp + R_2 + R_1} =$$

$$\alpha \cdot \frac{1 + Tp}{1 + \alpha Tp} = G_C(p) \quad (6-12)$$

$$\text{Donde } \alpha = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad \text{y} \quad T = R_1 C$$

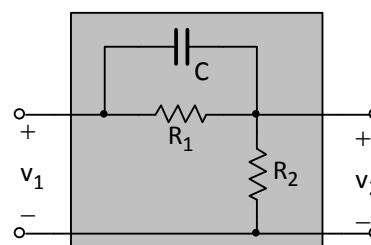


Figura 6-8: Circuito de compensación por adelanto.

Tenemos un cero en $f_z = \frac{1}{2\pi \cdot T} = \frac{1}{2\pi \cdot R_1 C}$ y un polo en $f_p = \frac{1}{2\pi \cdot \alpha T} = \frac{f_z}{\alpha}$

Como $\alpha < 1$ siempre, el polo está a frecuencias más elevadas que la del cero. El diagrama polar lo obtenemos haciendo $p=j\omega$.

$$G_C(p=j\omega) = \alpha \frac{1+j\omega T}{1+j\omega\alpha T} \cdot \frac{1-j\omega\alpha T}{1-j\omega\alpha T} = \left[\frac{\alpha + \alpha^2 T^2 \omega^2}{1 + \alpha^2 T^2 \omega^2} \right] + j \left[\frac{\alpha(1-\alpha)T\omega}{1 + \alpha^2 T^2 \omega^2} \right]$$

$$G_C(j\omega)|_{\omega=0} = \alpha \quad \text{y} \quad G_C(j\omega)|_{\omega \rightarrow \infty} = 1$$

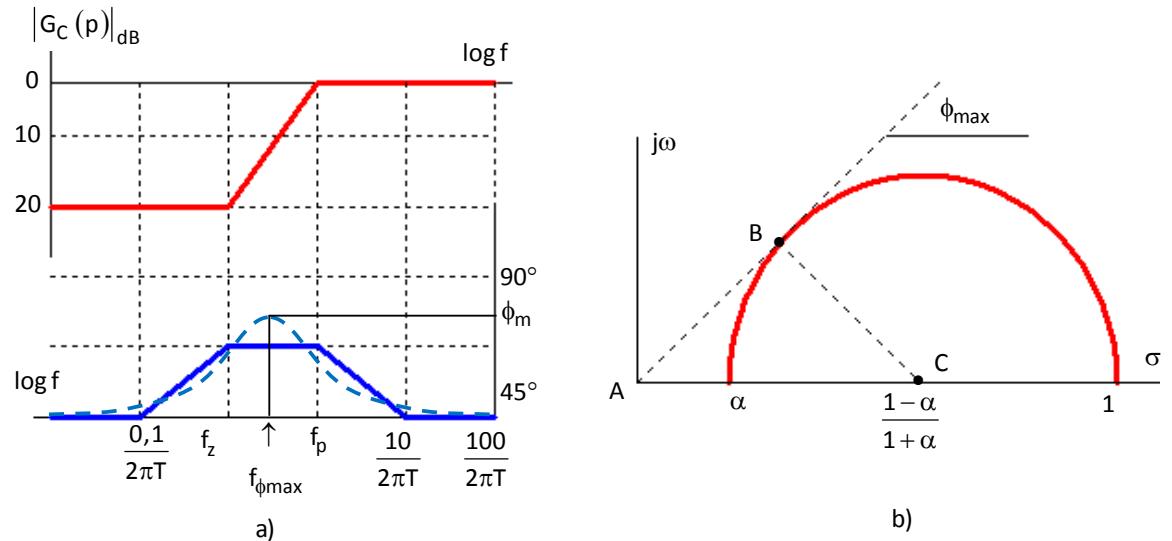


Figura 6-9: a) Diagrama de Bode de módulo y fase de $G_c(p)$ y b) diagrama polar.

En la Figura 6-9(a) tomamos un $\alpha=0,1$. El centro de la circunferencia se halla en el punto $\sigma=(1-\alpha)/2+\alpha$ y el radio de la misma es de $r=(1-\alpha)/2$. Para hallar el valor del ángulo máximo, sacamos primeros el seno del ángulo formado por los lados **AB** y **BC** de la Figura 6-9(b), el lado **AB** –es decir $|G_c(j\omega)|$ – y el radio de la circunferencia forman un ángulo de **90°**, por lo que el seno de ϕ_{\max} es

$$\sin(\phi_{\max}) = \frac{\frac{1-\alpha}{2} + \alpha}{\frac{1-\alpha}{2}} = \frac{1-\alpha+2\alpha}{1-\alpha} = \boxed{\frac{1+\alpha}{1-\alpha}} = \sin(\phi_{\max}) \quad (6-1)$$

El valor de la frecuencia a la cual se produce el ángulo de fase máximo es la media geométrica de las frecuencias esquinas.²⁹ De la Figura 6-9(a), tenemos

$$\log(f_{\phi\max}) = \frac{\log f_z + \log f_p}{2} = \frac{1}{2} \cdot \log\left(\frac{1}{2\pi T}\right) + \frac{1}{2} \cdot \log\left(\frac{1}{2\pi\alpha T}\right) = \log\left(\frac{1}{2\pi T}\right)^{\frac{1}{2}} + \log\left(\frac{1}{2\pi\alpha T}\right)^{\frac{1}{2}} = \log \frac{1}{\sqrt{2\pi T}} \frac{1}{\sqrt{2\pi\alpha T}}$$

$$\boxed{f_{\phi(\max)} = \frac{1}{2\pi \cdot T \sqrt{\alpha}}} \quad (6-1)$$

²⁹ Frecuencia esquina es la frecuencia en donde se cruzan dos asíntotas.

6.3 – 4: Compensación por atraso-adelanto

«La función del compensador de atraso –adelanto es la de incrementar el margen de fase (adelanto) y atenuar la ganancia cerca de la frecuencia de transición para permitir una mayor ganancia en la zona de bajas frecuencias (retardo).»

El diagrama en bloques se lo muestra en la **Figura 6-10(a)**.

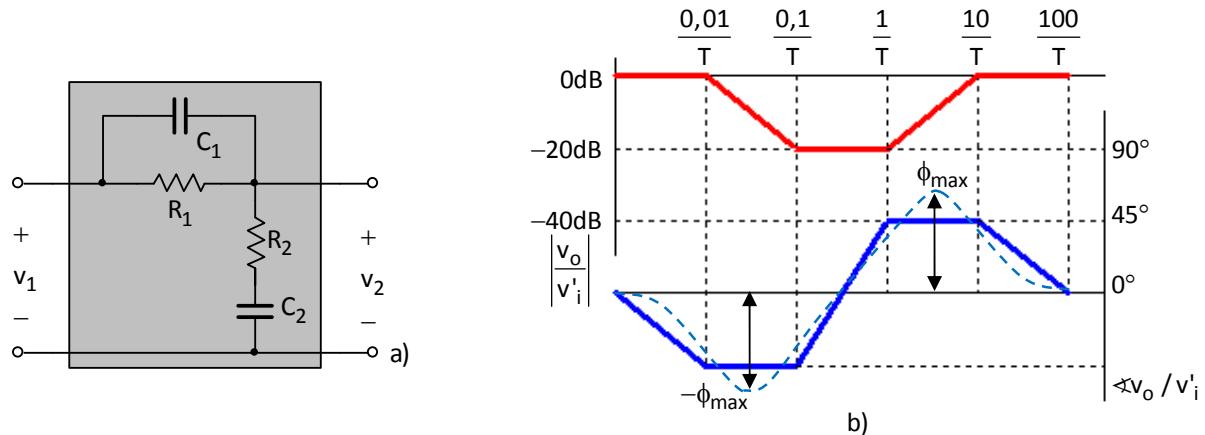


Figura 6-10: a) Circuito de compensación $G_C(p)$ por avance adelanto v b) Bode de su módulo v fase.

La función de transferencia $G_C(p)$ será

$$\begin{aligned} G_C(p) = \frac{v'_o}{v_i} &= \frac{R_2 + \frac{1}{C_2 p}}{R_1 \parallel \frac{1}{C_1 p} + R_2 + \frac{1}{C_2 p}} = \frac{\frac{R_2 C_2 p + 1}{C_2 p}}{\frac{R_1}{R_1 C_1 p + 1} + \frac{R_2 C_2 p + 1}{C_2 p}} = \frac{(R_2 C_2 p + 1)}{\frac{R_1 (R_2 C_2 p + 1)}{R_1 C_1 p + 1} + R_2 C_2 p + 1} = \\ &= \frac{(R_2 C_2 p + 1)(R_1 C_1 p + 1)}{R_1 (R_2 C_2 p + 1) + (R_2 C_2 p + 1)(R_1 C_1 p + 1)} = \frac{(R_1 C_1 R_2 C_2)p^2 + (R_1 C_1 + R_2 C_2)p + 1}{(R_1 C_1 R_2 C_2)p^2 + (R_1 C_1 + R_2 C_2 + R_1 C_2)p + 1} = \frac{v'_o}{v_i} \end{aligned} \quad (6-15)$$

Donde numerador y denominador tienen coeficientes bastante parecidos. Las raíces del primero son $1/R_1 C_1$ y $1/R_2 C_2$, las del segundo son un poco más complicadas de calcular. Podríamos aplicar directamente la ecuación de Bhaskara, pero en lugar de eso hacemos el siguiente artilugio: ponemos el coeficiente de p^1 del denominador en función de las raíces del numerador y un parámetro que llamaremos β , así entonces

$$R_1 C_1 = T_1 \quad R_2 C_2 = T_2 \quad R_1 C_1 + R_2 C_2 + R_1 C_2 = T_1 / \beta + T_2 \beta \quad (6-1)$$

Haciendo estos reemplazos las raíces del denominador son

$$p_{1,2} = \frac{-b \pm \sqrt{b^2 - 4ac}}{2a} = -\frac{T_1 / \beta + T_2 \beta \pm \sqrt{(T_1 / \beta + T_2 \beta)^2 - 4(T_1 T_2)}}{2T_1 T_2} = -\frac{1}{2\beta T_2} - \frac{\beta}{2T_1} \pm \sqrt{\frac{(T_1 / \beta)^2 + 2T_1 T_2 + (\beta T_2)^2 - 4T_1}{4T_1^2 T_2^2}}$$

$$= -\frac{1}{2\beta T_2} - \frac{\beta}{2T_1} \pm \frac{\sqrt{(\tau_1/\beta)^2 - 2\tau_1\tau_2 + (\beta T_2)^2}}{2T_1 T_2} = -\frac{1}{2\beta T_2} - \frac{\beta}{2T_1} \pm \frac{\sqrt{(\tau_1/\beta - \tau_2\beta)^2}}{2T_1 T_2} = -\frac{1}{2\beta T_2} - \frac{\beta}{2T_1} \pm \frac{\tau_1/\beta - \tau_2\beta}{2T_1 T_2}$$

$$p_1 = -\frac{\beta}{2T_1}(1+1) - \frac{1}{2\beta T_2}(1+1) = -\frac{1}{\beta T_2} \quad p_2 = -\frac{\beta}{2T_1}(1+1) - \frac{1}{2\beta T_2}(1-1) = -\frac{1}{\beta T_2} \quad (6-15)$$

Reemplazamos estas dos raíces en la ecuación (6-15) tenemos

$$G_C(p) = \frac{v_2}{v_1} = \frac{(\tau_1 p + 1)(\tau_2 p + 1)}{[(\tau_1/\beta)p + 1](\tau_2\beta p + 1)} = \boxed{\underbrace{\frac{p + 1/\tau_1}{p + 1/(\tau_1/\beta)}}_{\text{Adelanto}} \cdot \underbrace{\frac{p + 1/\tau_2}{p + 1/(\tau_2\beta)}}_{\text{Atraso}}} = G_C(p) \quad (6-18)$$

Dependiendo de los valores que tomen β y la relación entre T_1 y T_2 , tenemos distintos casos. La relación entre polos y cero de cada etapa es

Cero y polo de la etapa de adelanto	Cero y polo de la etapa de atraso
-------------------------------------	-----------------------------------

$$p_{z1} = \omega_{z1} = \frac{1}{\tau_1}$$

$$p_{z2} = \omega_{z2} = \frac{1}{\tau_2}$$

$$p_{p1} = \omega_{p1} = \frac{\beta}{\tau_1} = \beta \cdot \omega_{z1}$$

$$p_{p2} = \omega_{p2} = \frac{1}{\beta \tau_2} = \frac{\omega_{z2}}{\beta}$$

El valor de β que satisface la ecuación (6-16) puede ser mayor o menor a 1. Para que el polo de la etapa de atraso esté a mayor frecuencia que su cero y el polo de la etapa de adelanto a frecuencias menores que su polo, β debe ser mayor a 1. Y como queremos tener la etapa de atraso antes que la de adelanto, el cero de la primera debe estar debajo del cero de la segunda, una década por lo general, es decir que tenemos $1/\tau_1 = 10/\tau_2$. En la **Figura 6-10b**, tomamos los valores $\beta = 10$ y $\tau_2 = 10\tau_1$.

7 – COMPENSACIÓN EN CIRCUITOS CON AMPLIFICADORES OPERACIONALES

Este tema lo agregué porque en uno de los finales salió un ejercicio en donde se preguntaba por el tipo de compensación que tiene un AO. Aunque sólo me limito a exponer aquí el tema brevemente, indicando los tipos más comunes de compensación en los AO y sus características.

Compensación	Método	Tipo	Descripción
INTERNA	Dada por el fabricante	Polo dominante	<i>AO auto compensados mediante la adición de fábrica de un condensador de aproximadamente 30 [pF].</i>
	Por terminales	Polo dominante	<i>Adición de un condensador externo, el fabricante especifica el valor y su conexión.</i>
		Adelanto	<i>Por efecto Miller o por modificación de la impedancia de en-</i>

		trada.
EXTERNA	Polo dominante	Similar a la vista en la sección anterior.
	Retardo	Ídem.
	Adelanto	Ídem.
	Retraso Adelanto	Ídem.
Modificación de la red de realimentación	Adelanto	Condensador conectado en paralelo con la resistencia de realimentación en un AO.

Tabla 7-1: Tipos de compensación en los AO.

En los circuitos que incluyen AO podemos compensar la respuesta en frecuencia de diversas formas, pero básicamente las técnicas de compensación usadas las podemos dividir –en realidad es una división subjetiva– en dos grandes grupos: la **compensación interna de frecuencia**, que básicamente consiste en la introducción por parte del fabricante de un condensador en alguna parte de la estructura interna del AO (aunque en otros casos el fabricante nos deja a nosotros ser los que agreguemos externamente un condensador o circuito RC para la compensación); y la **compensación externa de frecuencia**, en donde debemos ser nosotros quienes coloquemos el condensador –ya sea en alguna de las entradas del AO o en la red de realimentación– y juzguemos el lugar y el valor adecuados. Las técnicas de compensación externa de frecuencia aquí expuestas son por *polo dominante* y por *adelanto*.

La Tabla 1-1 resume la clasificación de las diferentes compensaciones que se describirán en este texto. Esta clasificación no siempre es la que aparece en los textos. Algunos consideran, por ejemplo, la compensación por terminales como externa. A continuación explico la compensación interna, en cuanto a la externa solamente por modificación de la red de realimentación, ya que en las técnicas de compensación externa por modificación del circuito externo del AO se puede considerar a éste último, con su configuración, como el amplificador no compensado **G(p)** de la sección anterior.

7.1 – Dada por el fabricante

Existen algunos AO que son auto compensados, esto quiere decir que el fabricante ha introducido un pequeño condensador –generalmente cercano a los 30 [pF]– que impide al AO oscilar a altas frecuencias. Lo que produce una disminución de la ganancia del AO a medida que aumenta la frecuencia.³⁰ De otra forma, existiría ganancia y desplazamiento de fase suficiente como para producir una oscilación. Un ejemplo de este tipo de son los AO **741** y **747**, cuya curva típica de respuesta en frecuencia la podemos ver en la Figura 7-1, podemos ver que la ganancia a lazo abierto es alta (200.000 en este caso) para frecuencias muy bajas y este es el valor que se especifica en las hojas de datos en donde no hay una curva.

³⁰ Pregunta 10i del MÚLTIPLE-OPCIÓN.

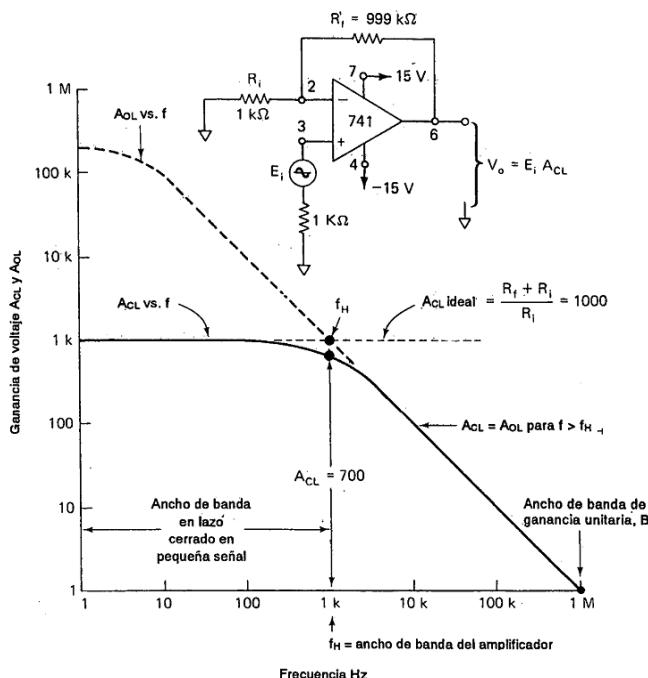


Figura 7-1: Ganancia de lazo abierto y cerrado para pequeña señal en un AO 741.

Estos AO son muy estables a frecuencias bajas, pero a cambio tienen un ancho de banda limitado para pequeña señal, una lenta velocidad de respuesta y un ancho de banda para potencia reducida. Podemos decir que son útiles en el espectro de las frecuencias de audio pero no para frecuencias más elevadas. Para utilizarlo a frecuencias más altas debemos eliminar el condensador interno, pero probablemente el AO comience a oscilar. Se utiliza un solo condensador, la función de transferencia varía como si se le agregasen un solo polo y el ancho de banda disminuye fuertemente, podemos decir entonces que este tipo de compensación es por **polo dominante**. Las curvas de respuesta en frecuencia de los AO auto compensados vienen en las hojas de datos y basta con esto poder hacer uso de ellos, así que no detallaré más sobre este tipo de compensación. La compensación externa es un poco más complicada porque existen varias técnicas y cada una depende de lo que queramos lograr.

7.2 – Por terminales (condensador externo)³¹

En este tipo de compensación de frecuencia, utilizamos un condensador ajeno a la estructura interna del AO. El fabricante nos proporciona tanto los circuitos usados para la compensación como así también las curvas de respuesta en frecuencia para los distintos valores de los elementos utilizados en la red de compensación, dejándonos a nosotros la elección de la combinación entre estabilidad y ancho de banda que mejor nos convenga.

Podemos hacer que la ganancia de lazo abierto A_v disminuya en función de la frecuencia intercalando un condensador único que facilite un camino a tierra para la señal. Elegimos el condensador, y de igual forma que vimos en la sección anterior (por polo dominante), de manera que cree un polo dominante en A_v bastante bajo en frecuencia, para que el valor de la ganancia del lazo βA sea menor que 1 a una frecuencia

³¹ (Millman & Halkias) pp. 530-532.

en la que el amplificador introduzca un desfasaje despreciable. Como el condensador agrega un desfase menor de **90°**, el circuito será estable.

Al condensador de compensación lo podemos conectar desde la terminal de salida a tierra, con ello suprimimos las tensiones de ruido de banda ancha generadas internamente. Aunque el mejor lugar para colocarlo es en los puntos destinados a la compensación indicados por el fabricante, en el caso, pongamos por ejemplo el MC1530, estas patas son las **9** y la **10**; la relación de variación, en estos puntos, disminuye con el incremento de la capacidad. En las mismas condiciones de compensación, se requiere mayor capacidad en la terminal de salida –en este caso la pata **5**– que entre los puntos **9** y **10**, debido a la menor resistencia vista desde el condensador.

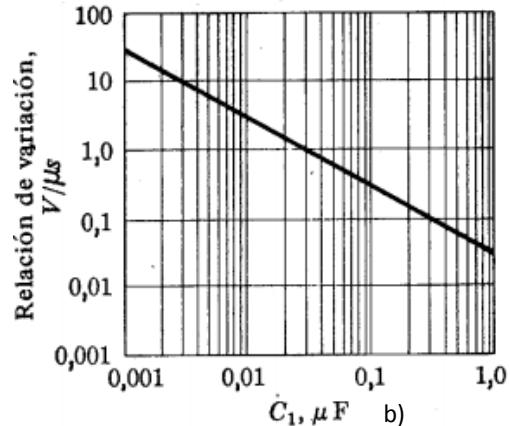
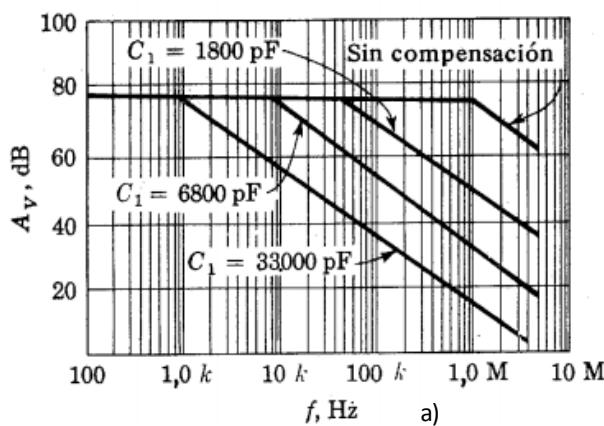


Figura 7-2: a) Ganancia de tensión A_v a lazo abierto del MC1530 en función de f para tres valores distintos del condensador de compensación C_1 y b) relación de variación en función de C_1 .

La **Figura 7-2a** muestra la ganancia de tensión A_v a lazo abierto en función de la frecuencia, para tres valores distintos de la capacidad entre los puntos **9** y **10** para el operacional MC1530. La **Figura 7-2b** muestra las disminuciones de la relación de variación al aumentar la capacidad, para el mismo amplificador. La **Figura 7-3a** muestra la ganancia de tensión a lazo cerrado en función de la frecuencia, para $A_{vf}=100$, **10** y **1** en el caso de un amplificador conectado como indica la **Figura 7-3b**.

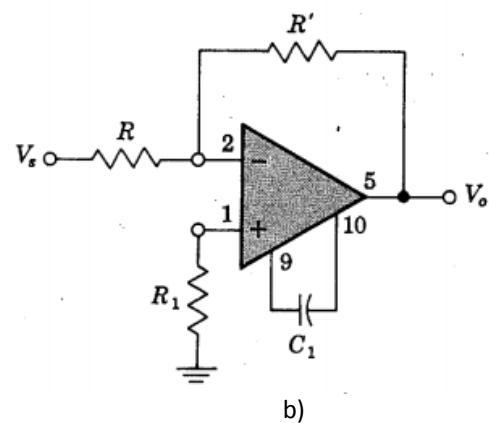
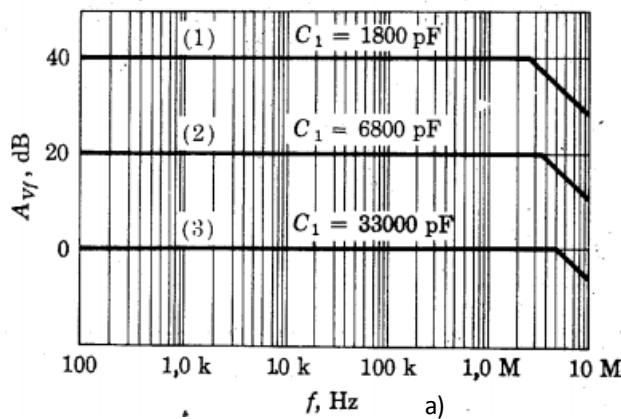


Figura 7-3: a) Ganancia de tensión a lazo cerrado A_{vf} en función de f para tres valores distintos del C_1 y b) conexión del amplificador.

La frecuencia introducida f_d la podemos calcular mediante la ecuación

$$f_d = \frac{1}{2\pi \cdot R_i \cdot C_1}$$

en donde R_i es la resistencia vista desde los terminales de conexión de C_1 , no es necesario conocer esta resistencia puesto que podemos elegir a f_d mediante C_1 basándonos en los gráficos que nos proporciona el fabricante. La frecuencia f_d la podemos encontrar gráficamente haciendo pasar A'_v por **0 dB** con una pendiente de **20 dB/dec**. Normalmente, elegimos f_d para que A'_v pase por **0 dB** en el primer polo f_1 de la A_v descompensada.

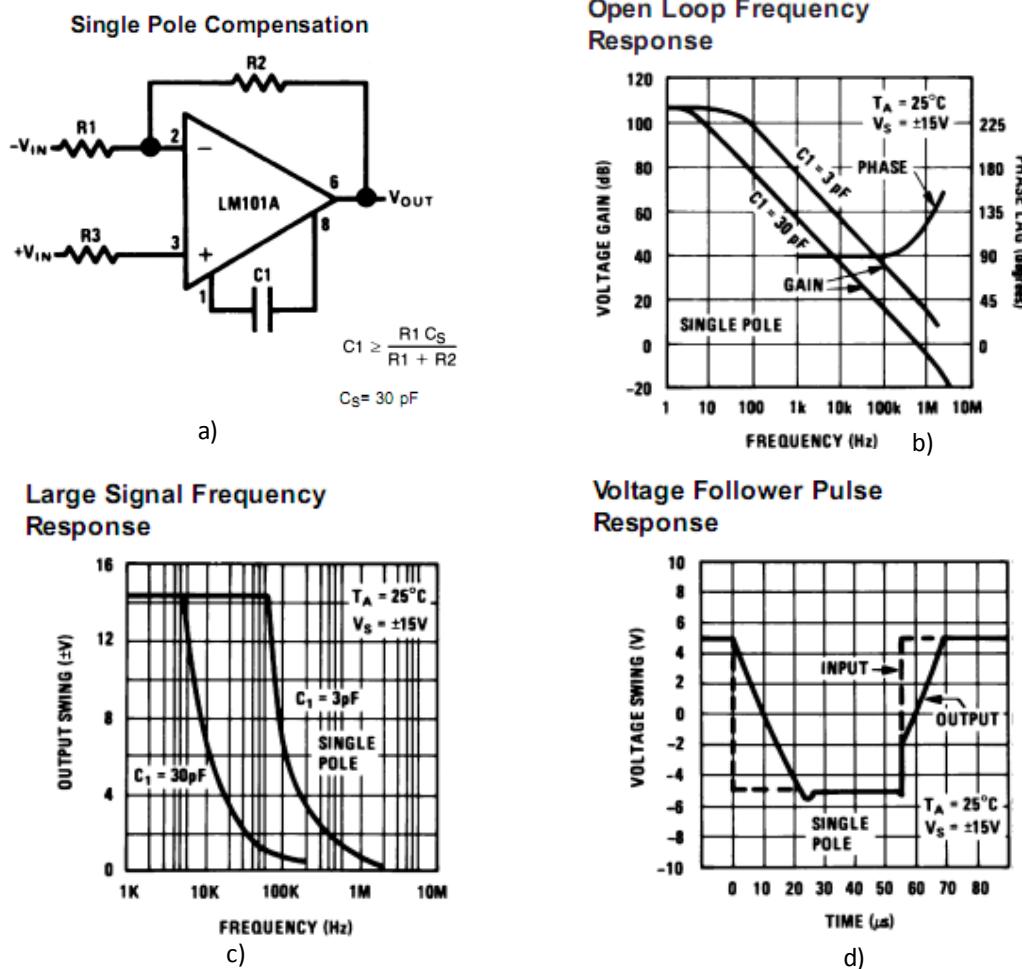


Figura 7-4: a) Compensación en polo único del LM101A, b) respuesta en frecuencia a lazo abierto, c) respuesta en frecuencia de señal fuerte y d) respuesta al impulso cuando en configuración de seguidor de tensión.

Es interesante notar a partir de la Figura 7-3 que para lazo cerrado, este tipo de compensación, en el AO, no solo disminuye la frecuencia, sino que además atenúa la ganancia a frecuencias medias. Para citar otro ejemplo podemos ver qué nos dice la hoja de datos del LM101A. La Figura 7-4, nos muestra su diagrama de conexión y curvas de respuesta en frecuencia. Podemos ver en esta figura, cómo la compensación afecta no solo a la respuesta en frecuencia para pequeña señal sino también para señales fuertes y la respuesta al escalón unitario.

En la **Figura 7-5a**, vemos la compensación aplicada en este caso al operacional LM108, cuyas patas para este propósito son la **1** y la **8**. Una forma alternativa de usar esta técnica en este mismo AO es conectar al condensador de compensación como se muestra en la **Figura 7-5b**. El condensador se conecta desde el pin **8** a tierra. Esta conexión tiene la particularidad de que aumenta el rechazo a la fuente de ruido en un factor de **10**. También, como en el caso anterior, el ancho de banda y la velocidad de respuesta son proporcionales a $1/C_S$.

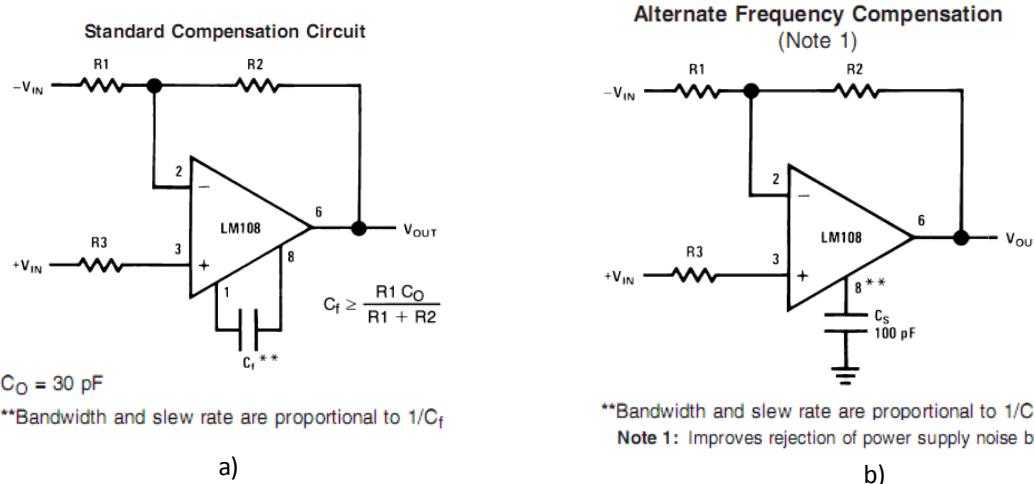


Figura 7-5: a) Circuito estándar de compensación de frecuencia y b) circuito alternativo para la compensación de frecuencia en el LM108.

7.3 – Por efecto Miller³²

Dada la baja frecuencia del polo dominante, el valor de la capacitancia en paralelo C_S tiende a ser grande para la fabricación monolítica, es por esto que el condensador es externo al AO. Si recordamos de la sección 3. 2 – *Comportamiento en AF. Capacidad de Miller*, la capacidad C_μ que conecta las dos etapas, al hacer el reordenamiento para separarlas, aparece multiplicada por un factor ($1+g_m \cdot R_L$), a esto se le llama «efecto Miller». Vamos a aprovechar esta propiedad poder usar un condensador de tamaño no tan grande en la compensación. También mediante este procedimiento, aparece otro beneficio inesperado, es decir, la separación de polos.

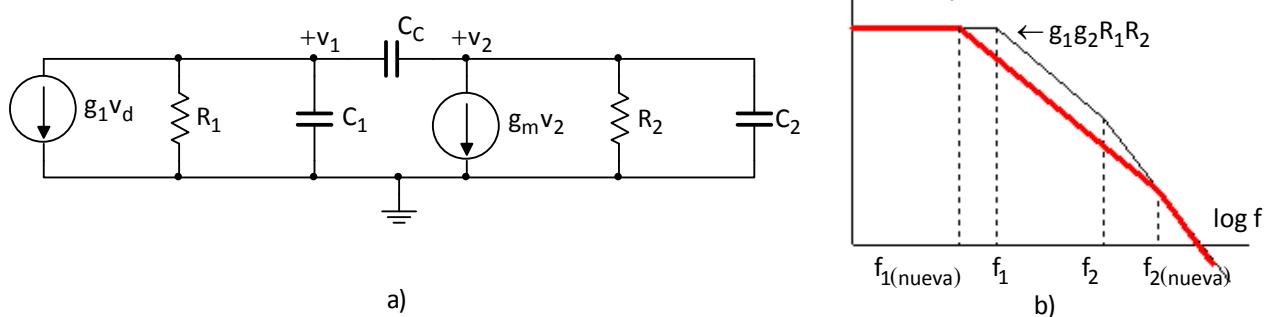


Figura 7-6: a) Etapas internas del μ741 representadas cada una por una fuente de corriente en paralelo con una R y un C y b) ganancia del circuito completo sin compensar (negro) y compensado (rojo).

³² (Franco, 2005) p. 381.

En la **Figura 7-6a**, C_c (condensador de compensación) se ha colocado en la ruta de realimentación de la segunda etapa, la cual, para el AO 741, es la etapa Darlington. En ausencia de C_c el circuito proporciona la frecuencia de polo $f_1=1/2\pi R_1 C_1$ a la entrada, y la frecuencia de polo $f_2=1/2\pi R_2 C_2$ a la salida. Con C_c presente, a través de un detallado y largo análisis de alterna, obtenemos

$$\frac{v_2}{v_d} \approx \frac{g_1 g_2 R_1 R_2 \left(1 - \frac{jf}{f_z}\right)}{\left(1 + \frac{jf}{f_{1(\text{nueva})}}\right) \left(1 + \frac{jf}{f_{2(\text{nueva})}}\right)}$$

(7 -

donde

$$f_z = \frac{g_2}{2\pi C_C} \quad f_{1(\text{nueva})} \approx \frac{1}{2\pi R_1 g_2 R_2 C_C} \quad f_{2(\text{nueva})} = \frac{g_2 C_2}{2\pi (C_1 C_2 + C_C C_1 + C_C C_2)} \quad (7 - 2)$$

La ecuación (7 - 1) revela la presencia de un cero real positivo en $p=2\pi f_z$, por lo que proporciona el ejemplo de un circuito que no es un sistema de fase mínima. Este cero proviene de la transmisión directa de señal a través de C_c hacia la salida, y su efecto es el de reducir a ϕ_m . Sin embargo, en los AO bipolares f_z es lo suficientemente alta como para garantizar la aproximación $1-jf/f_z \approx 1$ sobre el rango útil de frecuencia.

La ecuación (7 - 2) indica que el incremento de C_c reduce f_1 a $f_{1(\text{nueva})}$ e incrementa f_2 a $f_{2(\text{nueva})}$, provocando que los polos se separen entre sí. La separación de polos, mostrada en la **Figura 7-6b**, es muy beneficiosa puesto que el cambio en f_2 hace más fácil el cambio requerido de f_1 , lo que permite tener un mayor ancho de banda. Observamos también que la frecuencia del polo dominante está dada por la capacitancia multiplicada de Miller $g_2 R_2 C_c$, la cual se combina con la resistencia del nodo de entrada R_1 para formar $f_{1(\text{nueva})}$.

7.4 – Modificación de la impedancia de entrada a lazo abierto³³

Puesto que los terminales de entrada de un AO están virtualmente cortocircuitados, resulta ventajoso colocar la red de compensación $R_c C_c$ entre los terminales 1 y 2 en vez de situarla, como en la **Figura 7-7a**, entre Y y tierra. Por lo tanto, la red se conecta en paralelo con la impedancia Z_i de entrada del AO. Supongamos que $|Z_c| \ll |Z_i|$ siendo $Z_c = R_c + 1/j\omega C_c$. Entonces encontramos la ganancia con la expresión

$$A_v'(p) = A_v(p) \frac{1 + pR_c C_c}{1 + pC_c(R_c + R || R' + R_1)}$$

Esta fórmula tiene la misma forma que la ecuación (6 - 8). Podemos decir entonces, que esta compensación es por **polo-cero**. El circuito es el que aparece en la **Figura 7-7a**.

³³ (Millman & Halkias) p. 532.

7.5 – Modificación de la red β ³⁴

Esta técnica utiliza un condensador C para crear un adelanto en la ruta de realimentación. Este adelanto está diseñado para ocurrir en las cercanías de la frecuencia de cruce f_x (frecuencia en donde la ganancia de lazo βA_o vale 1 o 0 dB), en donde ϕ_m requiere ser aumentada. Supongamos un AO que tiene una función de transferencia a lazo abierto A_o con tres polos en f_1 , f_2 y f_3 . Basándonos en la [Figura 7-7b](#), vemos que la ganancia del amplificador realimentado $|1/\beta(p)|$ es igual a

$$\frac{1}{\beta(p)} = \frac{V_L}{V_f} = \frac{R_1 + Z_2}{R_1} = 1 + \frac{Z_2}{R_1} = 1 + \frac{1}{R_1} \frac{R_2}{R_2 C p + 1} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \frac{1 + (R_2 || R_1)p}{1 + R_2 C p}$$

Reemplazando $p=j\omega=j2\pi f$ nos queda

$$\frac{1}{\beta(jf)} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \frac{1 + (R_2 || R_1)j2\pi f}{1 + (R_2 C)j2\pi f} = \boxed{\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \frac{1 + jf/f_z}{1 + jf/f_p} = \frac{1}{\beta(jf)} = A_{vf}} \quad (7 -$$

Tenemos un cero en $f_z = \frac{1}{2\pi \frac{R_2 R_1}{R_2 + R_1} C} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) f_p$ y un polo en $f_p = \frac{1}{2\pi R_2 C}$

La [Figura 7-7c](#) muestra que a a_o y a $1/\beta$ en función de f . Como ya vimos en la [Figura 6-9a](#) el cambio de fase proporcionado por $1/\beta(jf)$ es máximo en la media geométrica de f_z y f_p , por lo tanto el valor óptimo de C es aquel que hace coincidir a esta media con la frecuencia de cruce f_x , entonces

$$\log f_x = \frac{\log f_z + \log f_p}{2} = \log(f_z^{1/2}) + \log(f_p^{1/2}) = \log \sqrt{f_p f_z} \rightarrow f_x = \sqrt{f_p f_z} = f_p \sqrt{1 + R_2 / R_1}$$

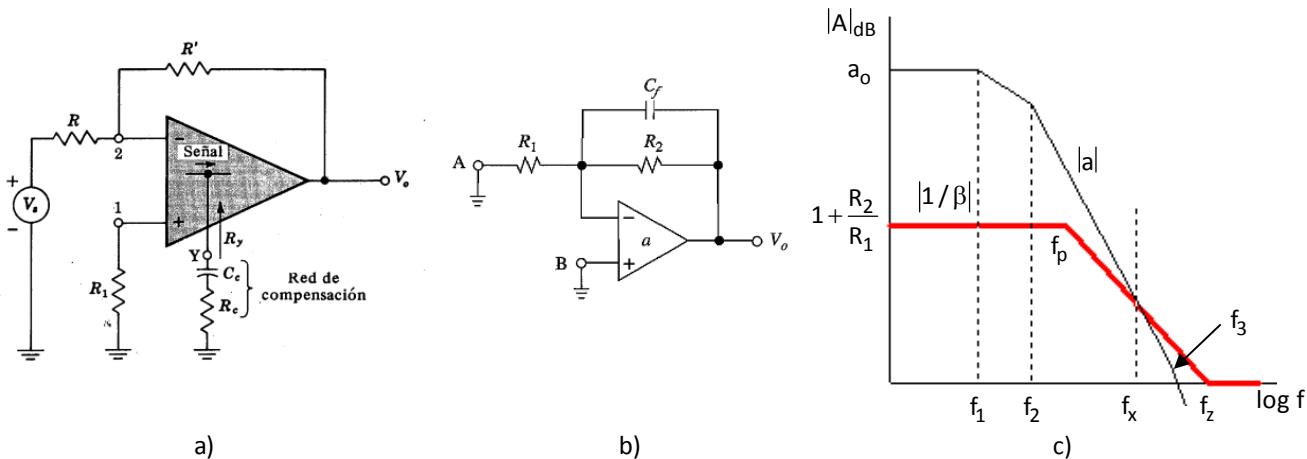


Figura 7-7: a) Empleo de una red RC para la anulación polo-cero, b) AO con condensador C_f de compensación, los terminales A y B puesto a tierra significa que se lo puede usar tanto en configuración inversor como en no inversor y c) Bode del módulo de la ganancia a lazo abierto (negro) y a lazo cerrado (rojo).

³⁴ (Franco, 2005) p. 390.

Bajo tal condición tenemos que $|a(jf_x)| = (1+R_2/R_1)^{1/2}$, lo cual podemos usar para hallar a f_x mediante prueba y error. Una vez que conocemos f_x hallamos C mediante

$$C = \frac{1}{2\pi R_2 f_p} = \frac{\sqrt{1+R_2/R_1}}{2\pi R_2 f_x}$$

En cuanto a la velocidad de respuesta se refiere, este tipo de compensación no tiene las ventajas de la compensación por retraso (polo-cero); sin embargo, la compensación por adelanto tiene la cualidad de que posee mejor filtrado para el ruido generado internamente. Este tipo de compensación casi no se usa en AO aunque sí en amplificadores discretos.

7.6 – Otras técnicas de compensación y otras fuentes de inestabilidad³⁵

Existen más técnicas de compensación de frecuencia, pero no las describo porque no que la pidan en el final. Las técnicas que dejo afuera son:

- **Reducción de la ganancia de lazo:** este método mueve la curva $|1/\beta|$ hacia arriba hasta que interceptamos con la curva de $|A_v|$ en $f=f_{-135^\circ}$, donde el margen de fase $\phi_m=45^\circ$. Este cambio lo obtenemos conectando una resistencia R_c a través de las entradas.
- **Compensación atrasada de entrada:** el anterior método presenta el inconveniente poder de tener una ganancia de ruido en continua muy elevada. Esto lo podemos solucionar conectando en serie con R_c . El gráfico a frecuencias que produce el cruce de ambas rectas (A_v y $1/\beta$) permanece inalterable; sin embargo, a frecuencias bajas donde C_c actúa como un circuito abierto, la ganancia $1/\beta$ se reduce y obtenemos así una ganancia de lazo de continua bastante más alta y un error en la salida mucho más bajo.
- **Compensación de la capacidad parásita de entrada:** en la práctica todos los AO presentan capacitancias parásitas a la entrada. La capacitancia neta C_n de la entrada inversora hacia tierra, es de especial interés. Esta capacidad es la suma de la capacitancia diferencial entre los terminales de entrada, la capacitancia de modo común de cada entrada a tierra y la capacitancia parásita externa, que representa la capacitancia de los componentes, terminales, bases y pistas de los circuitos impresos asociados con el nodo de la entrada inversora. Todas estas capacitancias están en el orden de los μF . El condensador C_n crea un polo de realimentación cuyo retraso de fase altera al margen de fase. Este retraso lo podemos compensar usando una capacidad de realimentación C_f para crear un adelanto de fase en la realimentación, similar al caso de la *compensación por adelanto* vista anteriormente. En la práctica siempre es conveniente que este condensador C_f sea del orden de los μF .
- **Asilamiento de carga capacitiva:** existen aplicaciones cuya carga es altamente capacitiva. Para contrarrestar el efecto que produce esta carga, que llamaremos C_L , colocamos una pequeña resistencia R_s en serie para desac-

³⁵ (Franco, 2005) p. 376.

plar a C_L de la salida del AO, y una pequeña capacitancia de realimentación –conectada de igual forma que en el caso de la compensación por adelanto– para proporcionar una trayectoria de alta frecuencia alrededor de C_L , así como para contrarrestar el efecto de cualquier capacitancia parásita de entrada C_n . La red de compensación se puede especificar de forma que el adelanto introducido por C_f neutralice exactamente el retraso de fase debido a C_L .

La inestabilidad en los AO, como así también en los amplificadores de alta ganancia y comparadores de voltaje, puede deberse a diversos motivos además de que no cumpla no se respeten los márgenes de ganancia y de fase. Dos causas comunes de inestabilidad son una *tierra pobre* y un *filtrado inadecuado de la fuente de alimentación*. Ambos problemas son provocados por las impedancias distribuidas de las líneas de las fuentes de alimentación y de tierra, las cuales pueden ocasionar falsas rutas de realimentación alrededor del dispositivo de alta ganancia y así comprometer su estabilidad.

Una forma de minimizar los problemas relacionados con la tierra, es usar un plano de tierra. Para reducir más los problemas de este tipo, se suelen usar dos planos, una línea de *señal-tierra*, para proporcionar una ruta de retorno para circuitos críticos, como las fuentes de señal, redes de realimentación, y referencias de voltaje de precisión; y una línea de *fuente de alimentación-tierra*, con el mismo propósito pero para los circuitos menos críticos. Todo esto se hace para mantener pequeñas las corrientes de continua y alterna en la línea *señal-tierra* y así poder conservarlo esencialmente equipotencial, para evitar que se perturbe esta condición, las dos líneas sólo se unen en un punto del circuito.

Las falsas rutas de realimentación también se pueden formar a través de las líneas de la fuente de alimentación. Debido a las impedancias distintas de cero de la línea, cualquier cambio en la corriente de carga introducirá un correspondiente cambio de voltaje en las terminales de alimentación de los AO. Debido al **PSRR** finito, este cambio se percibirá a la entrada, produciendo una trayectoria de realimentación indirecta. Para romper esta trayectoria, cada fuente de alimentación debe poseer un condensador de desacople de **10 a 100 [nF]**. Los elementos de la red de realimentación deben ser montados cerca de la entrada inversora de entrada para minimizar la capacidad parásita externa vista anteriormente.

Bibliografía del capítulo 3

- | | |
|----------------------|--------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|
| (Alem) | Alem, I. <i>Apunte de Aplicada 2.</i> (Manuscrito, Trad.) |
| (Gray & Searle) | Gray, P., & Searle, C. <i>Principios de electrónica.</i> Reverte. |
| (Robredo Ruiz, 2001) | Robredo Ruiz, G. (2001). <i>Electrónica básica para ingenieros</i> (1ra ed.).
España: Universidad de Cantabria. |

(Schilling & Belowe) Schilling, D., & Belowe, C. *Circuitos electrónicos discretos e integrados*
(2da ed.). Marcombo Boixareu editores.

Capítulo 4

Amplificadores de potencia y fuentes de alimentación reguladas

1 – AMPLIFICADORES DE POTENCIA¹

Un amplificador de potencia convierte la potencia de una fuente de corriente continua (polarización V_{cc} de un circuito con transistores), usando el control de una señal de entrada, a potencia de salida en forma de señal. Si sobre la carga se desarrolla una gran cantidad de potencia, el dispositivo deberá manejar una gran excursión en voltaje y corriente.

Los puntos de operación deben estar en un área permitida de voltaje y corriente que asegure la máxima disipación, [**SOA, Safe Operating Area**]. Se deben considerar los voltajes de ruptura y efectos térmicos permitidos en los dispositivos de estado sólido, considerar las características no lineales en el funcionamiento y usar los parámetros para gran señal del dispositivo.

Los transistores y amplificadores integrados que se utilizan para procesar señales son de baja potencia y solo tienen capacidad de generar en su salida tensiones en el rango de los voltios, proporcionar intensidades en el rango de los mili amperes, y en consecuencia, transferir a las cargas conectadas a su salida, potencias en el rango de mili vatios o décimas de vatios.

¹ (Malvino, 2000) p. 365.

En muchas aplicaciones dentro de los sistemas de instrumentación se necesitan proporcionar potencias en el rango de las decenas o centenas de vatios, y para conseguirlo se requiere utilizar amplificadores de media potencia.

Un amplificador de potencia es aquel cuya etapa de salida se ha diseñado para que sea capaz de generar uno rangos de tensión e intensidad más amplios de forma que tenga capacidad de transferir a la carga la potencia que se requiere. Cuando se diseñan utilizando amplificadores operacionales, un amplificador de potencia consiste en una etapa de baja potencia basada en un amplificador operacional, a la que se dota de una etapa (interna o externa) de potencia, con ganancia reducida (habitualmente 1), pero con capacidad de suministrar las intensidades que se necesitan. Para seguir manteniendo los beneficios de la realimentación, la etapa de potencia debe estar incluida dentro del bucle de realimentación.

Sin embargo, en estas configuraciones, la posible ganancia extra de la etapa de potencia, y las cargas reactivas, introducen nuevos problemas de estabilidad. En este tema solo se tratan etapas de media o baja potencia, para baja frecuencias, realizables mediante circuitos con dispositivos semiconductores y sin la utilización de transformadores. No obstante, los problemas que se plantean son similares a los que se presentan en alta frecuencia, o para potencias más altas.

Definimos a continuación algunos conceptos necesarios para el análisis de amplificadores de potencia:

- **Clases:** definimos grosso modo² las clases de los amplificadores de potencia, ya que en la sección siguiente la explicamos en detalle. Por funcionamiento en **clase A** entendemos que el transistor trabaja siempre en su zona activa. Esto equivale a decir que por el colector circula corriente durante los 360° del ciclo de señal. Vamos a intentar situar el punto Q en algún lugar cerca de la mitad de la recta de carga. De esta forma, la señal puede oscilar sobre el máximo rango posible sin saturar o cortar el transistor, lo que distorsionaría la señal.

El funcionamiento en **clase B** es diferente. En este caso, la corriente de colector circula solamente medio ciclo (**180°**). Para obtener este tipo de funcionamiento, debemos situar el punto **Q** en la zona de corte. Entonces, sólo la mitad positiva de la tensión de alterna en la base puede producir corriente en el colector. Esto reduce la disipación de calor en los transistores de potencia.

El funcionamiento en **clase C** se produce cuando circula corriente por el colector durante menos de **180°** del ciclo. Sólo parte del semi-ciclo positivo de tensión alterna en la base produce corriente en el colector. Como resultado, obtenemos pulsos cortos de corriente de colector.

- **Acoplamiento:** a la carga la podemos acoplar de tres formas: por condensador, por transformador o de forma directa. En el primer caso, el condensador de acoplamiento transmite la tensión de señal amplificada a la siguiente etapa. En el segundo, la tensión de señal está acoplada a través de un transformador con la siguiente etapa. El acoplamiento por condensador y el acoplamiento por trans-

² Se considera incorrecta la expresión «a grosso modo».

formador son ambos ejemplos de acoplamiento de corriente alterna con bloques de tensión de corriente continua.

El acoplamiento directo consiste en conectar directamente el colector del primer transistor y la base del segundo transistor. Por esto, las tensiones alterna y continua están acopladas. Como no hay una frecuencia mínima límite, un amplificador con acoplamiento directo se llama «amplificador de corriente continua».

- **Rangos de frecuencia:** otra forma de clasificar los amplificadores es basándose en su rango de frecuencias de trabajo. Con este criterio, un amplificador de audio (o de audio-frecuencias) funciona entre los **20 [Hz]** y los **20 [KHz]**. Por otra parte, un amplificador de radiofrecuencia (RF) funciona muy por encima de los **20 [KHz]**.

Los amplificadores se clasifican también en banda estrecha o banda ancha. Los primeros trabajan sobre pequeños rangos de frecuencia, como de **450 a 460 [KHz]**, los segundos lo hacen en grandes rangos de frecuencia, como de **0 a 1 [MHz]**.

- **Nivel de señal:** para señales grandes, la señal pico a pico emplea toda o la mayoría de la recta de carga, es decir, la señal se emplea como entrada de un amplificador de potencia, el cual transforma la salida de unos cientos de **[mW]** a cientos de **[W]**.

En el resto de este capítulo trataremos los amplificadores de potencia y describiremos sus características, como recta de carga, ganancia de potencia y rendimiento.

2 – CLASES³

Las etapas de potencias se clasifican en función del punto de trabajo en que se polarizan los dispositivos de potencia, y en la fracción del ciclo de señal durante las que conducen, como consecuencia de ello.

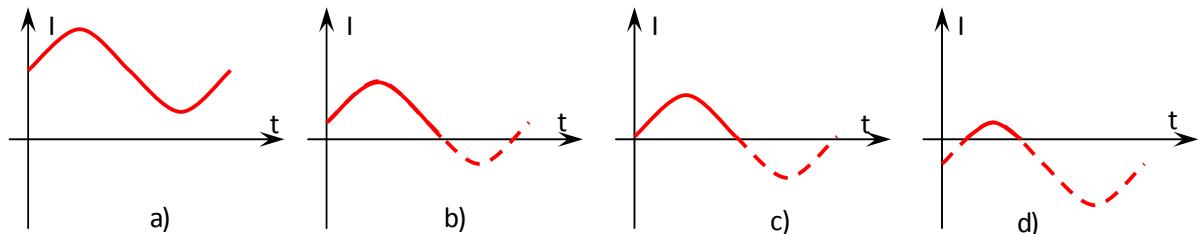


Figura 2-1: Clasificación de los amplificadores de potencia. **a)** Clase A, la corriente fluye través de todo el ciclo completo; **b)** clase AB, la corriente fluye durante más de medio ciclo pero nos que un ciclo completo; **c)** clase B, la corriente fluye medio ciclo y **d)** clase C, la corriente fluye durante menos de medio ciclo.

³ (Schilling, y otros) p. 210.

- **Etapa clase A:** el dispositivo se polariza en una zona de respuesta lineal, con capacidad de responder a señales de cualquier polaridad. Su principal ventaja es que sigue un modelo de amplificador lineal convencional. Su desventaja es que aún con señal nula disipa una cantidad considerable de potencia.
- **Etapa clase B:** el dispositivo se polariza en el extremo de la zona de respuesta lineal, y en consecuencia sólo tiene capacidad de responder a señales con una determinada polaridad. En estas etapas no se produce disipación de potencia cuando la señal es nula, pero requiere la utilización de etapas complementarias para poder generar una respuesta bipolar.
- **Etapa clase AB:** el dispositivo se polariza en la zona lineal pero en un punto muy próximo al extremo de respuesta lineal. Esta configuración es una variante de la etapa de tipo B en la que se sacrifica la disipación de una pequeña cantidad de potencia cuando opera sin señal, a cambio de evitar la zona muerta de respuesta.
- **Etapa clase C:** el dispositivo se polariza en zona de respuesta no lineal, de forma que los dispositivos activos sólo conducen en una fracción reducida del periodo de la señal. De esta forma se consiguen rendimientos máximos, aunque se necesitan elementos reactivos que acumulen la energía durante la conducción y la liberen en el resto del ciclo en el que el dispositivo no conduce. Se puede utilizar para amplificar señales de banda muy estrecha.

2.1 – Amplificador clase A

2.1 – 1: Configuración emisor común

La configuración que usaremos para analizar hacer los diferentes cálculos será la de emisor común. Analizamos el circuito de la [Figura 2-2a](#).

Condiciones de polarización:

$$\text{Red de polarización (rp): } V_b = I_{CQ} \left(\frac{R_b}{\beta} + R_e \right) + 0,7 \quad (2 -)$$

$$\text{Recta de carga en continua (rcc): } V_{CC} = i_C R_C + v_{CE} \quad (2 -)$$

$$\text{Recta de carga en alterna (rca): } i_C - I_{CQ} = -\frac{1}{R_C} (v_{CE} - V_{CEQ}) \quad (2 -)$$

$$\begin{cases} I_{CQ;MES} = \frac{V_{CC}}{R_{CA} + R_{CC}} = \frac{V_{CC}}{R_L + R_L} = \frac{V_{CC}}{2 \cdot R_L} \\ V_{CEQ;MES} \approx \frac{V_{CC}}{2} \end{cases} \quad (2 -)$$

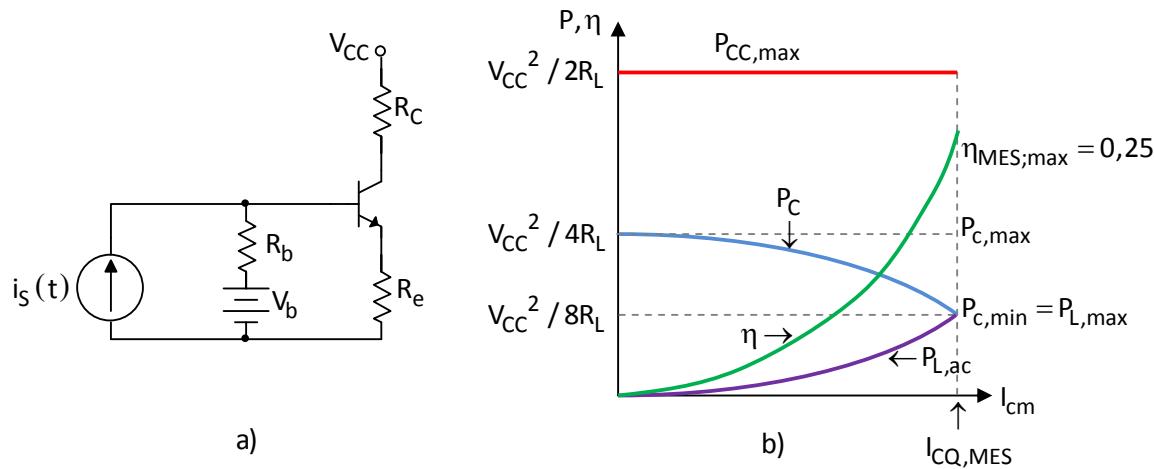


Figura 2-2: a) Circuito a utilizar, en configuración emisor común EC y b) el gráfico de las potencias calculadas.
Cálculo de la potencia suministrada por la fuente

Suponiendo una señal de entrada sinusoidal que provoque una corriente de colector

$$i_C(t) = I_{CQ} + i_c(t) = I_{CQ} + I_{cm} \cdot \cos(\omega t)$$

La potencia media entregada por la fuente es:

$$\begin{aligned} P_{CC} &= \frac{1}{T} \int_0^T V_{CC} \cdot i_C(t) dt = \frac{1}{T} \int_0^T V_{CC} \cdot [I_{CQ} + I_{cm} \cdot \cos(\omega t)] dt = \frac{1}{T} \int_0^T V_{CC} \cdot I_{CQ} \cdot dt + \frac{1}{T} \int_0^T V_{CC} \cdot I_{cm} \cdot \cos(\omega t) \cdot dt = \\ &= \frac{V_{CC} \cdot I_{CQ}}{T} \int_0^T dt + \frac{V_{CC} \cdot I_{cm}}{T} \int_0^T \cos(\omega t) \cdot dt = V_{CC} \cdot I_{CQ} + V_{CC} \cdot I_{cm} \cdot 0 = \boxed{V_{CC} I_{CQ} = P_{CC}} \end{aligned} \quad (2 -)$$

No depende de la amplitud I_{cm} , ésta puede valer 0 o tener su máximo valor y la potencia suministrada será la misma siempre. Para MES, P_{CC} toma su máximo valor y será:

$$\boxed{P_{CC;MES} = \frac{V_{CC}^2}{2 \cdot R_L}} \quad (2 -)$$

Potencia media disipada en la carga:

$$\begin{aligned} P_L &= \frac{1}{T} \int_0^T i_L^2(t) \cdot R_L \cdot dt = \frac{1}{T} \int_0^T i_C^2(t) \cdot R_L \cdot dt = \frac{1}{T} \int_0^T [I_{CQ} + I_{cm} \cdot \cos(\omega t)]^2 \cdot R_L \cdot dt = \\ &= \frac{I_{CQ}^2 \cdot R_L}{T} \int_0^T dt + \frac{I_{cm}^2 \cdot R_L}{T} \int_0^T \cos^2(\omega t) \cdot dt = I_{CQ}^2 \cdot R_L + \frac{I_{cm}^2 \cdot R_L}{T} \int_0^T \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cos(2\omega t) \cdot dt = \\ &= \boxed{P_L = I_{CQ}^2 \cdot R_L + \frac{I_{cm}^2 \cdot R_L}{2} = P_{L,cc} + P_{L,ca}} \end{aligned} \quad (2 -)$$

El valor mínimo de $P_{L,ac}$ –siempre y cuando trabajemos para MES– se da cuando $I_{cm}=0$ y el máximo, cuando $I_{cm}=I_{CQ}$.

$$P_{L,ac;MES,min} = P_{L,ac;MES} \Big|_{I_{cm}=0} = \frac{0^2 \cdot R_L}{2} = 0 \quad (2 -)$$

$$P_{L;ac;MES;max} = P_{L;ac;MES} \Big|_{I_{cm} = I_{CQ;MES}} = \frac{1}{2} \cdot \left(\frac{V_{CC}}{2 \cdot R_L} \right)^2 \cdot R_L = \frac{V_{CC}^2}{8 \cdot R_L} \quad (2 - 1)$$

Potencia disipada en el colector⁴

$$P_{CC} = P_L + P_C + P_E = P_{L;ac} + P_{L;cc} + P_C + P_E$$

$$\therefore P_C = P_{CC} - P_{L;ac} - P_{L;cc} = V_{CC} I_{CQ} - I_{CQ}^2 \cdot R_L - \frac{I_{cm}^2 \cdot R_L}{2} = P_C \quad (2 - 1)$$

La potencia en el colector –para MES– será mínima cuando $I_{cm}=I_{CQ;MES}$, o sea cuando $P_{L;ac}$ sea máxima.

$$P_{C;MES;min} = P_C \Big|_{I_{cm} = I_{CQ;MES}} = V_{CC} \frac{V_{CC}}{2 \cdot R_L} - \left(\frac{V_{CC}}{2 \cdot R_L} \right)^2 \cdot R_L - \frac{1}{2} \left(\frac{V_{CC}}{2 \cdot R_L} \right)^2 \cdot R_L = \frac{V_{CC}^2}{8 \cdot R_L} = P_{c;MES,min} \quad (2 - 11)$$

$$P_{C;MES;max} = P_C \Big|_{I_{cm} = 0} = V_{CC} \frac{V_{CC}}{2 \cdot R_L} - \left(\frac{V_{CC}}{2 \cdot R_L} \right)^2 \cdot R_L - \frac{1}{2} \cdot 0^2 \cdot R_L = \frac{V_{CC}^2}{4 \cdot R_L} = P_{c;MES;max} \quad (2 - 12)$$

Rendimiento: es el cociente entre la potencia de la carga en alterna y la potencia suministrada por la fuente de alimentación.

$$\eta = \frac{P_{L;ac}}{P_{CC}} = \frac{\frac{I_{cm}^2 \cdot R_L}{2}}{V_{CC} I_{CQ}} = \frac{I_{cm}^2 \cdot R_L}{2 \cdot V_{CC} \cdot I_{CQ}} = \eta \quad (2 - 1)$$

El valor será máximo cuando la señal alcance valores próximos a I_{CQ} , y para obtener el valor más grande de rendimiento, se lo debe diseñar para MES.

$$\eta_{MES;max} = \frac{P_{L;ac;MES;max}}{P_{CC;MES;max}} = \frac{\frac{V_{CC}^2}{8 \cdot R_L}}{\frac{V_{CC}^2}{2 \cdot R_L}} = \frac{1}{4} = 0,25 = 25\% = \eta_{MES;max} \quad (2 - 1)$$

Todos estos valores podemos verlos en la **Figura 2-2b**, y en la siguiente tabla se muestra un resumen.

Potencia	$I_{cm} = 0$	I_{cm} cualquiera	$I_{cm} = I_{CQ;MES}$
P_{CC} (fuente)		$P_{CC} = \frac{V_{CC}^2}{2 \cdot R_L}$	
$P_{L;ac}$ (carga)	$P_{L;ac;min} = 0$	$P_{L;ac} = \frac{1}{2} \cdot I_{cm}^2 \cdot R_L$	$P_{L;ac;max} = \frac{V_{CC}^2}{8 \cdot R_L}$
P_C (colector)	$P_{C;max} = \frac{V_{CC}^2}{4 \cdot R_L} = \frac{P_{CC}}{2}$	$V_{CC} I_{CQ} - I_{CQ}^2 \cdot R_L - \frac{I_{cm}^2 \cdot R_L}{2}$	$P_{C;min} = \frac{V_{CC}^2}{8 \cdot R_L} = \frac{P_{CC}}{4}$

⁴ Despreciamos la potencia en la resistencia R_e , es decir P_E .

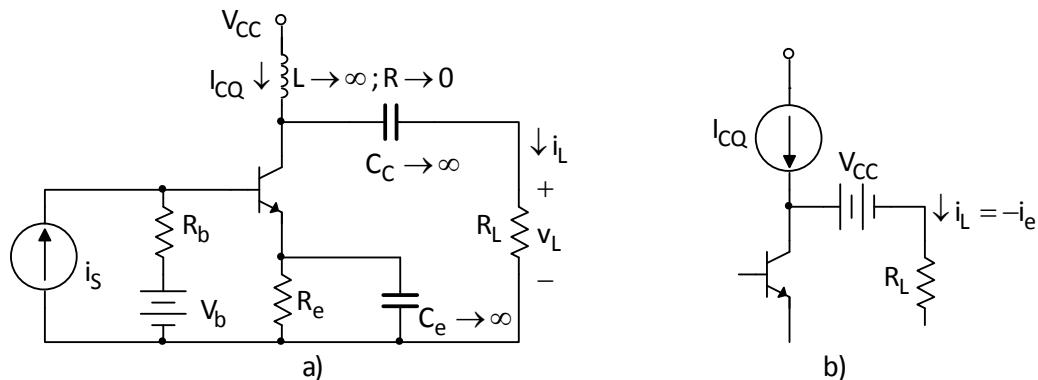
η (rendimiento)	$\eta_{\min} = 0$	$\frac{I_{cm}^2 \cdot R_L}{2 \cdot V_{CC} \cdot I_{CQ}}$	$\eta_{\max} = \frac{1}{2} = 0,5\%$
-------------------------	-------------------	----------------------------------------------------------	-------------------------------------

Tabla 2-1: Resumen de las diferentes potencias para cuando I_{cm} va desde cero hasta $I_{CQ,MES}$.**2.1 – 2: Acoplado por inductor**

En la configuración EC la resistencia R_e disipa una gran cantidad de potencia debido a la corriente de colector i_c , que aún en ausencia de señal debe mantener su valor en I_{CQ} . Esto limita el rendimiento a **25%** como máximo. Cuando reemplazamos la resistencia R_c por un inductor de valor muy grande (llamado por lo general *choque*) aumentamos considerablemente el rendimiento llegando hasta un valor del **50%**.

Rectas de carga

Para continua el inductor es un corto circuito y el condensador en un circuito abierto. O sea para el análisis de continua se reemplaza al inductor por una fuente de corriente constante de valor I_{CQ} y a C_C por una fuente de tensión constante de valor V_{CC} . La resistencia R_e es pequeña para evitar pérdidas de potencia en la red de polarización manteniendo al mismo tiempo la estabilidad del punto **Q**.

**Figura 2-3:** Amplificador de potencia acoplado por inductor: a) circuito; b) circuito equivalente.**Condiciones de polarización:**

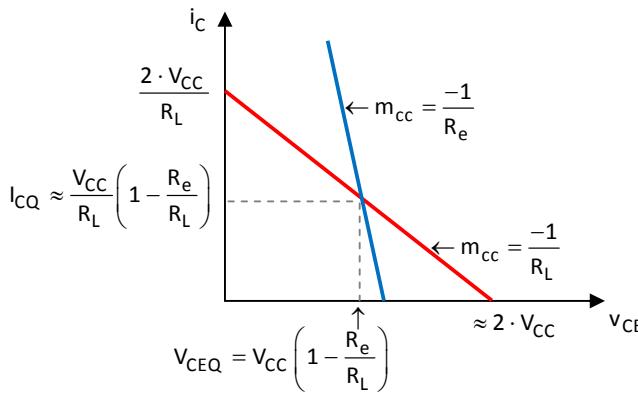
$$rp: \quad V_b = I_{CQ} \left(\frac{R_b}{\beta} + R_e \right) + 0,7$$

$$rcc: \quad V_{CC} = i_c \cdot R_e + v_{CE}$$

$$rca: \quad i_c - I_{CQ} = -\frac{1}{R_L} (v_{CE} - V_{CEQ})$$

Para encontrar el punto **Q** para MES, hacemos

$$I_{CQ,MES} = \frac{V_{CC}}{R_{CA} + R_{CC}} = \frac{V_{CC}}{R_e + R_L} = \frac{V_{CC}}{R_L} \cdot \frac{1}{1 + \frac{R_e}{R_L}} = \frac{V_{CC}}{R_L} \cdot \frac{1}{1 + \frac{R_e}{R_L}} \cdot \frac{1 - R_e/R_L}{1 - R_e/R_L} = \frac{V_{CC}}{R_L} \cdot \frac{1 - R_e/R_L}{1 - (R_e/R_L)^2}$$

**Figura 2-4:** Rectas de carga del amplificador de potencia

Si $R_e < R_L$ entonces $(R_e/R_L)^2$ será casi nulo e

$$I_{CQ,MES} \approx \frac{V_{CC}}{R_L} \cdot \left(1 - \frac{R_e}{R_L}\right)$$

Entonces la ecuación se reduce a

$$I_{CQ,MES} \approx \frac{V_{CC}}{R_L}$$

(2-1)

La tensión colector-emisor para MES será

$$V_{CEQ,MES} \approx V_{CC}$$

La pendiente de la recta de carga en alterna es de $-1/R_L$. La excursión máxima de i_C va desde 0 a $2.I_{CQ}$, mientras que la tensión v_{CE} lo hace⁵ desde 0 a $2.V_{CC}$. Es interesante notar que la tensión colector emisor alcance un valor de hasta el doble de la alimentación (V_{CC}). La inductancia tiene un valor muy grande, por lo que no pasa la alterna y podemos sustituirla por una fuente constante de corriente I_{CQ} (Figura 2-3b). Pasa lo mismo con la capacitancia, a la cual podemos sustituir por una fuente de tensión constante de valor V_{CC} . Y es justamente esto lo que hace que la tensión v_{CE} alcance el valor de casi el doble de V_{CC} : el condensador que se carga a una tensión V_{CC} y actúa como una fuente extra de V_{CC} .

Cálculos de potencia

Despreciamos la potencia disipada en R_e . Una entrada sinusoidal de la forma

$$i_i(t) = I_{im} \cdot \sin \omega t$$

producirá una salida de la forma

$$i_C(t) = I_{cm} \cdot \sin \omega t$$

y, dado que $i_C = -i_L$, una corriente de

carga igual a

$$i_L(t) = I_{Lm} \cdot \sin \omega t = -I_{cm} \cdot \sin \omega t,$$

El máximo valor que puede tomar

I_{cm} es I_{CQ} , ergo

$$i_{C,max}(t) = I_{cm,max} \cdot \sin \omega t = I_{CQ} \cdot \sin \omega t$$

de aquí entonces que

$$I_{cm} \leq I_{CQ}$$

⁵ Esto no es así en la práctica, porque v_{CE} está limitada por la tensión de saturación a un valor mínimo de $v_{CE,sat}$.

Potencia suministrada por la fuente:

$$P_{CC} = V_{CC} \cdot I_{CQ} \approx \frac{V_{CC}^2}{R_L}$$

Potencia disipada en la carga:

$$P_L = \frac{1}{2} I_{Lm}^2 R_L = \frac{1}{2} I_{cm}^2 R_L$$

La potencia máxima en la carga se da cuando la señal llega a su máximo valor de cresta, $I_{cm}=I_{CQ}$

$$P_{L;max} = \frac{V_{CC}^2}{R_L} - \frac{1}{2} I_{CQ}^2 R_L = \frac{V_{CC}^2}{R_L} - \frac{1}{2} \left(\frac{V_{CEQ}}{R_L} \right)^2 R_L = \frac{V_{CC}^2}{R_L} - \frac{1}{2} \frac{V_{CC}^2}{R_L} = \frac{V_{CC}^2}{2R_L}$$

La potencia mínima sucede en ausencia de señal, o sea cuando $I_{cm}=0$

$$P_{L;min} = 0$$

Potencia disipada en el colector:

$$P_C = P_{CC} - P_L = \frac{V_{CC}^2}{R_L} - \frac{1}{2} I_{cm}^2 R_L$$

La potencia mínima de colector sucede cuando la señal llega a su máximo valor de cresta, $I_{cm}=I_{CQ}$

$$P_{C;min} = P_{CC} - P_L = \frac{V_{CC}^2}{R_L} - \frac{1}{2} I_{CQ}^2 R_L = \frac{V_{CC}^2}{R_L} - \frac{1}{2} \left(\frac{V_{CEQ}}{R_L} \right)^2 R_L = \frac{V_{CC}^2}{R_L} - \frac{1}{2} \frac{V_{CC}^2}{R_L} = \frac{V_{CC}^2}{2R_L}$$

La potencia máxima sucede en ausencia de señal, o sea cuando $I_{cm}=0$

$$P_{C;max} = \frac{V_{CC}^2}{R_L} - \frac{1}{2} 0^2 R_L = \frac{V_{CC}^2}{R_L} = P_{CC}$$

Rendimiento:

$$\eta = \frac{P_L}{P_{CC}} = \frac{(1/2) I_{cm}^2 R_L}{V_{CC} I_{CQ}} = \frac{1}{2} \cdot \frac{I_{cm}^2 R_L}{(I_{CQ} \cdot R_L) I_{CQ}} = \frac{1}{2} \cdot \frac{R_L}{R_L} \cdot \frac{I_{cm}^2}{I_{CQ}^2} = \frac{1}{2} \cdot \left(\frac{I_{cm}}{I_{CQ}} \right)^2 = \eta$$

El máximo rendimiento ocurre cuando $I_{cm}=I_{CQ}$

$$\eta_{max} = \frac{P_{L;max}}{P_{CC}} = \frac{1}{2} \cdot \left(\frac{I_{CQ}}{I_{CQ}} \right)^2 = \frac{1}{2} = 0,5\%$$

Factor de mérito (o factor de calidad):

$$FM = \frac{P_{C;max}}{P_{L;max}} = \frac{\frac{V_{CC}^2}{R_L}}{(1/2) I_{CQ}^2 R_L} = 2 \cdot \frac{V_{CEQ}^2}{I_{CQ}^2} \cdot \frac{1}{R_L^2} = 2 \cdot \left(\frac{V_{CEQ}}{I_{CQ}} \right)^2 \cdot \frac{1}{R_L^2} = 2 \frac{R_L^2}{R_L^2} = [2 = FM]$$

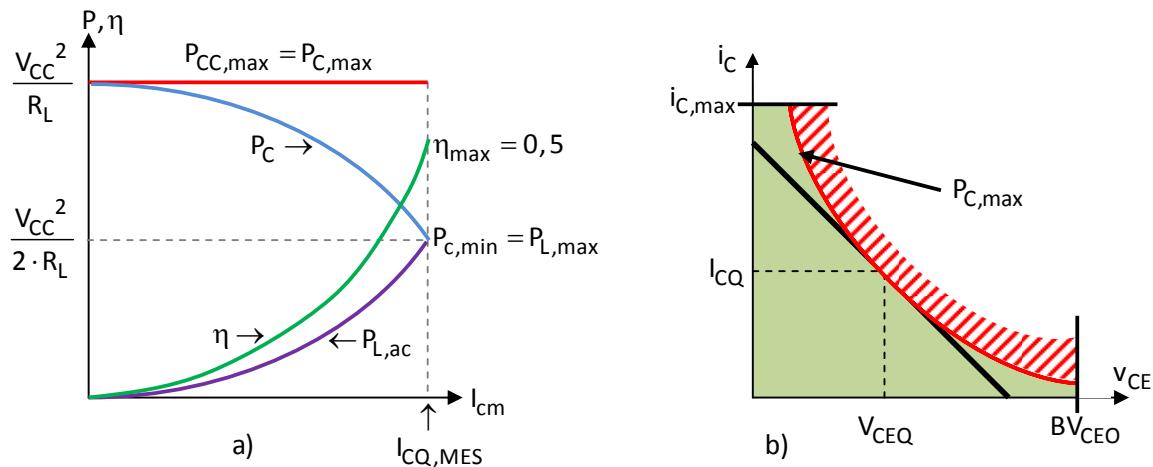


Figura 2-5: a) Potencias de un amplificador EC con un inductor, b) hipérbola de disipación máxima de colector.

Hipérbola de disipación máxima

El transistor a seleccionar debe ser capaz de aguantar una corriente de hasta $2 \cdot I_{CQ}$ y una tensión de hasta $2 \cdot V_{CC}$. Debemos tener en cuenta la frecuencia de trabajo que debe ser aproximadamente igual a la frecuencia de la señal. Los siguientes datos también deben ser considerados:

Corriente máxima de colector $i_{C,max}$

Tensión máxima de colector BV_{CEO}

Potencia máxima de colector $P_{C,max} = V_{CEQ} \cdot I_{CQ}$

Estos valores máximos son los límites de la región de funcionamiento del transistor como vemos en la Figura 2-5b. Para un funcionamiento seguro del transistor (zona sombreada verde de la Figura 2-5b) el punto de reposo debe estar por debajo de la hipérbola o encima de ésta. La recta de carga de corriente alterna (r_{ca}) con pendiente $-1/R_L$, debe pasar por Q y cortar al eje de v_{CE} a una tensión menor que BV_{CEO} y al eje de i_C a una corriente menor que $i_{C,max}$. O sea que

$$2V_{CC} \leq BV_{CEO}$$

$$2I_{CQ} \leq i_{C,max}$$

Para MES tenemos que $I_{CQ} = V_{CEQ}/R_L$ (2 – 15). Combinándola con la ecuación $P_{C,max}$ llegamos a

$$I_{CQ} = \sqrt{P_{C,max} / R_L} \quad V_{CEQ} = \sqrt{P_{C,max} \cdot R_L}$$

La siguiente tabla resume todos los valores de potencia para los valores importantes de I_{cm}

Potencia	$I_{cm}=0$	$I_{cm}=I_{cm}$ cualquiera	$I_{cm}=I_{CQ}$
P_{CC} (Fuente)		$P_{CC} \approx \frac{V_{CC}^2}{R_L}$	
P_L (Carga)	$P_{L,min} = 0$	$\frac{1}{2} I_{cm}^2 R_L$	$P_{L,max} = \frac{V_{CC}^2}{2 \cdot R_L} = \frac{P_{CC}}{2}$

P_C (Colector)	$P_{C;\max} = \frac{V_{CC}^2}{R_L} = P_{CC}$	$P_C = \frac{V_{CC}^2}{R_L} - \frac{1}{2} I_{cm}^2 R_L$	$P_{C;\min} = \frac{V_{CC}^2}{2.R_L} = \frac{P_{CC}}{2}$
η (Rendimiento)	$\eta_{\min} = 0$	$\eta = \frac{1}{2} \cdot \left(\frac{I_{cm}}{I_{CQ}} \right)^2$	$\eta_{\max} = \frac{1}{2} = 0,5\%$
FM (Factor de mérito)	–	–	2

Tabla 2-2: Resumen de las diferentes potencias para cuando I_{cm} va desde cero hasta $I_{CQ,MES}$.**2.2 – 3: Amplificador clase A acoplado por transformador**

El circuito utilizado es el de la [Figura 2-6](#), que es igual al anterior solo que en vez de un inductor hemos usado un transformador para acoplar la carga. Éste proporciona el acoplamiento inductancia-capacidad y la transformación de la impedancia de carga. Podemos elegir también el **N** para situar el punto **Q** en el lugar más conveniente. Aquí R_e también es pequeña por las mismas razones.

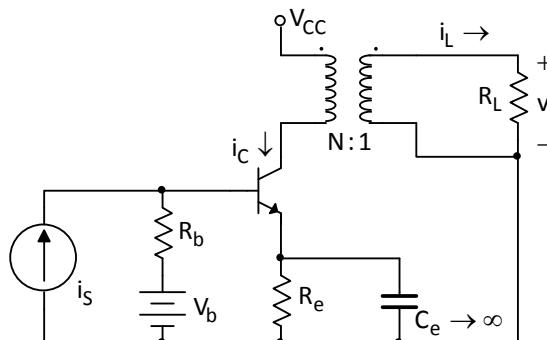


Figura 2-6: Amplificador de potencia acoplado por transformador.

La resistencia que se ve desde la izquierda hacia la derecha del transformador es $N^2 R_L$, como se explicó en la sección anterior.

$$R_L' = N^2 R_L \quad (2-1)$$

Las ecuaciones de r_p , r_{CC} y r_{CA} son las mismas. Sólo debemos reemplazar R_L por R_L' .

Cálculos de potencia:

Sucede lo mismo para los cálculos de potencia, aquí también debemos hacer el mismo reemplazo.

Adición del transformador:

Vemos que la introducción del transformador en lugar del inductor nos permite realizar sólo una función más: la de transformar la impedancia. Esta flexibilidad hace que podamos situar el punto de reposo en el punto óptimo de funcionamiento para alterna. También obtenemos las siguientes ventajas: una, es que la carga se mantiene aislada de la salida del transistor por lo que podemos conseguir en todo momento la máxima potencia de la etapa; otra, la carga la podemos mantener independiente de la alimentación de CC, por lo que la pérdida de potencia en continua es mínima, debido a

la mínima resistencia que ofrece el primario del transformador. Además, modificando el valor de espiras (N) podemos cambiar la resistencia de carga que ve el transistor en esta etapa, lo cual hace modificar la recta de carga en alterna, lo que nos permite seguir trabajando en la hipérbola de máxima disipación de potencia solucionando el problema que teníamos en el caso del acoplamiento por inductor, en el cual nos veíamos obligados a modificar el punto de reposo renunciando así a la máxima disipación posible del transistor.

Para elegir el punto de reposo entre varias opciones que permite el número de espiras debemos tener en cuenta varias otras consideraciones. Por ejemplo, el de optar por una baja corriente de polarización, para que el tamaño de la fuente de alimentación que tenga que suministrar esta corriente, sea pequeño. Aunque lo anterior implica –ver en el gráfico– una fuente de alimentación con mayor voltaje, cosa que puede encontrar una limitación en la práctica, por lo tanto, esto limitará V_{CC} , ergo, también V_{CEQ} . Las desventajas de usar un transformador, es que los de audio frecuencia no son perfectos, tienen pérdidas lo que ocasiona una menor transferencia de potencia a la carga y un menor rendimiento. Suelen ser de núcleo de hierro, por lo tanto ocupan un volumen considerable, son pesados y provocan distorsión.

2.2 – Amplificadores clase B

2.2 – 1: Amplificador push-pull

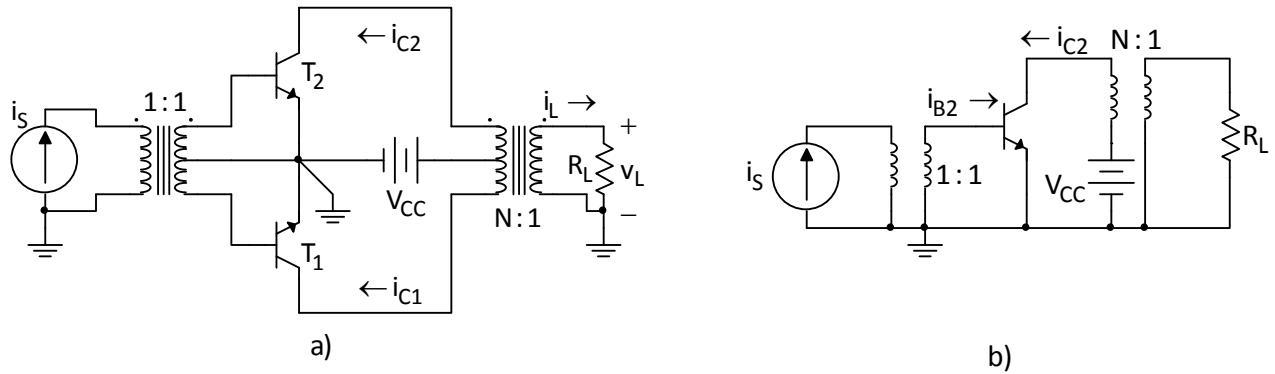


Figura 2-7: a) Amplificador push-pull y b) mitad de la etapa push-pull clase B.

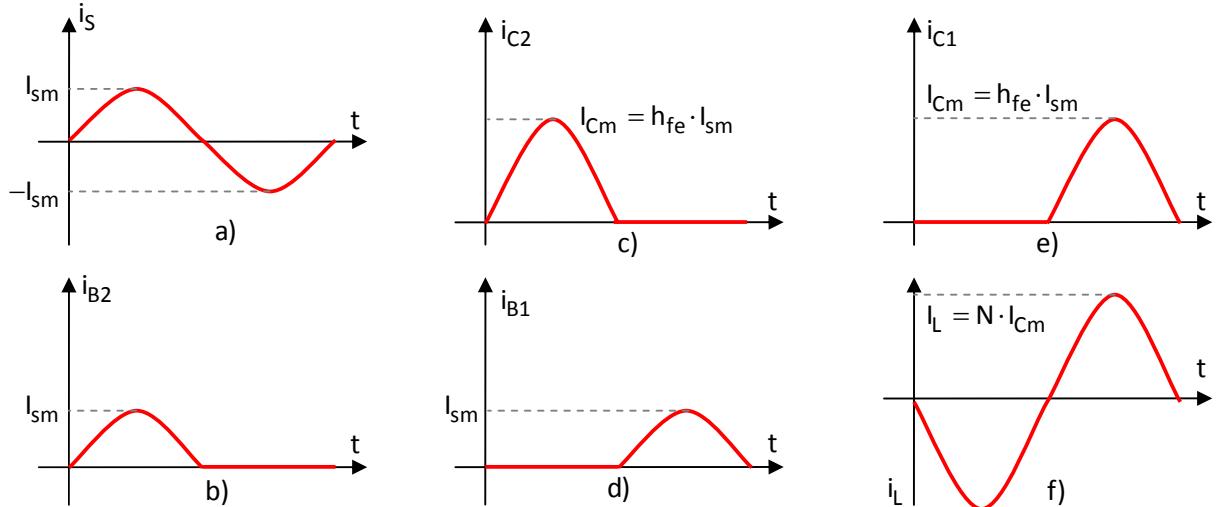


Figura 2-8: formas de onda en el amplificador push-pull: a) corriente de entrada, b) corriente de base en T₂, c) corriente de colector en T₂, d) corriente de base en T₁, e) corriente de colector en T₁ y f) corriente de carga.

Para los amplificadores clase A el rendimiento máximo es del **50%**. Ello se debe a que el valor de cresta de la componente de alterna no supera nunca el valor de la corriente de reposo del colector (I_{CQ}), además la corriente de reposo debe mantenerse en I_{CQ} aún en ausencia de señal. En el caso de los amplificadores clase B, la componente de continua de la corriente de colector es menor que el valor de cresta de la componente en alterna, y también es nula en ausencia de señal. Esto da lugar a un aumento del **28,5%** del rendimiento respecto de los amplificadores clase A. El funcionamiento es bastante simple, el transformador de entrada suministra dos corrientes de base, desfasadas **180°** entre sí. Cuando T_1 conduce, T_2 está en corte y viceversa. La corriente total i_L es

$$i_L = N(i_{C1} - i_{C2})$$

Condiciones de polarización

Cada transistor funciona simétricamente y solo la mitad del tiempo. Esto permite estudiar uno solo. La recta de carga en continua es una recta vertical. La siguiente figura muestra las rectas de carga

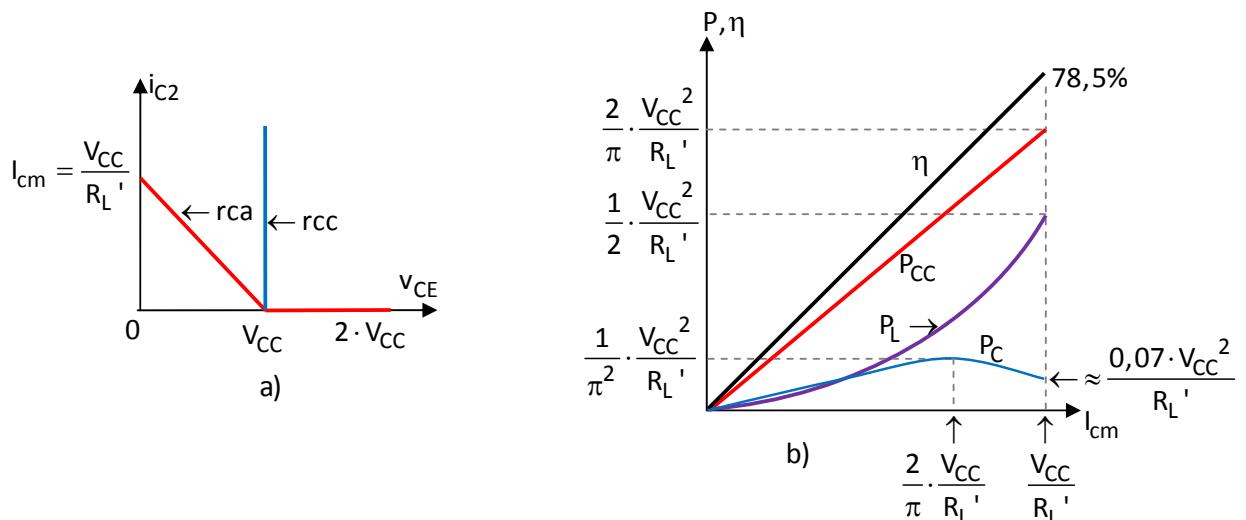


Figura 2-9: a) rectas de carga de continua y de alterna, b) Variaciones de la potencia y el rendimiento en el amplificador push-pull.

r_{CC} :

$$v_{CE} = V_{CC} = V_{CEQ}$$

r_{CA} :

$$\begin{cases} i_C = -\frac{1}{N^2 \cdot R_L} (v_{CE} - V_{CEQ}) & 0 \leq v_{CE} \leq V_{CC} \\ i_C = 0 & V_{CC} \leq v_{CE} \leq 2V_{CC} \end{cases}$$

Nota: El punto Q está situado en $v_{CE}=V_{CC}$ y en $i_C=0$. Y el valor máximo de cresta de la componente de alterna es $I_{cm}=V_{CC}/R_L'$.

Potencia de la fuente:

Se comienza el cálculo suponiendo que la entrada sea una corriente senoidal de la forma

$$i_S = I_{Sm} \cdot \sin \omega t$$

La cual produce una corriente de colector

$$i_C = I_{cm} \cdot \sin \omega t$$

La potencia suministrada por la fuente es la integral de i_{C1} e i_{C2} en un período T

$$P_{CC} = V_{CC} \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} [i_{C1}(t) + i_{C2}(t)] dt = V_{CC} \frac{1}{T} \left[\int_0^{T/2} i_{C1}(t) dt + \int_{T/2}^T i_{C2}(t) dt \right] =$$

La integral de una onda senoidal entre cero y la mitad de su período es $(I_{cm}/\pi)T$. Como tengo dos períodos esto produce $(I_{cm}/\pi)2T$. Por lo que la ecuación se transforma a

$$P_{CC} = V_{CC} \frac{1}{T} \frac{I_{cm}}{\pi} 2T = \boxed{\frac{2}{\pi} V_{CC} I_{cm} = P_{CC}}$$

El valor mínimo de P_{CC} es cero. El valor máximo se produce cuando I_{cm} es máxima

$$P_{CC;max} = \frac{2}{\pi} V_{CC} I_{cm;max} = \frac{2}{\pi} V_{CC} \frac{V_{CC}}{R_L'} = \frac{2}{\pi} \frac{V_{CC}^2}{R_L'}$$

Potencia disipada en la carga:

La potencia en la carga es

$$P_L = \frac{1}{2} I_{Lm}^2 R_L = \frac{1}{2} (N \cdot I_{cm})^2 R_L = \frac{1}{2} I_{cm}^2 N^2 R_L = \boxed{\frac{1}{2} I_{cm}^2 R_L' = P_L}$$

El valor mínimo es cero. El valor máximo sucede cuando I_{cm} es máxima, o sea

$$P_{L;max} = \frac{1}{2} I_{cm}^2 R_L' = \frac{1}{2} \left(\frac{V_{CC}}{R_L'} \right)^2 R_L' = \frac{1}{2} \frac{V_{CC}^2}{R_L'}$$

Potencia disipada en los DOS colectores:

La potencia en los dos colectores es la diferencia entre las dos potencia calculadas antes

$$2P_C = P_{CC} - P_L = \frac{2}{\pi} V_{CC} I_{cm} - \frac{1}{2} I_{cm}^2 R_L'$$

El mínimo valor es cero. El máximo valor de $2P_C$ no sucede en $I_{cm;max}$, dado que $2P_C$ es la diferencia entre una función lineal y una cuadrática. Para hallar el valor de I_{cm} que hace que $2P_C$ sea máximo, derivamos respecto de I_{cm} e igualamos a cero, es decir, encontramos el máximo de la función (Análisis Matemático I)

$$2 \frac{d}{dI_{cm}} P_C = \frac{2}{\pi} V_{CC} - I_{cm} R_L' = 0$$

$$\therefore I_{cm} = \frac{2 V_{CC}}{\pi R_L'}$$

Y el valor máximo de $2P_C$ con este I_{cm} será

$$2 \cdot P_{C;\max} = \frac{2}{\pi^2} \frac{V_{CC}^2}{R_L}$$

Rendimiento:

$$\eta = \frac{P_L}{P_{CC}} = \frac{(1/2)I_{cm}^2 R_L}{(2/\pi)V_{CC}I_{cm}} = \frac{\pi}{4} I_{cm} \frac{R_L}{V_{CC}}$$

El valor máximo será

$$\eta_{\max} = \frac{P_{L;\max}}{P_{CC;\max}} = \frac{\frac{1}{2} \frac{V_{CC}^2}{R_L}}{\frac{2}{\pi} \frac{V_{CC}^2}{R_L}} = \frac{\pi}{4} \approx 0,785 = 78,5\%$$

Factor de mérito (o factor de calidad):

$$FM = \frac{P_{C;\max}}{P_{L;\max}} = \frac{\frac{1}{2} \frac{V_{CC}^2}{R_L}}{\frac{1}{2} \frac{V_{CC}^2}{R_L}} = \frac{2}{\pi^2} \approx \frac{1}{5} = 0,2$$

Potencia	$I_{cm} = I_{cm}$ genérico	$I_{cm} = \frac{2}{\pi} \frac{V_{CC}}{R_L}$	$I_{cm} = I_{cm;\max} = \frac{V_{CC}}{R_L}$
P_{CC} (Fuente)	$P_{CC} = \frac{2}{\pi} V_{CC} I_{cm}$...	$P_{CC;\max} = \frac{2}{\pi} \frac{V_{CC}^2}{R_L}$
P_L (Carga)	$P_L = \frac{1}{2} I_{cm}^2 R_L$...	$P_{L;\max} = \frac{1}{2} \frac{V_{CC}^2}{R_L}$
P_C (en UN Colector)	$P_C = \frac{1}{\pi} V_{CC} I_{cm} - \frac{1}{4} I_{cm}^2 R_L$	$P_{C;\max} = \frac{1}{\pi^2} \frac{V_{CC}^2}{R_L}$	$P_C \approx 0,07 \cdot \frac{V_{CC}^2}{R_L}$
η (Rendimiento)	$\eta = \frac{\pi}{4} \frac{I_{cm} R_L}{V_{CC}}$...	$\eta_{\max} = \frac{\pi}{4} \approx 78,5\%$
FM (Factor de mérito)	-	-	$FM = \frac{2}{\pi^2} \approx \frac{1}{5}$

Tabla 2-3: Resumen de las potencias en un amplificador push-pull.

2.2 – 2: Amplificadores simétricos complementarios

En la **Figura 2-10** se representa un tipo de amplificador push-pull clase B que emplea un transistor pnp y npn y no precisa transformadores. Este tipo de amplificador utiliza la *simetría complementaria*. Su funcionamiento se explica mediante la misma figura. Cuanto la tensión de señal es positiva, T_1 (el transistor npn) conduce, mientras

que T_2 (el pnp) está en corte. Cuando la tensión de señal es negativa, T_2 conduce mientras es T_1 ahora el que está en corte. La corriente de carga es

$$i_L = i_{C1} - i_{C2}$$

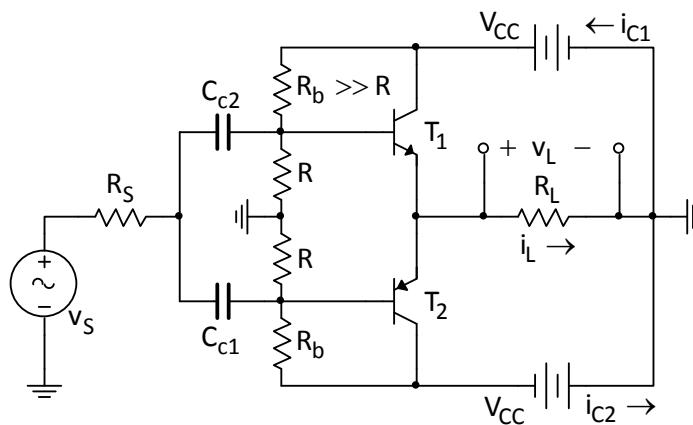


Figura 2-10: Amplificador de simetría complementaria.

La recta de carga y las relaciones de potencia del circuito de salida de este amplificador son las mismas que las del amplificador convencional clase B de la sección anterior. Las ventajas del sistema sin transformadores son que representa un ahorro de peso y coste, y que no se necesitan señales de entrada desfasadas 180°. Sus desventajas son la necesidad de dos fuentes de alimentación (positiva y negativa), y el problema de obtener pares de transistores suficientemente análogos para conseguir una distorsión pequeña.

3 – AMPLIFICADORES DE POTENCIA DE AUDIO-FRECUENCIA

Esta sección la saqué de unas fotocopias sin nombre, están dando vueltas por las fotocopiadoras.

La calidad de un amplificador de potencia de audio se mide por su habilidad para proveer una reproducción de alta fidelidad de un material de programa de audio sobre el rango completo de frecuencias audibles. Usamos el amplificador cuando requerimos incrementar el nivel de potencia de entrada a un nivel de salida (en dB) que cumpla con las consideraciones requeridas y tenga poca distorsión. Su sensibilidad de respuesta a las señales de entrada se debe mantenerse constante a lo largo del espectro de frecuencias de audio. Además, las características de impedancia de entrada del amplificador debe ser tal que la unidad no lo cargue excesivamente afectando las características de la señal de origen. La selección se basa principalmente en los siguientes factores: potencia de salida a ser suministrada, sensibilidad requerida, características de respuesta en frecuencia, distorsión máxima permitida y capacidades de los dispositivos disponibles.

A continuación veremos algunas de estas configuraciones básicas.

3.1 – Amplificador acoplado por transformador

3.1 – 1: Clase A

La **Figura 3-1a**, muestra un amplificador de audio acoplado por transformador de tres etapas clase A que usa realimentación de CC para obtener un punto de operación estable. Una capacidad de salida de **5 [W]** con una distorsión armónica total del **3%** es típica para este tipo de circuito. En general este nivel de salida es el límite superior para los amplificadores clase A pues el transistor de salida debe entregar el doble de potencia requerida por la carga. Ergo, es económicamente impráctico para niveles altos de salida.

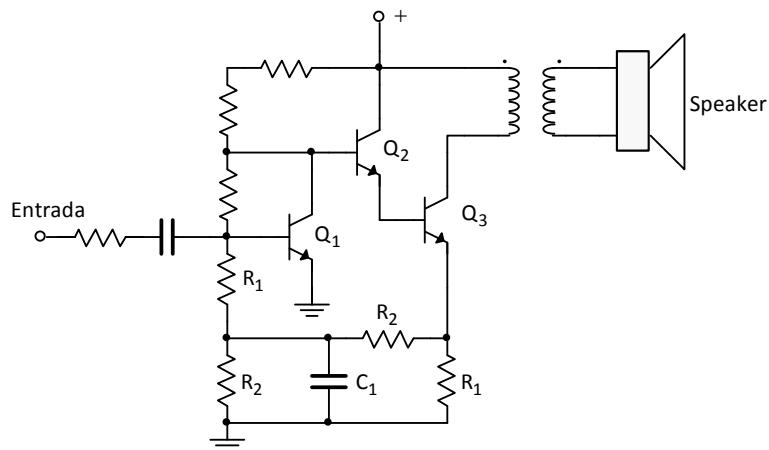


Figura 3-1: Amplificador de audio de tres etapas acoplado por transformador.

3.1 – 2: Clase AB (push-pull)

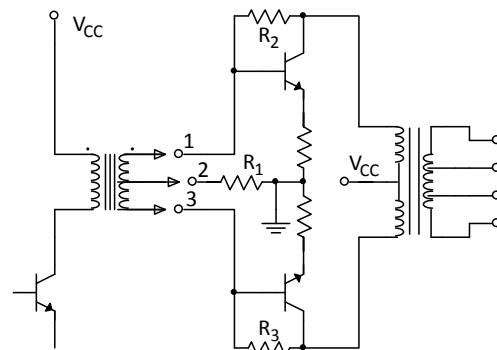


Figura 3-2: Etapa de salida de audio acoplada por transformador en clase AB

Cuando la potencia de salida debe ser mayor a los **5[W]**, la eficiencia de operación de un circuito se convierte en un factor importante en el diseño. Como diseñadores, podemos optar por los amplificadores clase AB en la etapa de salida de audio.

La **Figura 3-2**, muestra una etapa de salida de audio acoplada por transformador en clase AB. Las resistencias **R₁**, **R₂** y **R₃** constituyen un divisor de tensión que provee la pequeña cantidad de corriente de polarización requerida para la operación en clase AB. El tipo de transformador de acoplamiento de salida usado es ventajoso porque podemos adaptar el sistema de audio a cualquier impedancia de carga, esto nos asegura una máxima transferencia de potencia a la carga, lo cual importante en sistemas de

distribución de audio que usan líneas de transmisión de alta impedancia para reducir pérdidas.

La contra es que tiende a limitar la respuesta en frecuencia del amplificador, sobre todo en baja frecuencia, ocasionando que la impedancia del transformador varíe pudiendo producir cambios de fase significativos en la señal en ambos extremos de la respuesta en frecuencia. Como vimos en el capítulo anterior, estos cambios de fase son causa potencial de inestabilidad si ocurren dentro del lazo de realimentación.

La estabilidad a lazo abierto es siempre un problema en diseños que usan transformador de salida, porque la ganancia se incrementa enormemente cuando se remueve la carga. Si empleamos demasiada realimentación el amplificador puede oscilar. La realimentación local causada por el arreglo de polarización de R_2 y R_3 ayuda a eliminar este problema.

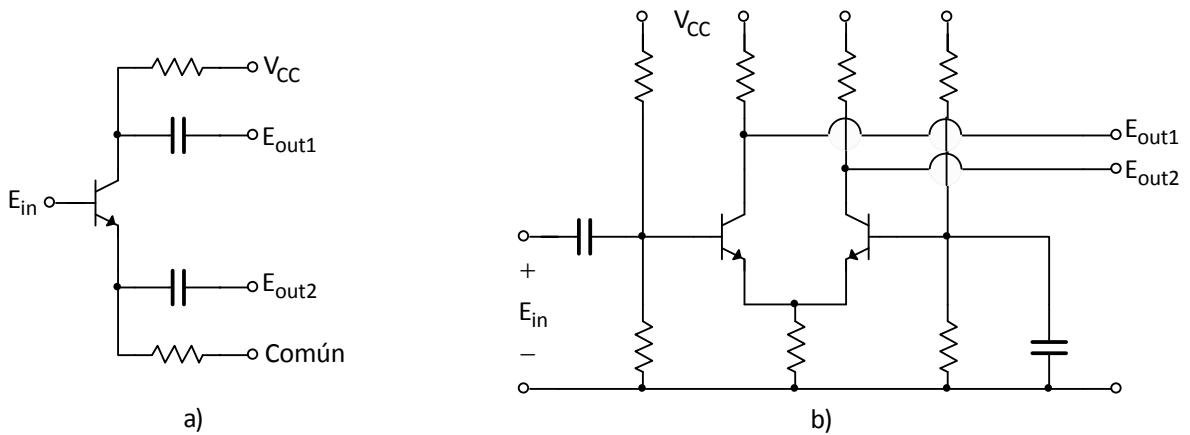


Figura 3-3: a) Tipo separador de fase de etapa simple y b) tipo emisor acoplado de dos etapas.

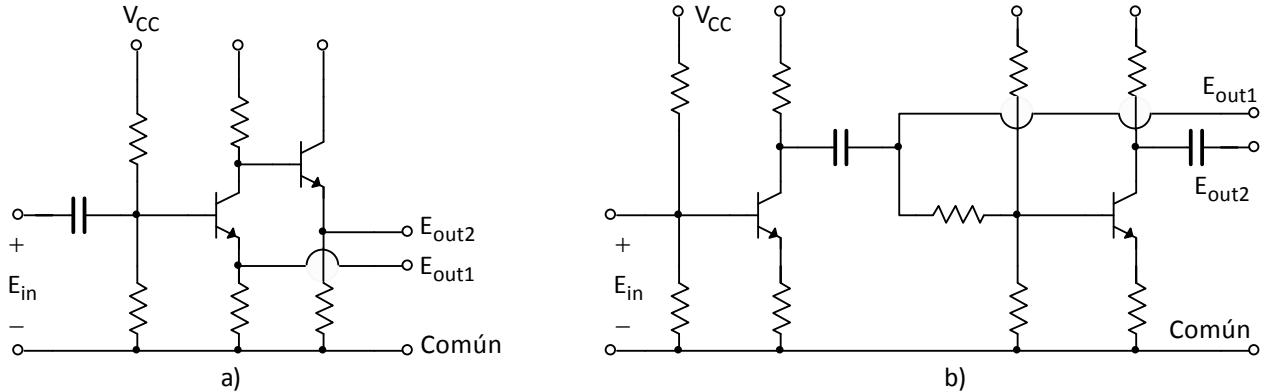


Figura 3-4: a) Tipo baja impedancia de dos etapas y b) tipo amplificador similar de dos etapas.

Las etapas de salida que usan push-pull, que usan transistores de salida idénticos, requieren de una forma de inversión de fase en la etapa excitadora. En la [Figura 3-2](#), un transformador excitador con derivación central se usa para este propósito. Los requerimientos de este transformador dependen de los niveles de potencia involucrados, el ancho de banda requerido, y la distorsión que puede ser tolerada. Este transformador además introduce cambios de fase que tienden a causar inestabilidad en el circuito cuando se emplean valores altos de realimentación. Los problemas de cambio de fase

son reducidos cuando la etapa de salida se diseña para operar a requerimientos de baja excitación. Podemos lograr estos requerimientos de excitación reducida usando un Darlington en lugar de los transistores simples en la **Figura 3-2**. Las resistencias R_1 y R_2 apartan la fuga del excitador y además permiten a los transistores de salida cortarse más rápidamente. Los niveles de impedancia entre el excitador de clase A y la etapa de salida pueden ser fácilmente adaptados por el uso de un transformador apropiado.

Un método alternativo de inversión de fase es usar un transistor en un circuito separador de fase, tales como los mostrados en la **Figura 3-3**.

A diferencia del método de transformador con derivación central, la adaptación de impedancia puede ser un problema debido al colector del excitador, el cual tiene una impedancia relativamente alta, que opera en la baja impedancia de la etapa de salida. Una solución es reducir la impedancia de salida de la etapa excitadora mediante el uso de resistencias pequeñas. El incremento resultante de la corriente de colector se refleja en el incremento en la disipación. Además, son necesarios capacitores de acoplamiento muy grandes para lograr un buen desempeño a bajas frecuencias. Una solución alternativa es el uso de un par Darlington para incrementar la impedancia de entrada de la etapa de salida.

3.2 – Amplificador de salida serie

Para aplicaciones en las cuales la baja distorsión y una amplia respuesta en frecuencia son los principales requerimientos, un método carente de transformador se emplea igualmente en el diseño de amplificadores de potencia de audio. Con éste método, el tipo común de configuración de circuito usado es el amplificador de salida serie.

3.2 – 1: Clase AB (excitadores push pull)

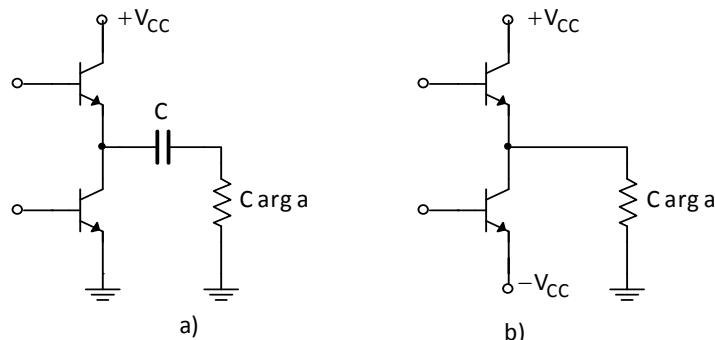


Figura 3-5: Amplificadores con transistores NPN en clase AB con **a)** alimentación de CC simple y **b)** alimentación dual simétricas.

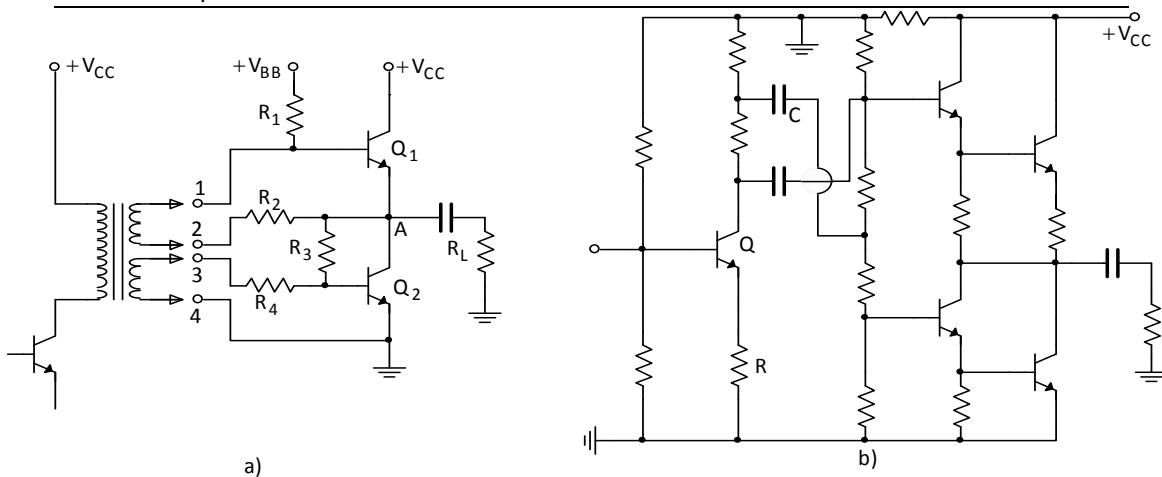


Figura 3-6: a) Método que usa un transformador de excitación que posee arrollamientos secundarios separados y b) circuito en el cual se usa un transistor inversor de fase, junto con una etapa Darlington para minimizar la carga en el inversor de fase.

Los transistores NPN operados en clase AB usados en los circuitos de salida serie de la Figura 3-6a, requieren una forma de inversión de fase de la señal de excitación para la operación push-pull. Un método común es usar un transformador excitador con arrollamientos secundarios separados, como el de la Figura 3-6a. Los cuales son requeridos por el modo en el cual cada uno de los transistores da salida serie operan.

Como en el caso de salida acoplada por transformador, la inversión de fase puede ser llevada a cabo mediante el uso de un transistor adicional. La Figura 3-6b muestra un circuito en el cual se usa un transistor inversor de fase, junto con una etapa de salida Darlington para minimizar la carga en el inversor de fase. Debería ser notado que el capacitor C provee una referencia de excitación trasera al emisor del transistor de salida superior. En efecto, este arreglo duplica las condiciones de excitación del método de transformador con arrollamiento separado. Una desventaja de este circuito es la alta disipación de reposo del inversor de fase Q el cual es necesario para obtener la excitación adecuada a plena potencia de salida.

3.2 – 2: Amplificadores complementarios

Cuando un par complementario de transistores de salida es usado, es posible diseñar un tipo de salida serie (amplificador) el cual no requiere excitación push-pull. Debido a que la inversión de fase no es necesaria en este tipo de configuración, el circuito excitador para el amplificador se simplifica. La Figura 3-7 muestra un tipo complementario básico de circuito de salida serie junto con una etapa excitadora simple de clase A. La caída de tensión a través de R provee la pequeña cantidad de corriente de polarización requerida para la operación del par complementario de los transistores de salida.

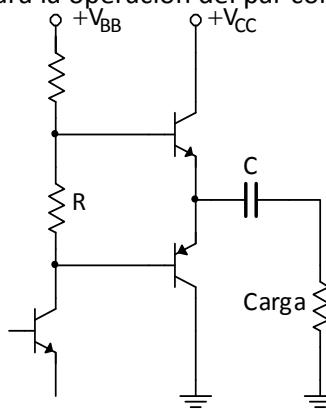


Figura 3-7: Circuito complementario básico de salida serie junto con una etapa excitadora simple de clase A.

En lugar de R, en la práctica usaremos un diodo, esto mantendrá la corriente de reposo a un valor razonable con las variaciones de temperaturas de juntura. Generalmente se conecta térmicamente a uno de los transistores de salida y sigue la V_{BE} de los mismos.

A niveles de potencia de salida de **3 a 20 [W]**, un amplificador de simetría complementaria tiene la ventaja de ser un circuito simple. Aunque a mayor potencia, necesitamos el transistor excitador de clase A para disipar calor considerable y capacitores muy grandes de filtro por el zumbido; además, el suministro de corriente de reposo de la fuente de alimentación se hace significativo. Esto determina un límite práctico para los amplificadores de simetría complementaria alrededor de **20 [W]**. Para potencias más altas, vamos a preferir el circuito cuasi-complementario.

3.2 – 3: Amplificadores cuasi complementarios

En el amplificador cuasi complementario mostrado en la [Figura 3-8a](#), los transistores de excitación proveen la inversión de fase necesaria. Podemos entender el funcionamiento de este amplificador viendo la [Figura 3-8b](#), donde conectamos un transistor PNP a uno NPN de alta potencia; la corriente de colector del PNP pasa a ser la corriente de base del NPN, el cual opera como seguidor emisor, proveyendo corriente adicional sin inversión. Si consideramos el emisor del NPN como el colector «efectivo» del circuito compuesto, aparenta que el circuito es equivalente a un transistor PNP de alta ganancia y alta potencia. Lo mismo podemos hacer para un obtener un equivalente NPN de alta ganancia y alta potencia.

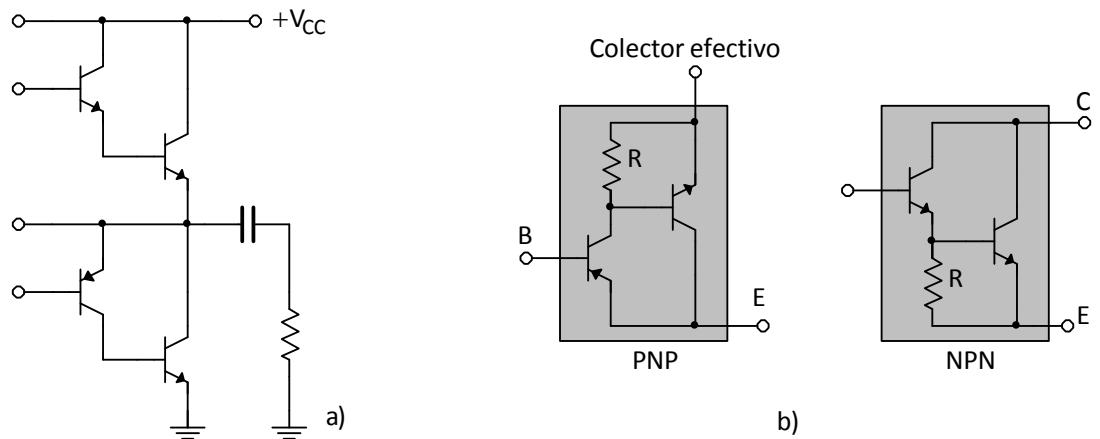


Figura 3-8: a) Amplificador cuasi complementario y b) circuito equivalente de un amplificador cuasi complementario, se lo puede considerar como dos transistores dispuestos como se muestra.

La [Figura 3-8](#) muestra un amplificador cuasi complementario típico. El capacitor **C** tiene dos funciones esenciales. 1) actúa como un bypass para desacoplar cualquier ripple de la fuente de alimentación de las etapas excitadora y pre-excitadora y 2) está

conectado como un *capacitor «bootstrap»* para proveer la excitación necesaria que ayuda a llevar el par superior de transistores Darlington a la saturación.⁶ Esto último se puede hacer gracias a que la tensión almacenada de **C**, referido al punto **A**, es más alta que la tensión de alimentación de colector normal para excitar a **Q₂**. Esta tensión más alta es necesaria durante las condiciones de señal que existen cuando los transistores superiores estén siendo activados porque la tensión de emisor de **Q₂** se approxima a la tensión de alimentación normal. Un incremento en la tensión de base a un punto arriba de este nivel se requiere para llevar el transistor a la saturación. La resistencia **R₁** provee la realimentación de continua necesaria para mantener el punto **A** a aproximadamente la mitad de la tensión de alimentación nominal. La realimentación de alterna en su totalidad de la salida a la entrada es acoplada por el resistor **R₂**, para reducir la distorsión y mejorar el desempeño a baja frecuencia.

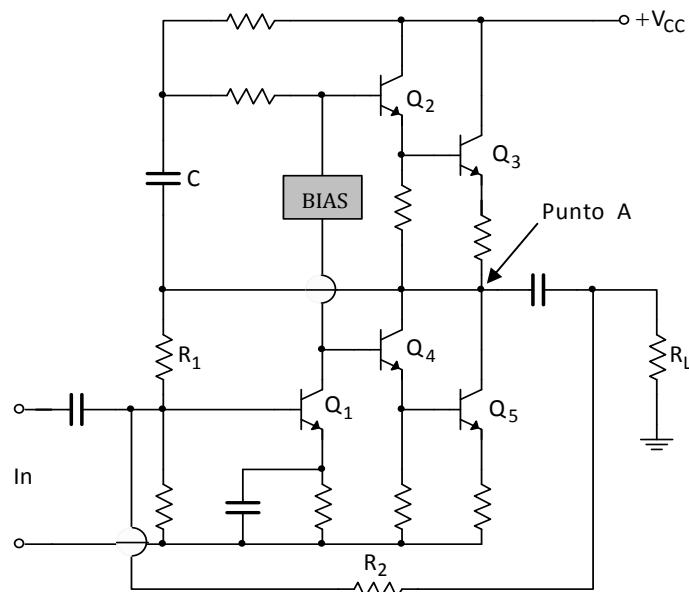


Figura 3-9: Circuito quasicomplementario típico.

Como indicamos en la [¡Error! No se encuentra el origen de la referencia.](#), podemos usar los circuitos de salida serie con fuente partida. Si sacamos **C** puede favorecer la economía aún si usamos una fuente de alimentación adicional, debido al tamaño del capacitor de salida serie necesario en el caso de alimentación simple para obtener buen desempeño a baja frecuencia. Sin embargo, las fuentes partidas poseen ciertos problemas que no existen en las fuentes simples. La salida del amplificador se debe mantener a potencial cero bajo condiciones de reposo para todas las condiciones ambientales y variaciones de los parámetros del dispositivo. Además, la masa de referencia de entrada no puede estar en el mismo punto que el indicado en la [¡Error! No se encuentra el origen de la referencia.](#), porque este punto está a potencial de alimentación negativo en un sistema de alimentación partida.

Si el punto de masa de referencia para la señal de entrada fuera un punto común entre la alimentación partida, cualquier ripple presente en la alimentación negativa ex-

⁶ Pregunta 12b del MÚLTIPLE-OPCIÓN.

citaría el amplificador a través de Q_1 , y etapa operaría como un amplificador en base común con su base a masa a través de la impedancia efectiva de la fuente de señal de entrada.

Para evitar esto, el amplificador debe incluir un transistor PNP adicional como en la **Figura 3-10**. Este transistor Q_6 reduce el efecto de excitación del ripple de alimentación negativa debido a la alta impedancia de colector (**1 [MΩ]** o más) que presenta a la base del transistor Q_1 , y efectivamente aísla la impedancia de la fuente da entrada del transistor Q_1 . En la práctica, podemos reemplazar Q_1 por un par Darlington para reducir el efecto de carga en el pre-excitador PNP.

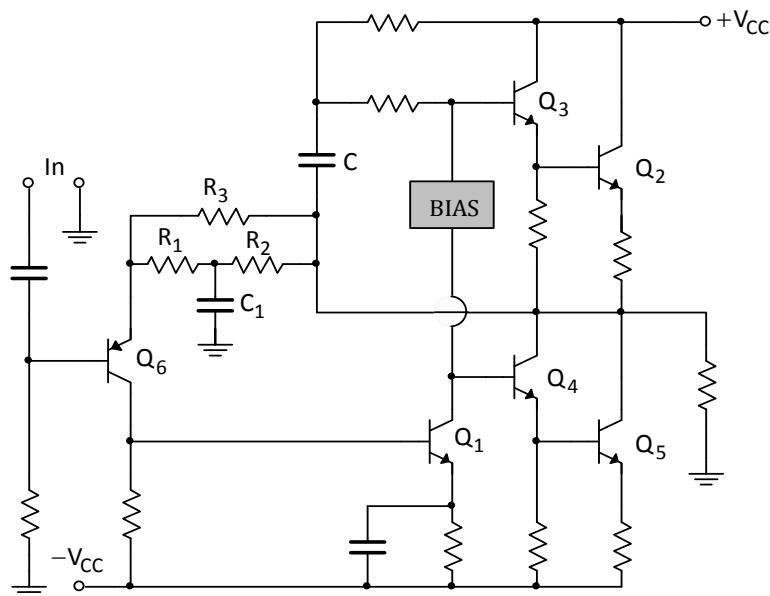


Figura 3-10: Mismo amplificador de la figura anterior con un transistor PNP.

Aplicamos realimentación negativa de la salida a la etapa de entrada por R_1 , R_2 y C_1 de modo que la salida se mantiene a potencial del cero. El capacitor C_1 efectivamente desacopla la realimentación de continua negativa de todas las frecuencias de señal. La resistencia R_3 provee realimentación de alterna para reducir la distorsión en el amplificador.

4 – FUENTES DE ALIMENTACIÓN REGULADAS⁷

Aunque actualmente la energía se genera en forma de corriente alterna, y su transmisión y suministro también se produce del mismo modo, en electrónica la mayoría de las aplicaciones requiere el uso de corriente (o tensión) continua, relativamente constante y que no dependa de las variaciones de las condiciones de la línea de transmisión y de la carga. Con el puente de diodos y un filtro podemos hacer tener continua a partir de una alterna pero, la tensión de salida depende mucho de la alimentación y de la carga. Además, la calidad empeora cuando el consumo aumenta debido a que el ripple también lo hace.

⁷ (Bonnin Forteza, 1980) p. 1.

Estos inconvenientes pueden corregirse mediante el uso de una **fuente regulada** (también llamadas **reguladores**), es decir, un dispositivo capaz de entregar tensión –corriente, según se deseé– a una carga independientemente de las variaciones de diversos parámetros, generalmente, la fuente de alimentación, la corriente de carga y la temperatura.

La fuente de alimentación regulada está destinada a adecuar correctamente las características y parámetros de la fuente de alimentación primaria –que es de donde obtenemos originalmente la energía– a las necesidades del sistema, asegurando así un funcionamiento seguro y estable. Si bien la industria se ocupa de construir fuentes de alimentación que no dependan de adaptación alguna, existen casos en que los requisitos que se exige a la alimentación son extremadamente severos y son necesarias fuentes de alimentación reguladas muy complejas y precisas.

El regulador es un dispositivo, que se coloca entre la fuente primaria y la carga, en donde se producen los cambios necesarios para que la salida permanezca estable. Esto se consigue comprando la salida con una referencia de buena estabilidad y usando el resultado para producir los cambios internos precisos

En este capítulo se estudian las características de las fuentes primarias más usuales: se evalúan en general las necesidades de los sistemas y componentes y se consideran las ventajas e inconvenientes que introducen los diversos sistemas existentes, con el fin de establecer criterios de selección.

Fuentes de alimentación primaria

Si bien la energía eléctrica no es propia de la naturaleza, aquí la consideramos como primaria. Las fuentes de alimentación eléctrica primarias son tres:

- **La red**, producida por medios mecánicos a partir de otras fuentes de energía, es la más utilizada en equipos estacionarios y a partir de la cual se obtiene económicamente la energía necesaria sin prácticamente límite alguno.
- **Los acumuladores**, que no son en realidad fuentes de alimentación eléctrica primarias, pues exigen la existencia de otra fuente de energía eléctrica que les proporcione carga, aunque forman parte de la alimentación de equipos eléctricos parcialmente móviles, o asociados a fuentes primarias de suministro temporal e irregular. Entregan CC de parámetros que se adecúan fácilmente a las necesidades de la carga, mediante las conocidas asociaciones serie-paralelo. Presentan una buena estabilidad dentro de amplios márgenes de carga acumulada y su resistencia interna es muy baja. En la práctica se los usa conjuntamente con fuentes de energía reales de naturaleza muy inconstante, son sometidos a carga o descarga con independencia de la carga eléctrica que alimentan, y se les exige otras tareas.
- **Las pilas**, que producen energía eléctrica por medios químicos y se utilizan exclusivamente en equipos móviles o situados en lugares apartados de otras fuentes de energía eléctrica. Algunos tipos entregan energía constante y otros una energía que se degradando conforme llega su vida útil. Se usan normalmente para alimentar equipos completamente autónomos, inmóviles, o aquellos con los que no es posible utilizar otra fuente de energía eléctrica.

Toda fuente de energía eléctrica posee una fem, característica que siempre está asociada a una resistencia interna la cual, por formar parte de él influye en el circuito en el que dicha fem produce una corriente eléctrica, lo cual produce una variación de tensión cuando la carga varía a lo largo del tiempo.

Tensión y potencia de la fuente primaria

La potencia que puede suministrar una fuente primaria es función de su fem (E) y de su resistencia interna (r). Consideremos el montaje de la **Figura 4-1a**. La tensión de salida, **–Figura 4-1b–** será

$$V_L = E - r \cdot I_L \quad (4 -$$

La potencia desarrollada en la carga será el producto de dicha tensión por la componente de carga, es decir

$$W_F = V_L I_L = E \cdot I_L - r \cdot I_L^2$$

La gráfica de la ecuación anterior es una parábola (**Figura 4-1c**) que tiene un máximo cuando $r=R_L$. El rendimiento cuando la fuente primaria entrega la potencia máxima es igual a **0,5**. Las tolerancias $+ΔV$ y $-ΔV$ de la fem producen dos límites de tensión V_M (tensión máxima) y V_m (tensión mínima) en el diagrama de tensión vs corriente, y dos paráolas en el diagrama potencia vs intensidad (W_M y W_m).

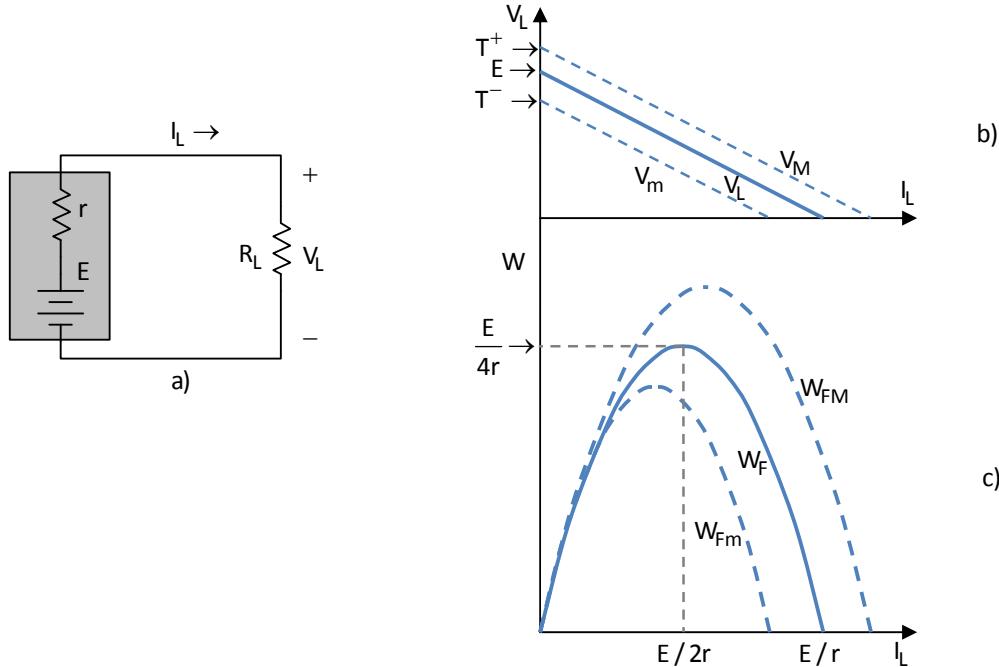


Figura 4-1: a) Circuito equivalente de una fuente de energía primaria conectada, b) gráfica de tensión vs corriente de una fuente primaria que incluye resistencia interna y cuya fem está sujeta a tolerancias en ambos sentidos y c) potencia desarrollada por una fuente primaria que incluye resistencia interna, en función de la resistencia de carga. Se incluye el efecto de las tolerancias de la fem.

4.1 – Clasificación

Podemos usar varios criterios para clasificar a las fuentes reguladas. Podemos catalogarlas según la variable de salida que estabilizan, dando lugar así, a fuentes **regula-**

das de tensión y de corriente. Las primeras entregan una tensión constante a la carga con independencia de la corriente que ésta demande. Las segundas, por el contrario, adaptan la tensión aplicada a la carga según sea necesario para entregar una corriente constante. Existen también, aunque no son tan comunes, las fuentes reguladas de potencia, que entregan una potencia constante a la carga adaptando para ello la tensión que entregan a la carga. Son de utilidad, por ejemplo, en algunos sistemas térmicos. No se tratarán en este texto.

Otro criterio es el de la linealidad, tenemos así **las lineales** y **las no lineales**. En las fuentes reguladas lineales los dispositivos de potencia operan en su región lineal. En las no lineales, en cambio, éstos funcionan en corte y saturación, debido a esto también se las conoce con el nombre de *fuentes conmutadas*. Las fuentes lineales tienen un peor rendimiento, el cual es compensado por su estabilidad. Las fuentes conmutadas, producto de usar transistores en corte y saturación –lo cual implica baja disipación– presentan un mejor rendimiento, pero ven disminuida la estabilidad de la salida, pudiendo en algunos casos, generar y emitir frecuencias espurias. En ocasiones se utiliza un pre-regulador conmutado seguido por un regulador lineal, lo cual permite aprovechar el alto rendimiento del primero y la estabilidad de los parámetros de salida del segundo.

Una tercera clasificación se basa en la topología del circuito. Gracias a ésta, se distinguen entre los **reguladores en serie** y **paralelo**, según que el elemento de potencia esté en serie o en paralelo con la carga.

- **Reguladores en serie:** los reguladores lineales operan siempre con corriente continua tanto a la entrada como a la salida, siendo la entrada siempre de un nivel superior a la salida. Si la entrada proviene de una rectificación de alterna, es decir que la señal de entrada tiene variaciones, rizado y armónicas, operan a un nivel inferior al que operan las armónicas, de forma que la salida es siempre una continua pura. Disipan en forma de calor (W_R) el exceso de potencia eléctrica disponible en la fuente primaria (W_F), en el elemento regulador dispuesto entre esta y la carga. La energía disipada –intencionalmente– en forma de calor, es directamente proporcional a la carga.
 - ✓ Ventajas: en términos de rendimiento, las fuentes reguladas en serie tienen propiedades de regulación muy precisas y responden rápidamente a las variaciones de la línea y de carga. Por lo tanto, su regulación de línea y de carga y el tiempo de recuperación son superiores a los suministrados por el uso de cualquiera de las otras técnicas de regulación. Estas fuentes muestran también los niveles más bajos de rizado y ruido, son tolerantes a los cambios de temperatura ambiente, y debido a la sencillez del circuito, tiene una alta fiabilidad. Disipa energía solo cuando la carga es usada.
 - ✓ Desventajas: el mayor inconveniente de estas fuentes es el rendimiento relativamente bajo. Esto es debido principalmente al transistor en serie el cual, al operar en la región lineal, disipa potencia en función de la regulación. El rendimiento, oscila entre un 30 y 45%. Con la necesidad actual de conservar energía, este rendimiento está siendo examinado muy de cerca. Para muchas de las aplicaciones actuales, el tamaño y el peso de fuentes

de alimentación lineales constituyen otra desventaja. El transformador de potencia, inductores y condensadores de filtro necesarios para que el regulador opere a la frecuencia de línea 50/60 Hz tienden a ser grandes y pesados, y el disipador necesario para disipar calor aumenta el tamaño final.

- **Reguladores en paralelo:** el elemento regulador disipador de potencia sobrante se coloca en paralelo entre la carga y la fuente primaria, aunque siempre es necesario el empleo de un elemento en serie, en este caso se emplea una simple resistencia fija.
 - ✓ Ventajas: impide que las variaciones de la corriente de carga aparezcan en la fuente primaria, es decir, aísla ésta última de la carga.
 - ✓ Desventajas: a diferencia del regulador en serie, la energía sobrante disipada disminuye cuando aumenta la carga. Esto es un inconveniente cuando por una u otra razón la carga disminuya. Además, el elemento en serie **R** también disipa energía, o sea que su consumo es mayor que su equivalente en serie. Esto quiere decir que el regulador en serie disipa calor sea o no utilizada la carga. Por todo esto, los reguladores en serie son los más usados.

Podemos resumir lo anterior del siguiente modo: el regulador serie tiene un mayor rendimiento y requiere energía de la fuente primaria sólo cuando la carga lo solicita. El regulador paralelo, consume energía independientemente de que sea o no utilizada en la carga. En conclusión, el regulador serie es el más utilizado en fuentes lineales, usando el regulador paralelo en los casos en que la perdida de energía sea insignificante o se requiera de su característica de baja interacción entre la carga y la fuente primaria o la red.

La siguiente figura muestra los circuitos simplificados para los reguladores en serie y en paralelo.

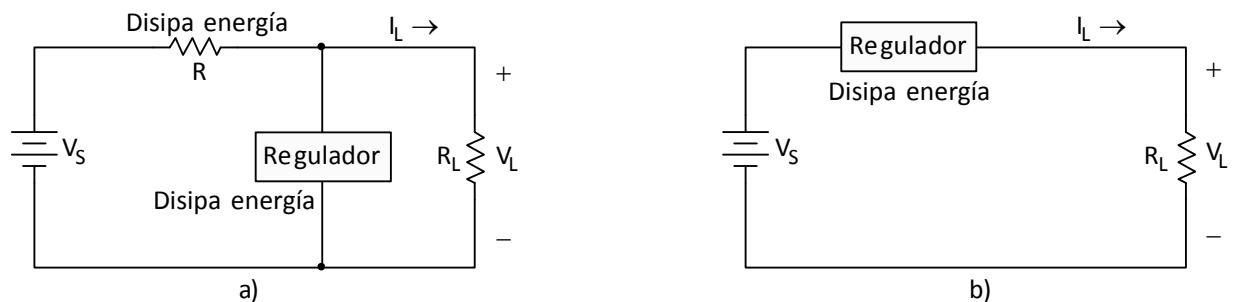


Figura 4-2: Circuitos simplificados del regulador lineal a) en paralelo y b) en serie.

Donde:

V_S es la fuente primaria de tensión (rectificada y filtrada).

V_L es la tensión de salida de la fuente de alimentación, que cae en la carga.

R es una resistencia auxiliar, necesaria para el regulador en paralelo.

R_L es la carga.

I_L es la corriente que circula por la carga.

A continuación, la clasificación usada en este escrito:

LINEALES	Serie	<ul style="list-style-type: none"> • Con AO • Con salida bipolar • Con alimentación auxiliar referida al polo • Con fuente primaria como auxiliar • Con un Zener (seguidor Zener) • Con un Zener y dos transistores (discreto) • Con un Zener y un AO
	Tensión	<ul style="list-style-type: none"> • Básico • Con fuente primaria como auxiliar
CONMUTADOS	Paralelo	Tensión <ul style="list-style-type: none"> • Con Zener • Con AO (realimentación)
	A frecuencia de la red	(No descritas) <ul style="list-style-type: none"> • Convertidor directo (Buck) • Convertidor indirecto (inversor y elevador) • Convertidor simétrico • Convertidor híbrido
A frecuencia propia		

Tabla 4-1: Clasificación de las fuentes reguladas que vamos a describir aquí.

4.3 – Factores de calidad de los reguladores⁸

Es deseable que en una fuente de alimentación, la tensión o corriente de salida se mantenga constante lo más posible. Pero en la práctica esto no es así, y las variaciones que más influyen en la variación de la salida son cuatro: la de tensión de la red de alimentación a la entrada (ΔV_{red}), la de corriente de carga (ΔI_L), la de resistencia de salida (ΔR_{sal}) y la de temperatura (ΔT).

Estas variaciones influyen en la salida y definen ciertos parámetros que figuran en las hojas de datos de la fuente. Estos son:

- Regulación de red;
- Regulación de carga;
- Resistencia de salida;
- Coeficiente de temperatura y
- Tensión de ripple.

Estos parámetros son comunes a la mayoría de las fuentes. Más adelante veremos algunos parámetros que son definidos para una determinada clase.

Regulación de red (R_{red})

⁸ (González, 2012) p. 3.

Muestra la variación de la tensión de salida V_L cuando la tensión de la red V_{red} varía entre límites establecidos generalmente por norma. En nuestro país estas variaciones son alrededor del valor estándar de **220 [V] +/-10 [%]** aproximadamente dependiendo de la hora del día, la región, población, actividad productiva, etc.

$$R_{red} [\%] = \frac{V_{L(red\ max)} - V_{L(red\ min)}}{V_{L(red\ min)}} \cdot 100 \quad (4 -$$

Donde: $V_{L(red\ min)}$ es la tensión en la carga cuando la tensión de red V_{red} es mínima.

$V_{L(red\ max)}$ es la tensión en la carga cuando la tensión de red V_{red} es máxima.

Regulación de carga (R_{car})

La regulación de carga indica cuánto cambia V_L cuando cambia I_L .

$$R_{car} = \frac{V_{L(car\ max)} - V_{L(car\ min)}}{V_{L(car\ max)}} \cdot 100 \quad (4 -$$

Donde $V_{L(car\ max)}$ es la tensión en la carga cuando la corriente por ella es nula.

$V_{L(car\ min)}$ es la tensión en la carga cuando la corriente por ella es máxima.

En este caso, como en el de la regulación de red se espera que R_{car} sea muy bajo e idealmente **0 [%]**, de este modo V_L se mantendrá estable e inmune a las variaciones de la red.

Resistencia de salida (R_{sal})

Este parámetro está inherentemente vinculado a R_{car} dado que equivale a la resistencia de Thevenin vista desde la carga de la fuente y por lo tanto relacionado con la variación de la corriente por la carga. Podemos definir la resistencia de salida como el cociente entre la variación de V_L y el cambio de I_L .

$$R_{sal} [\Omega] = \frac{V_{L(car\ max)} - V_{L(car\ min)}}{I_{L(car\ max)} - I_{L(car\ min)}} \quad (4 -$$

Donde $V_{L(car\ min)}$ es la tensión en la carga cuando la corriente por la misma es nula.

$V_{L(car\ max)}$ es la tensión en la carga cuando la corriente por la misma es la máxima establecida por el diseño o especificada.

$I_{L(car\ min)}$ es la corriente de carga para la mínima carga ($I_{Lmin}=0$).

$I_{L(car\ max)}$ es la corriente de carga para la máxima carga (I_{Lmax}).

Coeficiente de temperatura (CT)

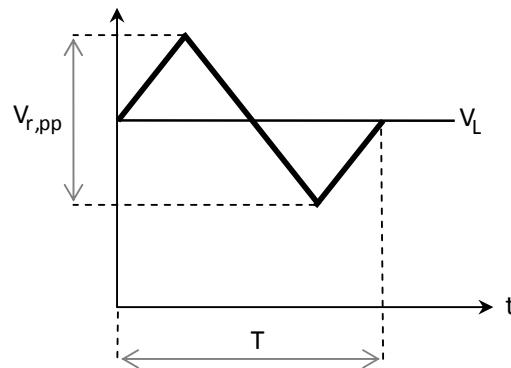
El coeficiente de temperatura está definido como

$$CT \left[\frac{\%}{^{\circ}\text{C}} \right] = \pm \frac{\frac{V_{L(\text{Tamb,max})} - V_{L(\text{Tamb,min})}}{V_{L(\text{Tamb,min})}}}{T_{\text{Tamb,max}} - T_{\text{Tamb,min}}} \cdot 100 \quad (4-5)$$

En este caso se acostumbra a tomar mediciones del comportamiento de la fuente mediante saltos de temperatura escalonados crecientes o decrecientes (pero graduales) para evitar un golpe térmico, pues éste podría dañar los componentes de la fuente.

El momento del encendido de la fuente es cuando se produce la mayor variación de V_L , dado que si ha estado apagada por un tiempo prolongado, la fuente estará a temperatura ambiente y el salto a la temperatura de trabajo generalmente es grande.

Tensión de ripple (V_r)



Se llama ripple o zumbido al valor residual o permanente en la tensión de salida V_L de la tensión alterna tomada de la fuente primaria. Esto se debe a que el filtrado y la regulación no son ideales y por lo tanto aparece a la salida de la fuente una onda de forma aproximadamente triangular montada a la tensión continua V_L .

Este parámetro se especifica mediante su valor eficaz o su valor pico a pico, aunque es preferible ésta última forma dado que se pueden apreciar los picos de flancos abruptos y de corta duración que prácticamente no influyen en el valor eficaz, pero sí en algunos tipos de cargas.

La función viene dada por

$$V_r = \frac{V_{r,pp}}{T} t$$

Y la ecuación que relaciona $V_{r,pp}$ con $V_{r,ef}$ es

$$V_{r,ef} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T V_r^2 dt} = \sqrt{\frac{2}{T} \int_0^{T/2} V_r^2 dt} = \sqrt{\frac{2}{T} \int_0^{T/2} \left(\frac{V_{r,pp}}{T} t \right)^2 dt} = \sqrt{\frac{2 \cdot V_{r,pp}^2}{T^3} \frac{T^3}{24}} \approx 0,289 \cdot V_{r,pp} \quad (4-6)$$

4.4 – Características técnicas de los elementos usados en los reguladores

Además de resistencias y condensadores, los elementos usados en los reguladores por lo general son: AO, diodo Zener y transistor BJT. Describiremos grosso modo los úl-

timos dos y sus características técnicas más importantes a tener en cuenta para el diseño de reguladores; ya que a los AO los describimos en detalle en el capítulo 2.

4.4 – 1: Diodo Zener⁹

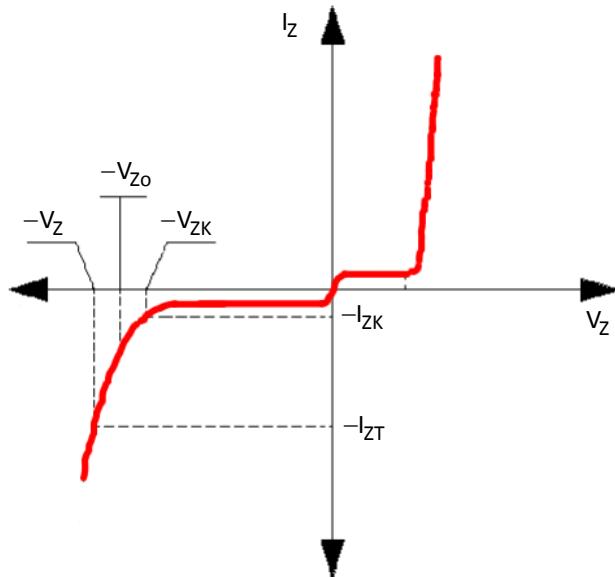


Figura 4-4: Curva característica de un diodo Zener.

A continuación vemos algunos de los parámetros importantes de los diodos Zener a la hora de diseñar un regulador:

- **Potencia máxima disipada P_d o P_{zmaxd} :** es la máxima potencia que puede disipar el diodo en la zona de ruptura sin que se dañe. Con este parámetro y conociendo V_z es posible calcular la corriente máxima que soporta el diodo.
- $$I_{zmaxd} = \frac{P_d}{V_z}$$
- **Corriente continua de prueba I_{ZT} :** se define dentro de la zona de trabajo normal del diodo. Se utiliza como parámetro de referencia para la medición de otras características.
 - **Tensión de Zener V_z :** se mide para una corriente de prueba I_{ZT} dentro de la zona de ruptura de trabajo normal del diodo. En este caso se especifica sus valores máximo y mínimo mientras que en otros se especifica la tolerancia en porcentaje mediante la última letra en el código del diodo.
 - **Impedancia de Zener Z_{ZT} y Z_{ZK} :** se puede indicar en dos puntos distintos de la curva, Z_{ZT} se mide para la corriente de prueba I_{ZT} dentro de la zona de ruptura y Z_{ZK} en la zona del codo para la corriente de codo I_{ZK} . La impedancia del Zener se mide mediante una corriente alterna de **60 [Hz]** de un valor eficaz igual al **10%** de la corriente de Zener (I_{ZT} o I_{ZK}) la que a su vez se superpone con I_{ZT} o I_{ZK} .

⁹ (González, 2012) p. 7.

- **Coeficiente térmico CT:** es la variación porcentual de la tensión de ruptura por cada grado centígrado que se eleve la temperatura. El signo de CT cambia cerca de los 5 [V] y su magnitud se aproxima a cero, esto se debe a que las causas que generan la tensión de ruptura son distintas en un caso y otro. Se trata del efecto Zener y el efecto de avalancha respectivamente.

4.4 – 2: Transistor BJT¹⁰

Este es un repaso de las características especificadas en las hojas de datos de los transistores de potencia. También vemos el concepto de «Área de operación segura» (SOA, Safe operating area), el cual permite al diseñador trabajar dentro de la zona donde el fabricante considera que no hay riesgo.

Los grupos de parámetros que encontramos en las hojas de datos son: especificaciones máximas, características eléctricas y características típicas. Las primeras son las condiciones límites de trabajo que puede soportar el transistor, es aconsejable trabajar lo más alejado posible de estos valores pues mientras más nos acerquemos más se reducirá la vida útil del transistor; a menos que se especifique otra cosa, estos parámetros están definidos para de carcasa $T_c=25\text{ [}^{\circ}\text{C]}$. El segundo grupo también está especificado para temperatura ambiente. Finalmente, del tercer grupo, nos interesa dos gráficos que nos servirán para el diseño de reguladores: la potencia disipada en función de la temperatura de carcasa y el área de operación segura.

Especificaciones máximas:

- **Tensión colector-base V_{CBO} :** es la máxima tensión inversa entre los terminales de colector y base con el emisor en circuito abierto.
- **Tensión colector-emisor V_{CEO} :** es la máxima tensión entre los terminales de colector y emisor con la base en circuito abierto.
- **Tensión emisor-base V_{EBO} :** es la máxima tensión inversa entre los terminales de emisor y base con el colector en circuito abierto.
- **Corriente de colector I_C (CC):** es la corriente máxima de continua que puede manejar el transistor.¹¹
- **Corriente de colector I_{CP} (pulso o pico):** es el valor máximo de corriente pico que puede manejar el transistor.
- **Corriente de base I_B :** es la máxima corriente continua que puede manejar la base del transistor.
- **Potencia disipada en colector P_C o P_D (para $T_c=25\text{ [}^{\circ}\text{C]}$):** es la máxima potencia que puede ser disipada por el colector del transistor sin problema con el encapsulado para una temperatura de $25\text{ [}^{\circ}\text{C]}$.
- **Temperatura de juntura T_j :** es la máxima temperatura que puede alcanzar la juntura del transistor (base y colector o emisor). Es importante garantizar que no ex-

¹⁰ (González, 2012) p. 22.

¹¹ Asumiendo que no se excede la máxima potencia admisible para las condiciones de funcionamiento. Pie de página válido también para I_{CP} e I_B .

ceda este valor dado que se puede producir la destrucción del dispositivo por un brusco aumento de los portadores en la juntura produciéndose la fusión de la misma. Dado que hoy en día el material usado en la fabricación de dispositivos es casi exclusivamente el silicio, el rango de este parámetro es entre **150 y 200 [°C]**.

- **Temperatura de almacenamiento T_{STG}** : es el máximo rango de temperatura en el cual se puede operar el dispositivo. Fuera de este rango pueden ocurrir daños en el material utilizado en el dispositivo.
- **Resistencia térmica $R_{th,j-mb}$** : es la resistencia térmica entre la juntura y la base del montaje. El valor máximo de resistencia térmica se presenta normalmente bajo las mismas condiciones que determina el límite de la SOA.
- **Resistencia térmica $R_{th,j-a}$** : es la resistencia térmica entre la juntura y el ambiente.

Características eléctricas:

- **Tensión colector emisor sus $V_{CEO(sus)}$** : es la tensión entre los terminales de colector y emisor que el transistor puede soportar por un tiempo especificado, a una temperatura y con un circuito específico es decir en este caso con la base en circuito abierto. Este valor esta medido a una corriente de colector especificada ($I_c=30 [mA]$) y al límite del área de operación segura (SOA).
- **Corriente de corte de colector I_{cBO}** : parámetro que caracteriza el diodo base colector que se mide con el terminal de emisor a circuito abierto.
- **Corriente de corte de emisor I_{EBO}** : parámetro que caracteriza el diodo base emisor que se mide con el terminal de colector a circuito abierto.

Características típicas:

- **Potencia disipada en función de la temperatura de carcasa**: a menudo el fabricante provee curvas disipación de calor en función de la temperatura para facilitar los cálculos del disipador necesario.
- **Área de operación segura SOA**: es una gráfica de corriente de colector en función de la tensión colector emisor en la que se muestra la zona dentro de la cual el dispositivo funciona con garantía de no sufrir daños.

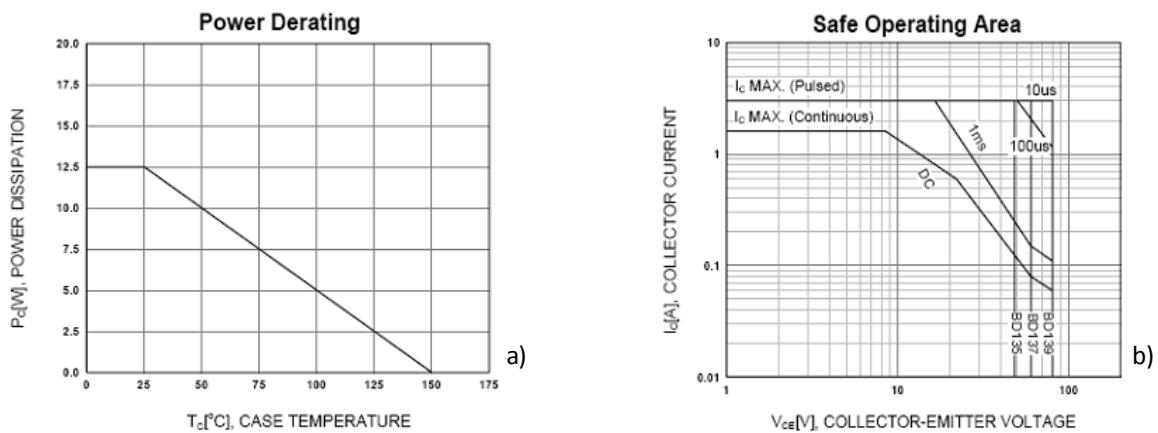


Figura 4-5: a) Potencia disipada en la carcasa vs temperatura y b) área de operación segura.

5 – REGULADORES LINEALES EN SERIE¹²

Los reguladores lineales operan siempre con corriente continua a la entrada, que es de un nivel superior a la de la salida deseada, equivalen a una resistencia cuyo valor se ajusta automáticamente, y está conectada entre la entrada y la salida. Por efecto Joule disipa en forma de calor el exceso de potencia eléctrica disponible en la fuente primaria, lógicamente siempre superior a la que exige la carga. Su rendimiento energético es por tanto siempre inferior a la unidad, pues lo contrario significaría la inexistencia del regulador. La ecuación energética es

$$W_F = W_R + W_C$$

Donde W_F , W_R y W_C son la potencia de la fuente primaria, del regulador y de la carga respectivamente.

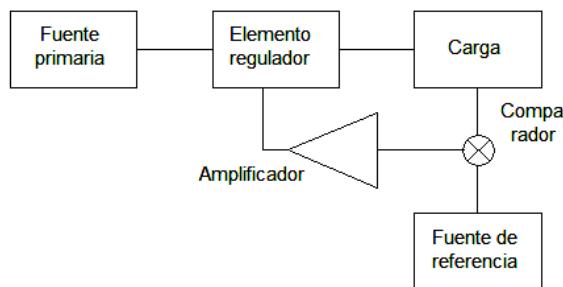


Figura 5-1: Diagrama en bloque de un regulador de tensión lineal.

En la **Figura 5-1** básicamente observamos dos grandes bloques: el bloque de regulación y el de control (comparador, referencia y amplificador).

- **Bloque de regulación:** se conforma de un dispositivo semiconductor capaz de conducir la corriente deseada en la carga, de soportar la diferencia de tensión entre la entrada y la salida y que es capaz de soportar las temperaturas de trabajo. El elemento regulador es en la actualidad un transistor de potencia bipolar y así se representa en los diagramas que acompañan a este texto. No obstante los recientes desarrollos de FET capaces de manejar considerable potencia hacen prever un amplio uso en el futuro. La conexión normalmente utilizada es la de seguidor con respecto a la carga con el fin de que la impedancia que presente la fuente hacia ella sea lo más baja posible.
- **Bloque de control:** este bloque gobierna al de regulación, comparando constantemente la salida de la fuente con la de referencia, y le entrega al regulador una señal tal que este transfiera la energía necesaria a la carga, manteniendo constante el suministro al parámetro que se le exige. En este texto usaremos circuitos con AO dentro del bloque de control.

¹² (Bonnín Forteza, 1980) p. 34.

5.1 – La fuente de tensión regulada (regulador de tensión lineal en serie)

5.1 – 1: Básico

La [Figura 3-4a](#) muestra el diagrama básico de una fuente lineal en serie de tensión regulada. Reacomodando los elementos del circuito nos queda como en la [Figura 3-4b](#), donde podemos apreciar mejor la configuración inversor del AO. A la salida de éste, le sigue una etapa de potencia formada por el transistor **T**, en cuyo colector están, en orden inverso al habitual, la fuente primaria y la carga. La adición de esta etapa de potencia introduce una inversión de fase que implica la inversión de las entradas del AO para mantener la realimentación negativa propia de los montajes de los AO. Así, pues, la realimentación negativa se aplica a la entrada no inversora.

Las referencias en la [Figura 3-4](#) son

AO: amplificador operacional.

V_S: fuente primaria de CC.

V_R: tensión de referencia.

V_L: tensión en la carga.

+A y -A: alimentación del AO.

R₁ y R₂: resistencias del AO.

R_L: carga.

I₁, I₂ e I_L: corrientes en R₁, en R₂ y en R_L respectivamente.

V_P y V_N: voltaje en las entradas no inversora e inversora del AO respectivamente.

En un AO ideal en configuración inversor tenemos que $I_1=I_2$ y que $V_P=V_N=V_L$, entonces

$$I_1 = I_2 \rightarrow \frac{V_R}{R_1} = \frac{V_L}{R_2} \rightarrow \therefore V_L = V_R \frac{R_2}{R_1} \quad (5-1)$$

- $I_1 = V_R / R_1$
- $I_2 = V_P / R_2 = V_N / R_2 = V_L / R_2$

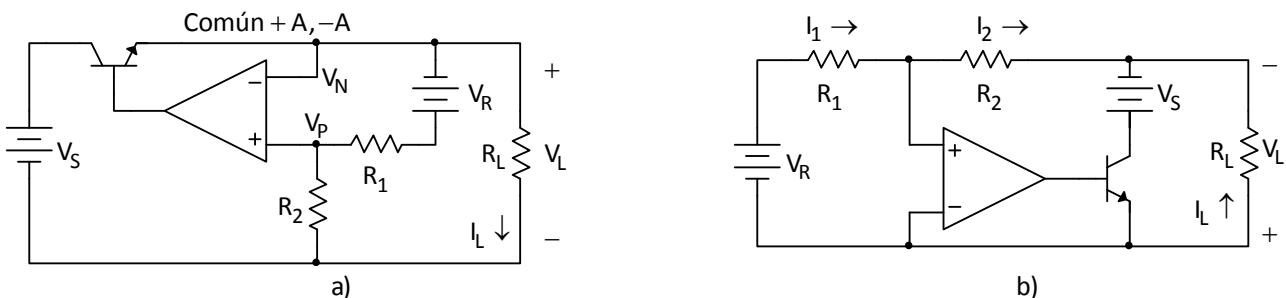


Figura 5-2: a) Regulador básico de tensión lineal serie y **b)** reacomodo equivalente en la que se aprecia su constitución inversa.

La ecuación (5 – 1) nos dice que podemos regular V_L con la ayuda de la relación entre las resistencias R_2 y R_1 , regulando alguna de ellas y/o regulando V_R . Todo esto si se cuenta con un AO ideal, en la práctica se eligen las resistencias para que $I_1 \approx I_2 \approx 1$ a 10 [mA].

5.1 – 2: Con salida bipolar

La fuente construida como en el caso anterior sólo podrá entregar tensiones positivas. Para tensiones negativas tendremos que invertir V_R y usar un transistor PNP alimentado por una V_S de polaridad invertida también. Si combinamos estos dos arreglos, tal y como vemos en la [Figura 5-3](#), podremos construir fuentes de tensión de salida bipolar. La tensión V_L responde de igual forma que en la ecuación (5 – 1).

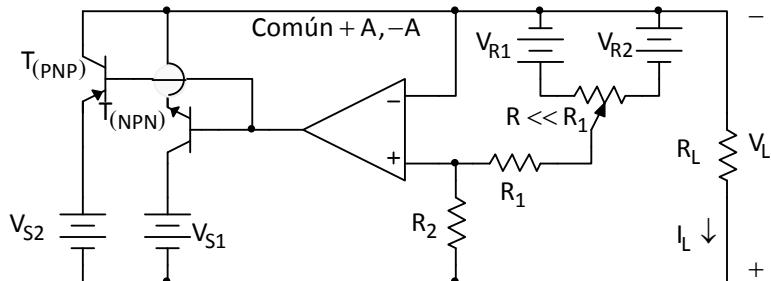


Figura 5-3: Regulador básico de tensión lineal en serie de salida bipolar. Donde V_{R1} y V_{R2} son las fuentes de referencia, V_{S1} y V_{S2} son las fuentes primarias positiva y negativa respectivamente.

5.1 – 3: Con alimentación «auxiliar referida al polo»

El sistema anterior se basa en la evolución de los sistemas discretos y por ende el AO debe ser alimentado por un par de tensiones simétricas auxiliares, cuyo punto de tensión cero debe estar referido al polo activo de la salida del regulador. En la variante de la [Figura 5-4](#) el punto de referencia de las fuentes auxiliares es el polo común.

Esto se consigue conectando el elemento regulador con respecto a la carga, no como seguidor, sino como inversor, y es por lo tanto de polaridad opuesta; es decir, intercambiamos colector por emisor en el transistor de salida del AO. Con esto no obtenemos las ventajas de seguidor respecto a la impedancia reflejada hacia la salida, por eso es mejor usar un montaje híbrido de elementos de diferente polaridad en cascada. Para referir el control al polo común hace falta un tercer elemento que actúe en serie con el circuito de control del conjunto anterior. Como acabamos de invertir la polaridad del transistor de salida, ya no producirá inversión, es por eso que la fuente de referencia se conecta a la entrada inversora del AO.

Este montaje puede ser útil cuando utilicemos varias fuentes agrupadas en un conjunto de aumentación de varias tensiones, referidas a un punto común, ya que las tensiones auxiliares podrán ser comunes a todas las fuentes.

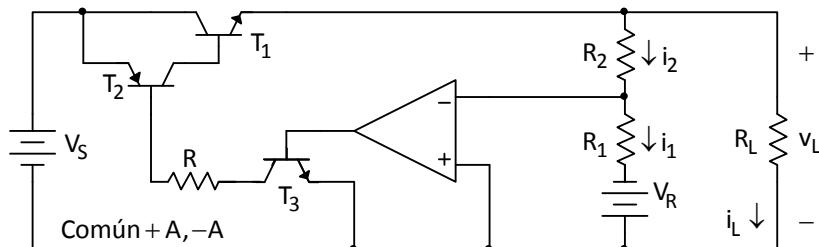


Figura 5-4: Regulador básico de tensión lineal en serie con alimentaciones auxiliares referidas al polo co-

5.1 – 4: Con «fuente de alimentación como auxiliar»

Las fuentes $-A$ y $+A$ para el AO son suministradas por la red cuando ésta es la fuente primaria. Sin embargo si este no es el caso, lo podemos solventar, con algunas limitaciones, utilizando el circuito de la **Figura 5-5a** en el que la alimentación del AO se obtiene de la misma fuente primaria. A este circuito lo podemos reacomodar quedando el de la **Figura 5-5b**, donde podemos ver con claridad la configuración no inversor del AO y que el transistor regulador y sus excitadores operan como seguidor de emisor sin introducir cambio de fase alguno. La polaridad de las entradas es ahora también la normal.

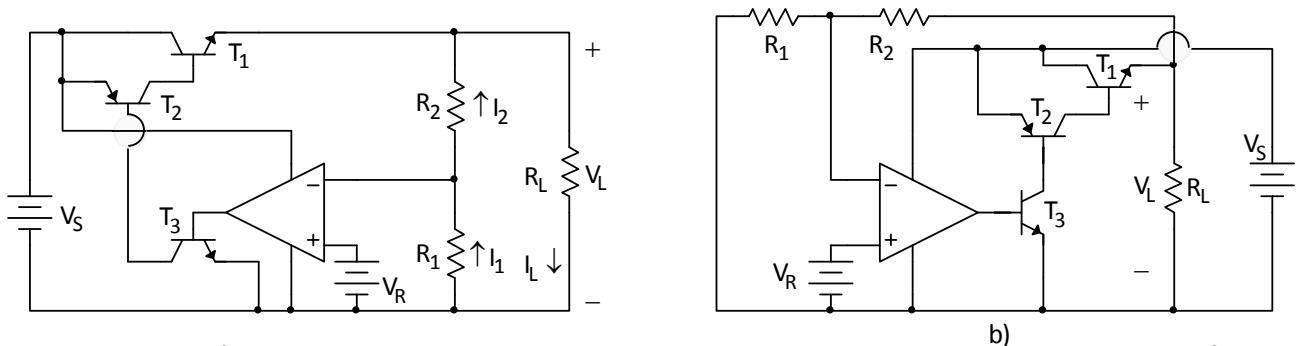


Figura 5-5: a) Regulador básico de tensión lineal en serie que usa la fuente primaria como auxiliar y **b)** reacomodo del circuito en donde se nota la configuración no inversora del AO.

Para encontrar la tensión de salida V_L suponemos trabajar con un AO ideal, con las mismas consideraciones que en el caso de la sección 5.1 – 1: *Básico*.

$$\begin{aligned} I_1 = I_2 &\rightarrow -\frac{V_R}{R_2} = \frac{V_R - V_L}{R_2} \rightarrow \therefore V_L = V_R \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \\ &\bullet I_1 = -V_N / R_2 = -V_P / R_2 = -V_R / R_2 \\ &\bullet I_2 = \frac{V_R - V_N}{R_2} = \frac{V_R - V_L}{R_2} \end{aligned} \quad (5 -)$$

Aquí tenemos la limitación de que $V_{L,\min} = V_R$ cuando $R_2 = 0$. Esto quiere decir que V_L no es totalmente programable por resistencias, aunque sí por tensión. Otra limitación es la de que la fuente primaria no debe exceder la suma de los valores máximos de alimentación que el AO puede soportar.

5.1 – 5: Con Zener y un transistor (seguidor Zener)¹³

La **Figura 5-6** muestra un regulador sencillo, el seguidor Zener. El diodo Zener funciona en la zona de ruptura, produciendo una tensión en la base igual a la tensión Zener (V_z). El transistor **Q** está conectado a un seguidor de emisor. Por tanto, la tensión en la carga es

$$V_L = V_z + V_{BE} \quad (5 -)$$

Si V_L o I_L cambian, V_z y V_{BE} cambiarán sólo ligeramente. Por ello, V_L varía poco cuando aparecen grandes variaciones en la tensión de red o la corriente en la carga.

¹³ (Malvino, 2000) p. 1017.

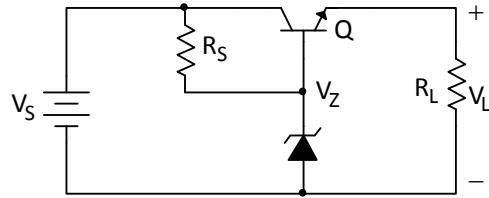


Figura 5-6: Regulador de tensión lineal en serie (seguidor Zener).

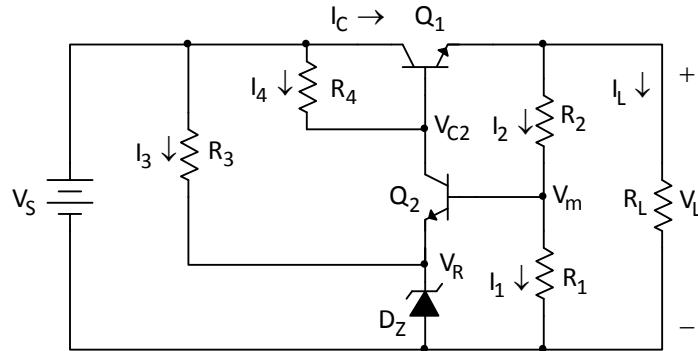
5.1 – 6: Con Zener y dos transistores (discreto)¹⁴

Figura 5-7: Circuito básico de un regulador de tensión lineal en serie discreto.

Funcionamiento:

El bloque de muestreo son las resistencias R_1 y R_2 , mientras que el diodo D_Z aporta la tensión de referencia V_R . El transistor Q_2 compara V_m con V_R , y en función de esta comparación excitará la base del elemento serie Q_1 para lograr el ajuste deseado en V_L .

Ante un cambio de V_L se produce una tensión de realimentación que se opone al cambio original. Si V_L aumenta V_m aumenta también, lo cual hace que la tensión de V_{BE2} aumente también, pues tenemos que $V_z + V_{BE2} = V_m$ y la tensión de referencia $V_R = V_z$ es constante. Al aumentar V_{BE2} , aumenta la corriente de colector de Q_2 , esto provoca una mayor caída de tensión en R_4 (pues $I_{b1} \approx 0$). Esta caída se reflejará en la salida, pues Q_1 está en serie con R_L (actúa como seguidor emisor), contrarrestando así el aumento inicial de V_L .

Claramente este proceso es de realimentación negativa y tiende a mantener V_L constante en el valor regulado, la cual suele ser llamada *tensión nominal*.

Tensión nominal de salida V_L :

La corriente de base I_{b2} es despreciable, entonces $I_1 \approx I_2$ y R_1 y R_2 pueden considerarse como un divisor de voltaje; entonces las tensiones V_m y V_L se relacionan

¹⁴ (González, 2012) p. 14.

$$V_m = V_R + V_{BE2} = V_Z + V_{BE} = \frac{R_1 V_L}{R_1 + R_2} \rightarrow : V_L = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) (V_Z + V_{BE}) \quad (5 -)$$

El valor de la tensión V_Z es de 5 o 6 [V]. El Zener tiene un coeficiente de temperatura cercano al cero, por lo que V_L tendrá el mismo prácticamente.

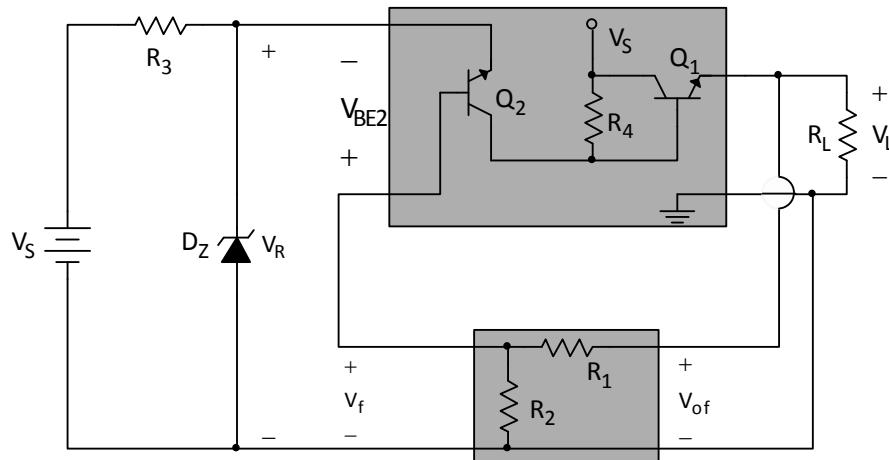


Figura 5-8: Circuito básico regulador de tensión lineal en serie discreto, modificado para ser analizado como un amplificador realimentado.

Otra forma de encontrar V_L es considerando el circuito como un amplificador realimentado. La [Figura 5-8](#) muestra el mismo regulador pero acomodado a fin de que podamos analizarlo como en el capítulo 1. Si $A \gg 1$, la ganancia de tensión a lazo cerrado podemos ponerla como $1/\beta$. De la figura, vemos que la ganancia de realimentación es

$$\beta = \frac{V_f}{V_{of}} = \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

De la figura vemos también que $V_f = V_Z + V_{BE2} = V_R + V_{BE}$ y que $V_{of} = V_L$, reemplazando entonces tenemos

$$\frac{V_f}{V_{of}} = \frac{V_Z + V_{BE}}{V_L} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \rightarrow : V_L = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) (V_Z + V_{BE})$$

Que es la misma ecuación que obtuvimos anteriormente.

Potencia disipada P_C :

La potencia sobrante que entrega V_S es la que disipa Q_1 , así

$$P_C = P_{C1} = I_{C1} \cdot V_{CE1}$$

Como Q_1 es el único elemento en serie con R_L , podemos suponer las siguientes simplificaciones

$$V_{CE1} \approx V_S - V_L \quad I_C \approx I_L$$

Entonces la ecuación anterior queda

$$P_C \approx I_L (V_S - V_L) \quad (5 -)$$

Rendimiento:

El rendimiento es el cociente entre la potencia disipada en la carga P_L y la suministrada por la fuente P_S .

$$\eta [\%] = \frac{P_L}{P_S} \cdot 100$$

Si tenemos en cuenta que $I_C \approx I_L$ entonces

$$\eta [\%] = \frac{P_L}{P_S} \cdot 100 = \frac{V_L \cdot I_L}{V_S \cdot I_C} \cdot 100 \approx \frac{V_L}{V_S} \cdot 100 \quad (5 -)$$

Es decir que, si $V_L = V_S$ entonces el rendimiento será del **100%**. Pero los transistores necesitan siempre una tensión mínima V_{CE} para funcionar, por lo que el rendimiento nunca será ideal.

5.1 – 7: Con Zener y un AO¹⁵

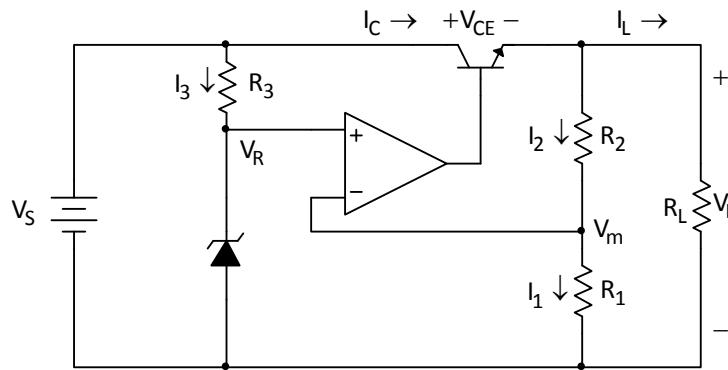


Figura 5-9: Circuito regulador de tensión lineal en serie con Zener y un AO.

En la **Figura 5-9** se muestra un regulador que usa el uso un AO para controlar el transistor de paso **Q**, el cual suministra la corriente I_L a la carga. Ésta corriente es la corriente de salida del AO amplificada por **Q**. El AO mejora la regulación dado que la tensión de error, que antes era V_{BE} , ahora es cero, pues es la tensión diferencial a la entrada del AO. Esto permite regular con precisión V_L .

Funcionamiento:

Si V_L aumenta, aumenta también V_m (que es igual a V_N , la entrada inversora del AO), esto disminuye la tensión de salida del AO, que es la tensión de base de **Q**, compensando el aumento de V_L . Ocurre lo mismo, pero causando una disminución en V_L , cuando ésta intenta disminuir.

Tensión de salida:

El análisis para encontrar la tensión de salida V_L es similar al caso anterior, pues en el nodo de V_m , no se puede derivar corriente al AO por tener este una gran impedancia de entrada. La V_L será entonces

$$V_L = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) V_Z \quad (5 -)$$

¹⁵ (Malvino, 2000) p. 1019.

El AO está en una configuración no inversora con la tensión V_z de entrada. Por ello la ecuación de V_L es casi igual a la dada para el caso anterior, salvo que la alta ganancia de tensión del AO elimina el efecto de la tensión de base V_{BE} y posibilita gran precisión para regular V_L .

5.2 – La fuente de corriente regulada¹⁶

No existe en la práctica ningún dispositivo eléctrico sensor de la corriente continua. La regulación de corriente se efectúa regulando la caída de tensión en una resistencia, R_S , que debe estar en serie con la carga ser de lo más estable posible. Este regulador puede construirse siguiendo las dos configuraciones estudiadas para el regulador de tensión, en montaje inversor y no inversor [Figura 5-10](#) y [Figura 5-11](#).

5.2 – 1: Básico

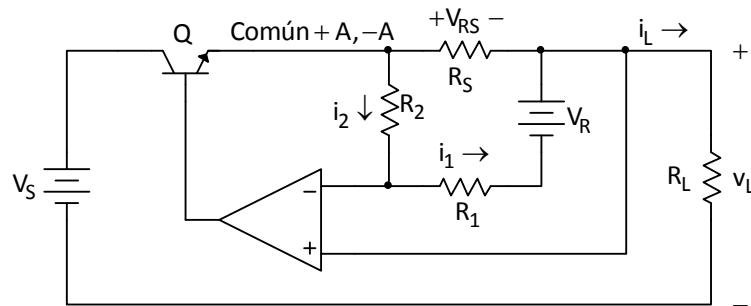


Figura 5-10: Regulador básico de corriente lineal en serie.

$$\begin{aligned}
 I_2 &= I_1 \rightarrow \frac{I_L \cdot R_S}{R_2} = \frac{V_R}{R_1} \rightarrow \boxed{\therefore I_L = \frac{V_R}{R_S} \left(\frac{R_2}{R_1} \right)} \\
 \bullet I_2 &= \frac{V_{RS}}{R_2} = \frac{I_L \cdot R_S}{R_2} \\
 \bullet V_{RS} &= I_L \cdot R_S \\
 \bullet I_1 &= V_R / R_1
 \end{aligned} \tag{5-}$$

5.2 – 2: Con la fuente primaria usada como auxiliar

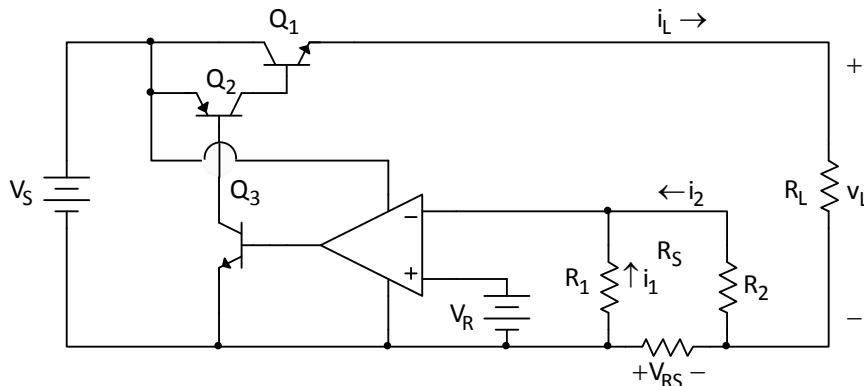


Figura 5-11: Regulador básico de corriente lineal en serie que usa la fuente primaria como auxiliar.

¹⁶ (Bonnin Forteza, 1980) p. 39.

$$\begin{aligned}
 I_2 = I_1 &\rightarrow \frac{I_L \cdot R_S - V_R}{R_2} = -\frac{V_R}{R_1} \rightarrow \boxed{I_L = \frac{V_R}{R_S} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right)} \quad (5- \\
 &\bullet I_2 = \frac{V_{RS} - V_R}{R_2} = \frac{I_L R_S - V_R}{R_2} \\
 &\bullet V_{RS} = I_L R_S \\
 &\bullet I_1 = -V_R / R_1
 \end{aligned}$$

5.3 – Estabilidad en un regulador lineal en serie¹⁷

Se tiene en cuenta en esta sección el análisis general de un circuito de fuente regulada de tensión lineal en serie. En realidad no es otra cosa que un análisis parecido – casi repetido – para calcular la tensión de salida de un AO en configuración no inversor. Lo pongo porque al lado del título del tema en una carpeta que anda dando vuelta dice «FINAL», así que estimo que es un tema salidor en el final. En fin...

5.3 – 1: Análisis general de una fuente de tensión regulada lineal en serie

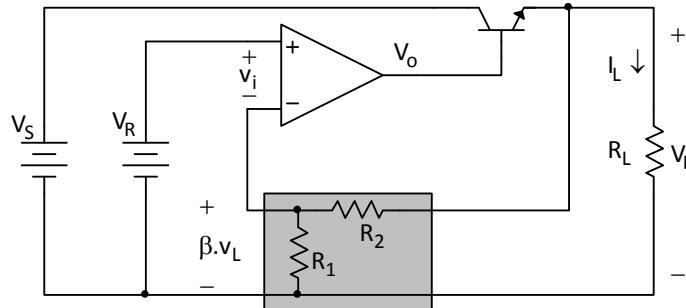


Figura 5-12: Circuito básico de un regulador de tensión lineal en serie que usa un AO.

Despreciando v_{BE} tenemos que la tensión de salida v_L es igual

$$\begin{aligned}
 V_L &\approx V_o = A_v v_i = A_v (V_R - \beta V_L) = A_v V_R - \beta A_v V_L \\
 V_L (1 + \beta A_v) &= A_v V_R \\
 \boxed{V_L = V_R \frac{A_v}{1 + \beta A_v}} \quad (5-1)
 \end{aligned}$$

Si tenemos en cuenta que $A_v \rightarrow \infty$ y que $\beta = R_1/(R_1 + R_2)$ entonces la ecuación anterior queda

$$V_L = V_R \frac{A_v}{1 + \beta A_v} \approx \frac{V_R}{\beta} = \frac{V_R}{\frac{R_1}{R_1 + R_2}} = V_R \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right)$$

¹⁷ (Alem) p. 107.

Que no es otra cosa que la ecuación de la tensión de salida de un AO en configuración no inversor.

5.3 – 2: Factores de estabilidad en un regulador lineal en serie

La tensión de salida de un regulador lineal en serie por lo general depende de varios factores, los más importantes son la fuente primaria, la carga y la temperatura. Aplicando el teorema del valor medio a v_L tenemos

$$v_L = \frac{\partial v_L}{\partial v_p} \Delta v_p + \frac{\partial v_L}{\partial i_L} \Delta i_L + \frac{\partial v_L}{\partial T} \Delta T = S_V \Delta v_p + S_I \Delta i_L + S_T \Delta T \quad (5-1)$$

Donde S_V : Coeficiente de variación de tensión de entrada

S_I : Coeficiente de variación de resistencia de carga

S_T : Coeficiente de variación de temperatura

Para calcular cada uno de estos coeficientes, deberemos considerar a los otros dos iguales a cero. Comenzamos por el S_V , al incrementarse la tensión colector-emisor del transistor se incrementa la corriente por la admittance de salida h_{oe} por lo que la corriente por la fuente dependiente debe reducirse para mantener constante la corriente de salida.

$$\begin{aligned} \Delta v_p h_{oe} + h_{fe} \Delta i_B &= 0 \quad \rightarrow \therefore \Delta i_B = -\frac{h_{oe}}{h_{fe}} \Delta v_p \\ \Delta v_{BE} &= h_{ie} \Delta i_B = -\frac{h_{ie} h_{oe}}{h_{fe}} \Delta v_p \\ \Delta v_i &= \frac{\Delta v_{BE}}{A_v} = -\frac{h_{ie} h_{oe}}{A_v h_{fe}} \Delta v_p \end{aligned} \quad (5-1)$$

Ésta es la tensión diferencial, que debe ser restada de la variación de la fuente de referencia –que la consideramos aquí igual a cero– para obtener la variación de tensión total de la entrada inversora $v_{(-)}$.

$$\Delta v_{(-)} = \Delta V_{ref} - \Delta v_{BE} = 0 - \left(-\frac{h_{ie} h_{oe}}{A_v h_{fe}} \Delta v_p \right) = \frac{h_{ie} h_{oe}}{A_v h_{fe}} \Delta v_p$$

Como $v_{(+)} = v_{(-)}$ tenemos que

$$\Delta v_L = \Delta v_{(+)} \left(1 + \frac{R_o}{R_i} \right) = \frac{h_{ie} h_{oe}}{A_v h_{fe}} \Delta v_p \left(1 + \frac{R_o}{R_i} \right)$$

Despejando $\Delta v_L / \Delta v_p$ obtenemos S_V

$$S_V = \frac{\Delta v_L}{\Delta v_p} = \frac{h_{ie} h_{oe}}{A_v h_{fe}} \left(1 + \frac{R_o}{R_i} \right) \quad (5-1)$$

Un incremento de i_L solo repercute en la corriente de base del transistor, occasionando un incremento Δv_{BE} dado por

$$\Delta v_{BE} = h_{ie} \left(\frac{\Delta i_L}{h_{fe}} \right)$$

Un razonamiento similar al anterior lleva a

$$S_I = \frac{-h_{ie}}{h_{fe} A_v} \left(1 + \frac{R_o}{R_i} \right)$$

Con respecto al coeficiente de variación de temperatura, aunque no abundaremos en detalles analíticos, podemos estimarlo a partir de los coeficientes de temperatura de los elementos involucrados. Los coeficientes de temperatura de las resistencias tienen poca incidencia, el coeficiente de temperatura de la tensión base-emisor del transistor puede incidir indirectamente, pero en general tampoco es significativo. En la mayoría de los casos la estabilidad de temperatura de la tensión de referencia es el factor predominante, razón por la cual se suelen utilizar referencias integradas compensadas en temperatura.

5.5 – Protección de los reguladores¹⁸

Un regulador está sobrecargado cuando trabaja por encima de sus límites. Como el regulador está entre V_s y R_L , puede ser sometido a sobrecarga tanto por la fuente como por la carga. En la mayoría de los casos vamos a proteger el circuito contra esta última.

La sobrecarga puede degradar el regulador o impedirle funcionar correctamente el tiempo que dure la misma. Por ejemplo, si un regulador de tensión lineal en serie es sometido a sobrecarga de salida, es decir se intenta extraer de él una corriente excesiva, esta sobrecarga puede ser peligrosa para el elemento regulador en serie y además producir en él una disipación de potencia igualmente peligrosa. En cambio, si un regulador de corriente lineal en serie es sometido a sobrecarga, es decir se intenta extraer de él una tensión superior a la que es capaz de entregar, no existe ningún peligro para el elemento regulador en serie y el único resultado es que, en esas condiciones, el regulador es incapaz de entregar la corriente para la cual ha sido diseñado.

Es necesario entonces proteger el regulador. Esto lo podemos hacer de dos maneras:

- Poniendo al regulador fuera de servicio o
- Poniéndole en un estado en la que no exista peligro para la integridad del mismo, aunque le incapacite para llevar a cabo su función adecuadamente.

La resistencia interna en la fuente primaria favorece al regulador por limitar el máximo grado de sobrecarga admisible dentro de sus posibilidades. En algunos casos se llega a prescindir del protector sobredimensionado fuertemente al regulador de tal forma que pueda resistir sin peligro toda la corriente o la energía disponible en la fuente primaria y siendo por lo tanto la resistencia interna de la fuente primaria el único elemento de limitación de la sobrecarga. Esta práctica es poco frecuente y evidentemente antieconómica sobre todo cuando la resistencia interna es muy baja, como en el caso de los acumuladores.

Sobrecarga del regulador lineal en serie

Cuando el elemento regulador en serie de un regulador de tensión lineal es sometido a sobrecarga, I_L aumenta. Este aumento de corriente tiene un límite que es de

¹⁸ (Bonnin Forteza, 1980) p. 119.

terminado por r (resistencia interna). El elemento **Q** (que es el elemento que entrega la energía a la carga, en los casos anteriores era un transistor, pero ahora vamos a generalizarlo llamándole **Q**) puede recibir simultáneamente un aumento de la potencia a disipar y que dependerá de sus posibilidades de conducción de corriente en relación con el límite de corriente anteriormente citado.

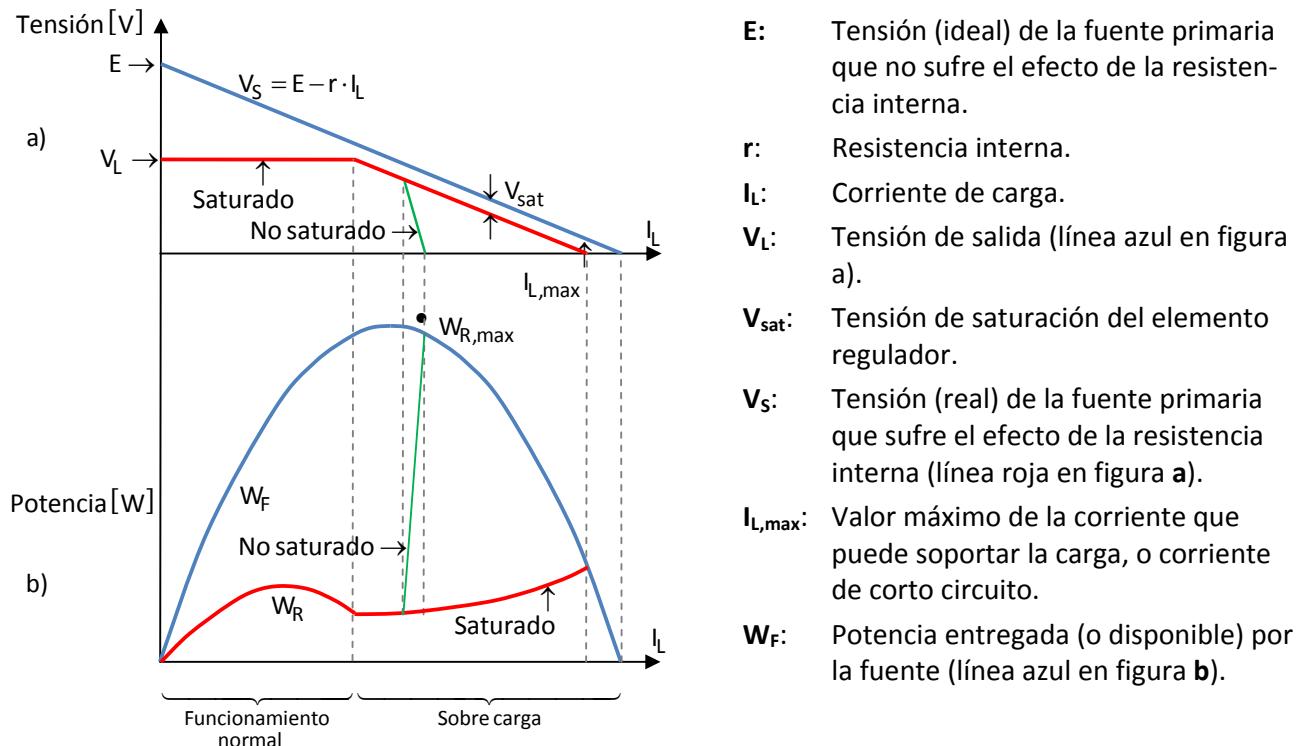


Figura 5-13: Alimentación con regulador en serie donde el elemento regulador entra en saturación debido al efecto de la resistencia interna de la fuente primaria, **a)** tensión vs corriente y **b)** potencia vs corriente.

Para mayor claridad consideremos de la [Figura 5-13a](#), en que un regulador cuya fuente primaria E posee una resistencia interna r es sometido a una sobrecarga que provoca el cortocircuito de R_L . En esta gráfica podemos apreciar dos zonas:

- **Zona de funcionamiento normal:** al aumentar, debido al corto, la corriente de carga I_L , la tensión V_S va decayendo su valor debido al efecto que provoca r , pues así lo indica la ecuación **¡Error! No se encuentra el origen de la referencia.** La tensión de salida V_L se mantiene en un valor constante –menor que V_S – pues ese es la función de la fuente regulada.
- **Zona de sobrecarga:** conforme I_L sigue aumentando llega un punto en que V_S es igual a la suma de la tensión de saturación (V_{sat}) del elemento regulador más el valor de salida V_L para el que fue diseñada la fuente; a partir de este valor, la tensión de salida V_L no podrá mantenerse constante puesto que V_S no puede ser mayor V_L . Lo que sucederá será que V_L tomará el valor de $V_S - V_{sat}$ hasta llegar a anularse por completo. La disipación W_R en el elemento regulador ([Figura 5-13b](#)) no será muy elevada si el mismo permanece saturado hasta la corriente límite.

- **Zona de no saturación:** en realidad no se trata de una zona, sino más bien de la anterior pero con algunas modificaciones. Si de alguna manera limitamos la corriente que puede conducir Q (a un valor prefijado y que sea menor a lo que exige la sobrecarga), dejará de estar saturado (línea verde en la **Figura 5-13a**), V_L caerá más bruscamente que en el caso anterior y W_R crecerá bruscamente hasta igualar a la W_F .

Es decir que, para que un regulador de tensión lineal en serie pueda resistir la sobrecarga hasta el límite extremo de cortocircuito, el elemento regulador deberá ser capaz de conducir una corriente elevada o soportar una fuerte disipación.

Si el elemento regulador no es capaz de soportar la corriente o la disipación necesarias, su destrucción durante la sobrecarga será prácticamente inmediata. De aquí se deduce que hay dos formas de proteger al elemento regulador: limitando la corriente o la potencia que soporta. Es pues evidente, que si se limita la corriente, la disipación será elevada y viceversa.

5.5 – 1: Protección por corriente máxima regulada

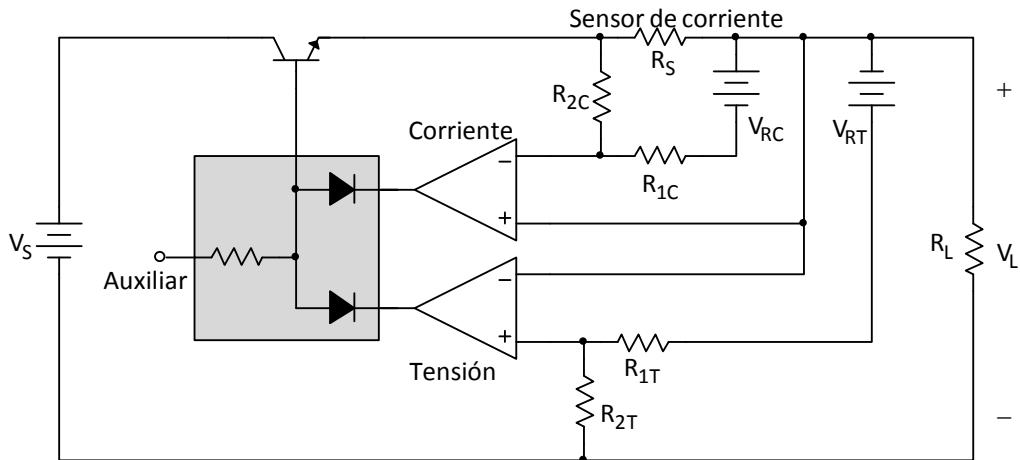


Figura 5-14: Circuito básico de un regulador lineal en serie híbrido tensión – corriente en el que esta última se usa para limitar la corriente de salida.

Para evitar el aumento de la I_L por encima de un máximo previsto en una fuente de tensión regulada se puede combinar ésta con un regulador de corriente que la limite a un $I_{L,max}$ deseado, por más que la carga solicite sobrepasar dicho límite. Para esto podemos usar el circuito de la **Figura 5-14** donde combinamos las dos funciones de regulación (tensión y corriente) en un solo regulador que actúe como regulador de tensión o de corriente dependiendo del valor que tome lo. La **Figura 5-15a** muestra el comportamiento de las tensiones en función de la corriente I_L , podemos identificar tres casos, tomando como referencia el valor máximo de corriente $I_{L,max}$ que prefijamos:

- $I_L < I_{L,max}$: el regulador de corriente deja pasar toda la V_S sin disipar teóricamente ninguna potencia, puesto que trabaja en saturación. Así que el regulador de tensión es el que tiene el control, regulando la tensión de entrada y disipa la energía sobrante.
- $I_L = I_{L,max}$: este punto lo llamamos «*punto de decisión o cruce*» y es donde el regulador de tensión le cede el control al regulador de corriente. Para evitar

que el sistema pueda funcionar entregando una V_o no regulada se procura trabajar con un margen de seguridad, en el que en todo caso que el punto de decisión sea menor al de la corriente que llevaría a la saturación a T , lo que significaría una zona intermedia entre regulación de tensión y de corriente. El circuito que decide qué regulador tendrá el control es una simple puerta «OR» conformada por dos diodos, que deja pasar hacia Q la salida que entrega la tensión más reducida.

- $I_L > I_{L,max}$: cuando la corriente solicitada por la carga (I_L) sobrepase el valor previsto ($I_{L,max}$) el regulador de corriente entrega una tensión igual al producto $R_L \cdot I_L$, esta tensión es inferior a la tensión entregada por el regulador de tensión (recordemos que a la salida de los AO la tensión es negativa), por lo que éste pierde así el control. La V_L baja en función del grado de sobre-carga y la lo permanece en $I_{L,max}$. En estas circunstancias, el elemento regulador Q soporta una disipación mucho mayor que en el primer caso, así que podemos decir que Q está sobredimensionado cuando funciona como regulador de tensión, Figura 5-15b.

Para terminar, diremos que W_R (dissipación en Q) es en todo caso proporcional a V_S , por lo que la protección es parcial.

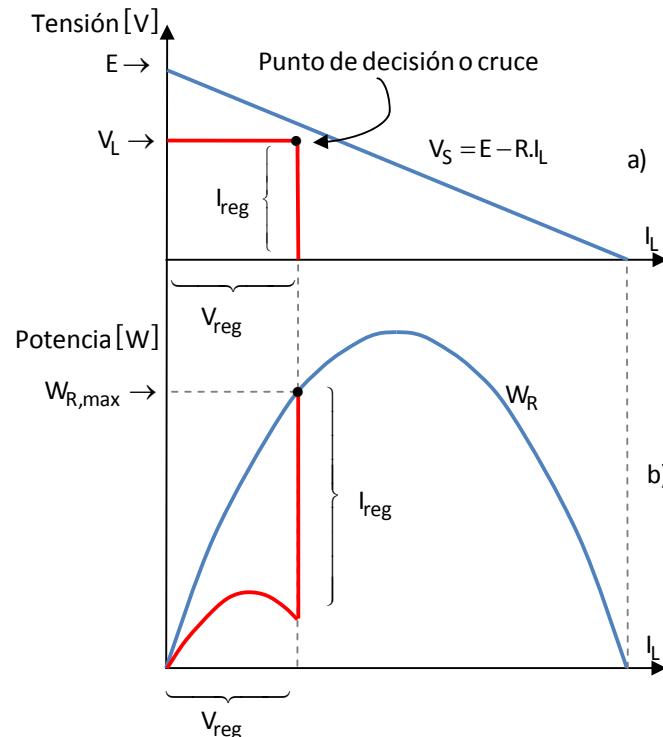


Figura 5-15: Gráficas en una alimentación con regulador lineal en serie con corriente de salida máxima regulada, a) tensión vs corriente y b) potencia vs corriente.

5.5 – 2: Protección por potencia máxima disipada

El otro parámetro a limitar es la potencia a disipar, que puede deberse a 3 causas:

- **Aumento de I_L :** si r es muy pequeña, la pendiente de la recta del gráfico tensión vs corriente de la Figura 5-13 es pequeña también, lo que implica

que para que V_L coincida con $V_S + V_{sat}$, o dicho de otra forma, para que Q llegue a saturarse es necesaria una corriente de carga muy grande.

- **Limitación de Q :** si r es grande pero Q no puede suministrar la corriente de sobrecarga, el mismo no es capaz de permanecer en saturación bajo régimen de sobrecarga.

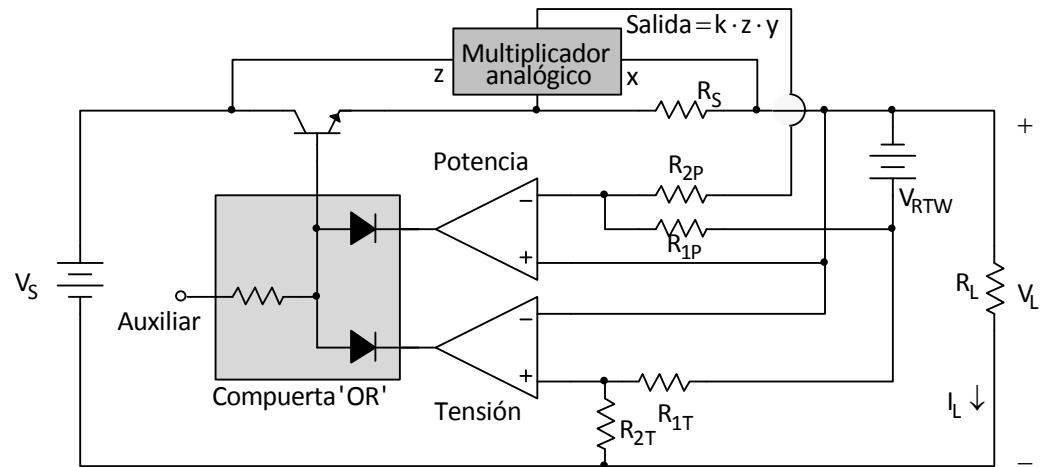


Figura 5-16: Circuito básico de un regulador lineal en serie en el que se limita la disipación máxima en el elemento regulador.

- **Aumento de E :** otra forma de que Q no alcance la saturación es que aumente la ordenada al origen de la recta del gráfico tensión vs corriente de la [Figura 5-13](#), es decir, que por algún motivo aumente E (tensión de entrada).

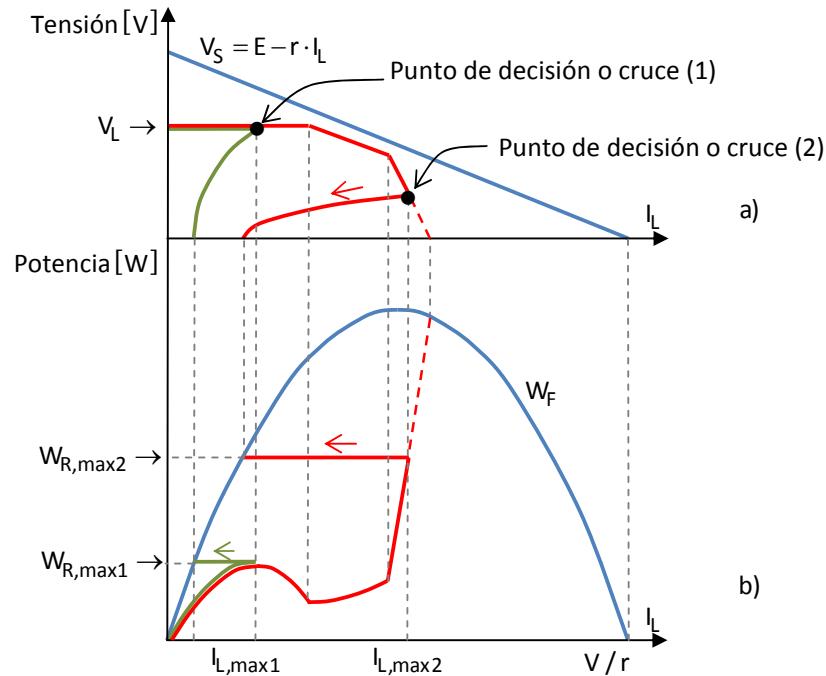


Figura 5-17: Gráficas a) tensión vs corriente y b) potencia vs corriente en una alimentación con regulador lineal en serie en el que se limita la potencia máxima en el elemento regulador en serie.

Para evitar el aumento de potencia en **Q** podemos regular limitándola a un valor predeterminado. El sistema es parecido al de una fuente de potencia regulada pero que no regula la potencia en la carga, sino que la disipada en el propio elemento **Q**. El sistema es el del la **Figura 5-16**.

En la **Figura 5-17a** se ilustran dos de los casos citados. En el primero (línea verde) el punto de decisión está situado antes de que **Q** entre en saturación. En el segundo (línea roja) el punto está situado en la zona en el que el elemento regulador sale de saturación después de haber estado saturado, es decir, haber soportado una corriente más elevada de la que le exige el funcionamiento como regulador de tensión.

Ambos puntos de decisión son inadecuados. El primero debe estar situado siempre antes de que **Q** alcance el máximo de disipación. De este modo, no se aprovechan las características del regulador que, como se vemos en la **Figura 5-13** sería capaz de entregar mayor corriente actuando como regulador de tensión y sin sobrepasar un determinado máximo de disipación. En el segundo, la característica de la fuente incluye dos zonas intermedias en la que el **Q** está saturado, y sale de saturación sin que actúe la protección de potencia regulada, circunstancia que puede involucrar corriente de salida excesiva que no es aprovechada por caer fuera de la zona de regulación de tensión.

En cambio, el punto de decisión se desplazará hacia la izquierda si la tensión de entrada aumenta, con lo cual la protección es total si se exceptúa el aumento innecesario de la corriente en el segundo caso.

5.5 – 3: Protección combinada. Potencia y corriente limitada

La protección por corriente limitada exige un fuerte aumento de la disipación en **Q** y la protección por disipación de potencia regulada puede involucrar corrientes excesivas o infrautilizar¹⁹ **Q**. La combinación de las dos protecciones nos permite sortear los inconvenientes de ambas. La **Figura 5-18** muestra cómo se organiza una protección combinada de corriente y potencia limitada. Utilizamos en este caso tres circuitos de control y una compuerta «OR» de tres entradas.

El diagrama tensión vs corriente que obtenemos es el de la **Figura 5-19a** cuidando que la potencia regulada sea siempre superior a la máxima en funcionamiento normal (**Figura 5-19b**).

¹⁹ «Infrautilizar» es utilizar algo por debajo de las especificaciones para las que fue creado.

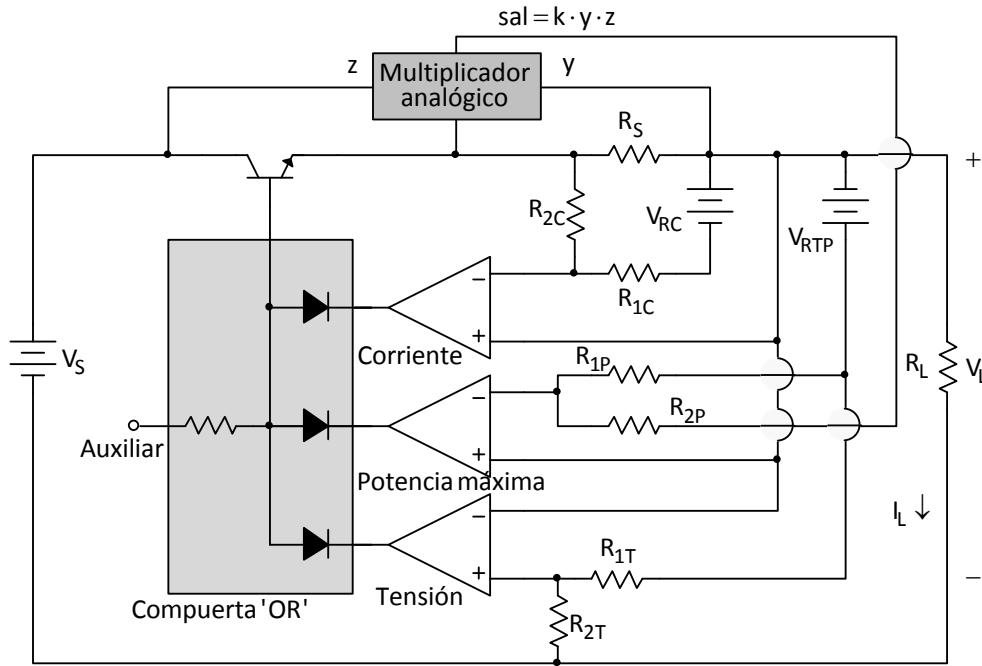


Figura 5-18: Circuito básico de un regulador lineal en serie en el que se limitan la corriente de salida máxima y la potencia máxima del elemento regulador en serie.

Este tipo de protección tiene el mejor «rendimiento constructivo» ya que exige un sobredimensionado del elemento **Q** apenas superior al necesario en funcionamiento normal como regulador de tensión. Por el contrario, el control es más complicado. Nos proporciona además una protección total, pues incluye la aplicación de tensiones de entrada superiores a la prevista. En este último caso, la máxima corriente de salida del regulador es tanto más reducida cuanto mayor es la sobretensión de entrada ([Figura 5-19c](#)).

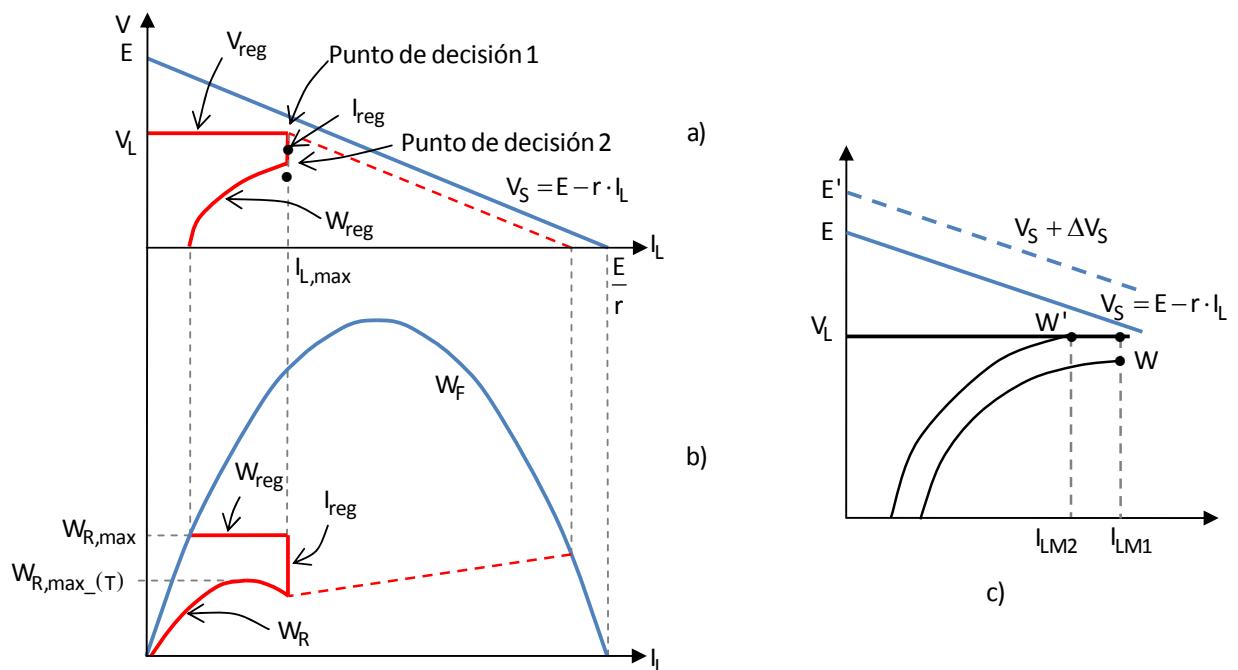


Figura 5-19: Alimentación con un regulador de tensión lineal en serie en el que se limitan la corriente de salida máxima y la potencia en el elemento regulador en serie a) gráfica tensión vs corriente y b) potencia vs corriente ($W_{R,max}(T)$ es la $W_{R,max}$ en funcionamiento como regulador de tensión (normal)). c) Gráfica de tensión vs corriente de un regulador lineal en serie con corriente y potencia limitadas en la que se aprecia el efecto a la salida de un exceso de tensión de entrada no previsto. (Los puntos • son puntos de decisión).

El regulador de tensión lineal en serie con Zener y AO de la [Figura 5-9](#) es bastante común para diferentes usos, por eso presentamos a continuación dos protecciones para este circuito: la limitación de corriente constante y la limitación con reducción de corriente.

5.5 – 4: Limitación de corriente²⁰

Si en el circuito de la [Figura 5-9](#) accidentalmente se unen los terminales de la carga, la corriente que la atraviesa crecerá aproximándose a infinito, destruyendo el transistor de paso y también algún que otro diodo en la fuente de alimentación no regulada que alimenta el regulador serie. Para prevenir esta situación, la alimentación regulada incluye normalmente alguna forma de regulación de corriente.

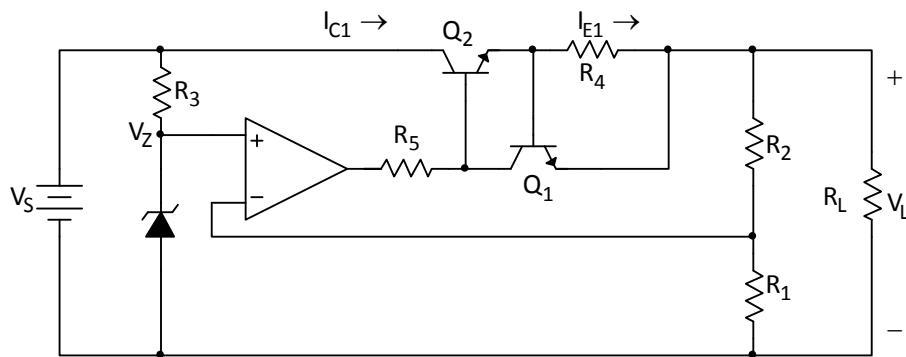


Figura 5-20: Regulador en serie con limitación de corriente.

La [Figura 5-20](#) muestra una forma de limitar la corriente de carga a valores seguros. R_4 es una resistencia pequeña llamada «resistencia para limitación de corriente». Como la corriente de carga tiene que atravesar R_4 , la resistencia para limitación de corriente produce la tensión V_{BE1} . Identificamos tres zonas dependiendo de este valor de V_{BE1} .

- **$V_{BE1} < 0,6\text{V}$:** aquí la corriente I_L atraviesa R_4 y produce en ella una caída de tensión menor a **0,6 [V]**, como esta tensión es la misma que la tensión de base-emisor de Q_1 (V_{BE1}), éste está en corte y el regulador funciona normalmente. La [Figura 5-21](#) ilustra a V_L vs I_L , cuando la corriente en la carga es pequeña, la tensión de salida permanece constante hasta un valor de V_{BE1} aproximadamente igual a **0,6 [V]**.
- **$0,6\text{V} < V_{BE1} < 0,7\text{V}$:** cuando la corriente de carga llega a un valor tal que V_{BE1} se encuentre entre **0,6** y **0,7 [V]**, Q_1 se pondrá en conducción. La corriente de colector de Q_1 circulará por R_5 , esto disminuye V_{BE2} , lo que reduce V_L e I_L . Esto lo vemos en la [Figura 5-21](#) entre los dos círculos negros, la tensión en la carga comienza a disminuir hasta llegar a cero, que es el punto correspondiente al corto.
- **$0,7\text{V} < V_{BE1}$:** esta zona representa el cortocircuito en la carga. Q_1 ya se encuentra plenamente activado y conduce fuertemente provocando una caída de tensión en $V_{BE2} \approx 1,4\text{ [V]}$ (las dos tensiones V_{BE} están conectadas a tierra). La corriente que

²⁰ (Malvino, 2000) p. 1020.

atraviesa el transistor de paso típicamente está limitada a $I_{L,max}$. Aunque puede variar ligeramente dependiendo de las características de los transistores. En este punto $V_L=0$ y desaparece la regulación.

Podemos ver entonces que, variando R_4 establecemos diferentes límites a $I_{L,max}$, la cual será

$$I_{L,max} = \frac{V_{BE1}}{R_4} \quad (5-1)$$

La resistencia R_5 se añade pues la impedancia de salida del AO es muy baja ($\approx 75 \Omega$). Sin R_5 , el transistor Q_1 no tiene la suficiente ganancia en tensión para producir una limitación de corriente. Debemos darle a R_5 un valor lo suficientemente grande como para producir una ganancia en tensión en el transistor limitador de corriente, pero no tan elevada como para impedir que el AO excite al transistor de paso (Q_2). R_5 varía típicamente entre **100 y 1000 [Ω]**.

La contra de este es que en caso de cortocircuito en la salida, la potencia P_{C2} disipada por Q_2 puede ser elevada, dado que prácticamente toda la tensión V_S (para $V_S \gg V_{BE}$) se aplica entre colector y emisor de Q_2 ($V_S \approx V_{CE2}$). La potencia P_{C2} está dada por

$$P_{C2} = (V_S - V_{BE1}) I_{L,max}$$

Por más que no se superen las especificaciones máximas del transistor ($I_{c,max}$, $V_{ce,max}$ y $P_{c,max}$) esta protección no garantiza el funcionamiento seguro del mismo. Para ello debemos recurrir a la grafica SOA del transistor y verificar el desempeño para todas las condiciones de riesgo posibles. Es por esto que este tipo de protección la vamos a usar cuando la corriente de salida de cortocircuito sea pequeña; para valores más grandes usaremos la protección de corriente regresiva (foldback).

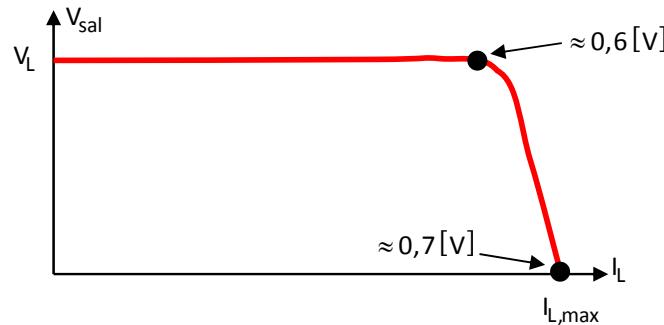


Figura 5-21: Gráfico de V_L vs I_L con un limitador de corriente simple.

5.5 – 5: Limitación con reducción de corriente (foldback)²¹

²¹ (Malvino, 2000) p. 1022.

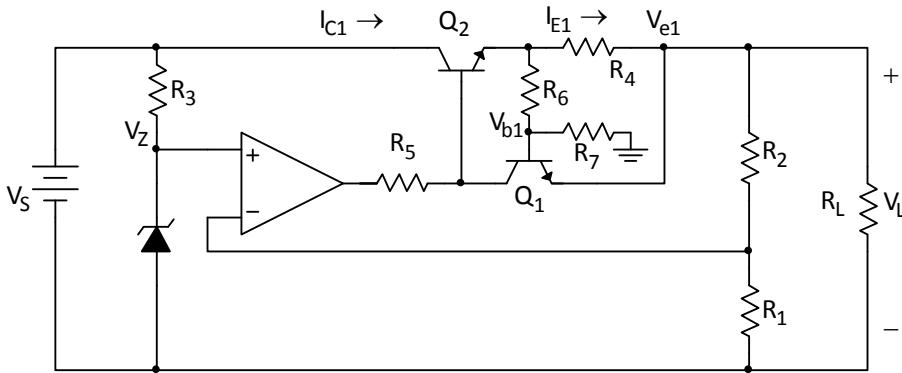


Figura 5-22: Regulador en serie con limitación de reducción de corriente.

Para evitar una disipación de potencia excesiva en el transistor de paso (problema que teníamos en el caso anterior) debemos añadir una limitación con reducción de corriente (*foldback current limiting*) como el de la [Figura 5-22](#). En lugar de ir directamente hacia V_{BE1} (como en el caso anterior), la tensión en R_4 alimenta un divisor de tensión (R_6 y R_7) que excita la base de Q_1 . En la mayor parte del rango de I_L , tenemos que $V_{b1} < V_{e1}$, lo cual implica que $V_{BE1} < 0$ y Q_1 estará en corte.

Cuando I_L supere cierto valor, V_{b1} empezará a ser mayor que V_{e1} . Cuando V_{BE1} esté entre **0,6** y **0,7 [V]**, comenzará la limitación de corriente. A partir de este punto, cualquier disminución de R_L provoca que la corriente disminuya también. Como resultado, la corriente en cortocircuito será mucho menor que la corriente sin el limitador.

En la [Figura 5-23](#) muestra cómo la tensión de salida varía con la corriente de carga. La tensión en la carga es constante hasta un valor máximo $I_{L,max}$. En ese momento comienza la limitación de corriente. Cuando R_L disminuye más, I_L se reduce. Cuando aparece un cortocircuito en los terminales de R_L , la corriente en la misma vale I_{SL} . La principal ventaja de la limitación de corriente foldback es la disminución de la disipación de potencia en el transistor de paso cuando accidentalmente hay un corto en R_L .

La disipación de potencia del transistor bajo condiciones de máxima carga es

$$P_D = (V_S - V_L) I_{L,max}$$

La disipación de potencia bajo cortocircuito de la carga es

$$P_D \approx V_S I_{SL}$$

Los demás parámetros serán

$$V_L = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) V_Z \quad I_{SL} = \frac{V_{BE}}{K \cdot R_4} \quad I_{L,max} = I_{SL} + \frac{(1-K)V_L}{K \cdot R_4}$$

donde $K = R_7 / (R_7 + R_6)$.

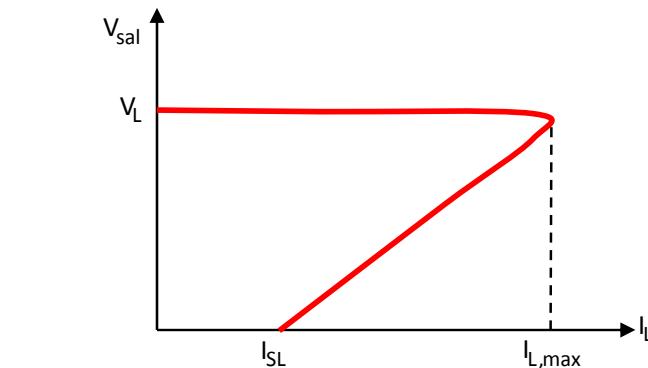


Figura 5-23: Gráfico V_L vs I_L con limitador de corriente foldback.

6 – REGULADORES LINEALES EN PARALELO²²

Como dijimos, usamos el regulador en paralelo cuando la pérdida de potencia involucrada no es importante, como en el caso de las fuentes de referencia de tensión con diodo Zener. Es por esto que los reguladores que veremos a continuación llevan un diodo Zener (además de la resistencia auxiliar R_S).

6.1 – Con un Zener

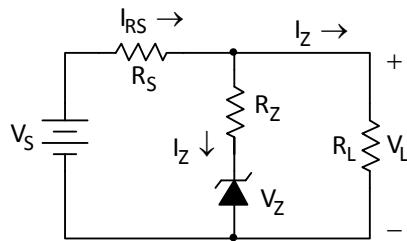


Figura 6-1: Regulador de tensión lineal en paralelo, con diodo Zener.

El regulador paralelo con diodo Zener ([Figura 6-1](#)) posee una baja regulación de carga, por lo que se limita su uso a dar una referencia de tensión en reguladores más complejos.

La resistencia auxiliar R_S soporta el exceso de tensión ($V_s - V_L$) que proporciona V_s limitando la corriente a un valor máximo establecido a partir de la máxima corriente I_{ZM} que puede soportar el Zener. La corriente que no circula por R_L , lo hará por el elemento regulador, manteniendo la suma $I_{RS} = I_Z + I_L$ siempre constante, y así evitar que las variaciones de R_L se reflejen en V_s .

Para que el regulador Zener pueda mantener constante V_L , el diodo debe permanecer en la zona de ruptura en todas las condiciones de funcionamiento (zona comprendida entre I_{ZK} e I_{ZT} en la [Figura 4-4](#)), es decir, debe haber corriente por el Zener para todos los puntos dentro de los rangos $V_s \pm \Delta V_s$ y $I_L \pm \Delta I_L$. Para esto, R_S debe ser tal que haga circular un mínimo de corriente por el diodo para permitirle trabajar siempre en su zona de ruptura.

Si consideramos $R_Z=0$ entonces se cumple

$$V_s = I_{RS} R_S + V_Z = (I_Z + I_L) R_S + V_Z$$

Respecto a la estabilidad del regulador, hay dos parámetros que influyen en V_L : el ripple de V_s y la variación ΔI_L . Para determinar el efecto del ripple de V_s en V_L debemos considerar $\Delta I_L=0$, entonces ΔV_L será

²² (Malvino, 2000) p. 995.

$$\Delta V_L = \frac{(R_Z \parallel R_L) \cdot \Delta V_S}{R_Z \parallel R_L + R_S}$$

Para hallar ΔV_L debido a ΔI_L suponemos $\Delta V_S = 0$, entonces

$$\Delta V_L = (R_Z \parallel R_L) \cdot \Delta I_L$$

Por último, la resistencia de salida del regulador viene dada por

$$R_{\text{sal}} = R_S \parallel R_Z$$

6.2 – Con un Zener y un transistor

Para grandes corrientes de carga, la regulación de carga de un regulador Zener del punto anterior empeora (aumenta) debido a que el cambio de la corriente a través de la resistencia de Zener puede cambiar significativamente V_L . Una manera de mejorar la regulación de carga en este caso es agregando un transistor al circuito, como en la figura. Entonces V_L será

$$V_L = V_Z + V_{BE}$$

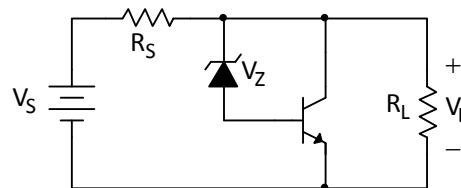


Figura 6-2: Regulador de tensión lineal en paralelo, con diodo Zener y un transistor.

Si V_L intenta subir, este aumento es transmitido a través del diodo a la base del transistor. Esta tensión alta en la base del transistor produce mayor corriente de colector a través de R_S . La tensión cae a lo largo de la misma compensando los aumentos de V_L . Inversamente, funciona para el caso de un intento de disminución de V_L .

Tensión de salida mayor

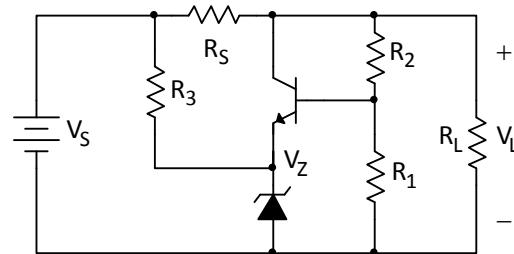


Figura 6-3: Regulador de tensión lineal en paralelo, con un Zener y un transistor (configuración para mayor salida de tensión).

Para obtener mayor tensión de salida, podemos usar el circuito de la **Figura 6-3**. Este circuito usa el coeficiente para bajas temperaturas de tensión Zener (entre 5 y 6 [V]). La V_L regulada tendrá más o menos el mismo CT que el diodo, pero la tensión será mayor.

La realimentación negativa es similar a la del regulador anterior. Cualquier intento de cambio en V_L es realimentado al transistor, el cual compensará a su salida casi com-

pletamente este cambio. El resultado es una V_L que cambia mucho menos que si no tuviera realimentación negativa. La tensión en la base será la suma $V_B = V_Z + V_{BE}$ y su relación con V_L es como la de un divisor resistivo, por lo que podemos decir que

$$V_L = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)(V_Z + V_{BE}) \quad (6 - 1)$$

Esto es una aproximación, dado que consideramos la corriente en la base del transistor igual a cero. Para mantener el rendimiento del regulador al nivel más alto posible, normalmente debemos poner R_1 y R_2 mucho mayores que R_L .

La desventaja de este regulador es que cualquier cambio en V_{BE} se trasladará a V_L . Aunque útil para aplicaciones sencillas, este regulador puede ser mejorado; así podemos usar, por ejemplo, el siguiente regulador.

6.3 – Con un Zener y un AO (realimentación negativa alta)

Una forma de reducir el efecto de V_{BE} sobre V_L es con un regulador como el de la **Figura 6-4**. El diodo Zener mantiene la entrada inversora (V_N) del AO a una tensión constante. El divisor de tensión formado por R_1 y R_2 muestrea la tensión en la carga e introduce una tensión de realimentación en la entrada no inversora (V_P). La salida del AO excita la base de Q . Debido a la realimentación negativa, la tensión de salida se mantiene casi constante a pesar de los cambios de la red y de la carga.

Por ejemplo, si V_L trata de aumentar, la señal de realimentación en V_P aumenta. La salida del AO excita la base más fuertemente y aumenta la corriente de colector. Esta corriente, que es la misma que atraviesa R_S , provoca una gran tensión en los bornes de la misma; lo que compensa el intento de aumento de V_L . Sucede una corrección similar cuando la tensión de carga trata de disminuir. En resumen, cualquier intento de cambio en V_L es compensado por la realimentación negativa.

La gran ganancia de tensión del AO elimina el efecto de V_{BE} de la ecuación (6 – 1). Por ello, la tensión en la carga viene dada por

$$V_L = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)V_Z$$

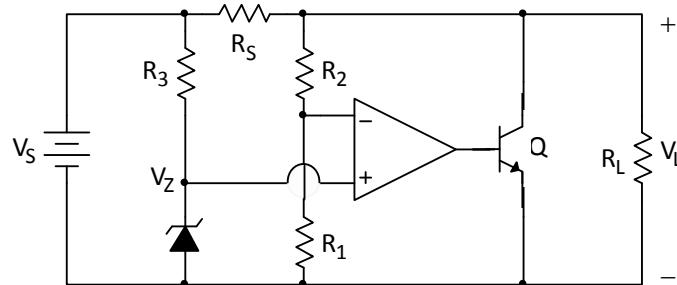


Figura 6-4: Regulador de tensión lineal en paralelo con realimentación negativa alta.

Una ventaja de los reguladores en paralelo es que son hechos con protección contra cortocircuito. Por ejemplo, si deliberadamente se ponen en cortocircuito los terminales de la carga del circuito anterior, ninguno de los componentes resulta dañado.

Todo lo que sucede es que la corriente de entrada aumenta a $I_S = V_S / R_S$, la cual no es suficiente para dañar ningún componente de un regulador en paralelo típico.

7 – REGULADORES LINEALES MONOLÍTICOS²³

Son reguladores lineales integrados en chips, son en serie pues tienen mayor rendimiento que los reguladores en paralelo. Los más usados son los que tienen tres pines: uno para la tensión de entrada sin regular, otro para la tensión de salida regulada y un tercero de toma tierra. Cuando necesitamos alimentar dispositivos que necesitan tensiones simétricas, un AO por ejemplo, usamos reguladores duales; los cuales podemos adquirir ya sea usando reguladores de tres terminales o una sola pastilla de cuatro (o cinco, según contemos o no GND) terminales: tensión de entrada positiva no regulada, tensión de entrada negativa no regulada, tensión de salida positiva regulada y tensión de salida negativa regulada.

Una primera clasificación de los reguladores de tres terminales la hacemos teniendo en cuenta su salida, tendremos así reguladores de salida positiva fija, negativa fija y ajustable. Los de salida fija están ajustados de fábrica para proporcionar tensiones de salida desde los **5** hasta los **24 [V]**. Los de salida ajustable tienen una salida que podemos variar en un rango que van desde los **2** hasta los **40 [V]** aproximadamente.

Otra clasificación que podemos hacer es la siguiente: reguladores estándares, de baja potencia y de baja tensión diferencial.

- Los reguladores integrados **estándar** están diseñados para aplicaciones sencillas y no críticas. Pueden soportar corrientes de más de **1 [A]**, con disipadores de calor.
- Los reguladores integrados **de baja potencia** son adecuados cuando la corriente de carga no supera los **100 [mA]**. Viene en encapsulados del tipo TO-92. No requieren disipadores de calor, así que son prácticos y fáciles de usar.
- Cuando no nos sea posible conseguir tensiones diferenciales (concepto que vemos en la sub-sección siguiente) de valores típicos, usaremos los reguladores **de baja tensión diferencial**. Éstos tienen una tensión diferencial de **0,15 [V]** para corrientes de carga de **100 [mA]** y de **0,7 [V]** para corrientes de carga de **1 [A]**.

Como los reguladores son integrados, nos ocuparemos de analizar un integrado en particular (o una serie en todo caso) para cada caso.

7.1 – Especificaciones de los reguladores de tensión monolíticos²⁴

A continuación, algunos parámetros de los reguladores de tensión que aparecen en las hojas de datos:

²³ (Malvino, 2000) p. 1028.

²⁴ (Robredo Ruiz, 2001) p. 196.

- **Regulación de línea o de red (R_{red}):** es una medida de la capacidad del circuito para mantener la tensión de salida V_o bajo condiciones de variación de la tensión de entrada V_i . Se define como

$$R_{red} \left[\frac{mV}{V} \right] = \frac{\Delta V_o}{\Delta V_i} \quad R_{red} \left[\% \right] = \frac{\Delta V_o / V_o}{\Delta V_i}$$

Estos valores se cumplen para un determinado rango de la tensión de entrada V_i .

- **Regulación de carga (R_{car}):** es una medida de la capacidad del circuito para mantener la tensión de salida V_o aunque cambie la corriente I_L absorbida por la carga. La regulación de la carga está directamente relacionada con la resistencia de salida equivalente del circuito y se define como

$$R_{car} \left[\frac{mV}{mA} \right] = \frac{V_o|_{R_L=0} - V_o|_{R_L=R_{L,max}}}{\Delta I_L} \quad R_{red} \left[\% \right] = \frac{\frac{V_o|_{R_L=0} - V_o|_{R_L=R_{L,max}}}{V_o|_{R_L=0}}}{\Delta I_L}$$

Al igual que con la R_{red} , estos se cumplen para un determinado rango de I_L .

- **Tensión de referencia (*Reference voltage*):** es la tensión de referencia del regulador utilizada para ajustar la tensión de salida.
- **Corriente de ajuste (*Adjustment pin current*):** es la corriente de salida por el terminal ADJUSTMENT.
- **Corriente de salida mínima (*mimum output current*):** es la corriente mínima de salida por el terminal OUT. Esta corriente debe ser asegurada para el correcto funcionamiento del regulador de tensión.
- **Corriente de salida máxima (*current limit*):** es la máxima corriente de salida que puede proporcionar el regulador antes que se active el circuito de protección.
- **Tensión diferencial entrada-salida mínima (*Dropout voltage, V_r-V_o*):** es la mínima diferencia de tensión entre la entrada y la salida para que el circuito sea capaz de regular la salida dentro de las especificaciones. Por ejemplo, si un regulador que entrega una salida regulada de **8 [V]** y el voltaje de entrada que hace que la salida cumpla con las especificaciones es de **10 [V]** en adelante, entonces el dropout será de **2 [V]**.
- **Tensión máxima diferencial entrada-salida (*Input-output voltage differential*):** vendría a ser como el dropout pero máximo. Es el máximo valor que la diferencia V_i-V_o puede tomar.

Con respecto al rechazo al rizado de un circuito integrado regulador de tensión, el mismo es alto, desde **65 a 80 [dB]**. Esto es una ventaja pues no son necesarios los grandes filtros LC en la fuente de alimentación para evitar el rizado. Todo lo que necesitamos es un filtro capacitivo de entrada para reducir el rizado pico a pico sobre el **10%** de la tensión de salida sin regular de la fuente de alimentación.

7.2 – Reguladores de tres terminales

7.2 – 1: De salida fija (series LM78XX y LM79XX)

La serie LM78XX

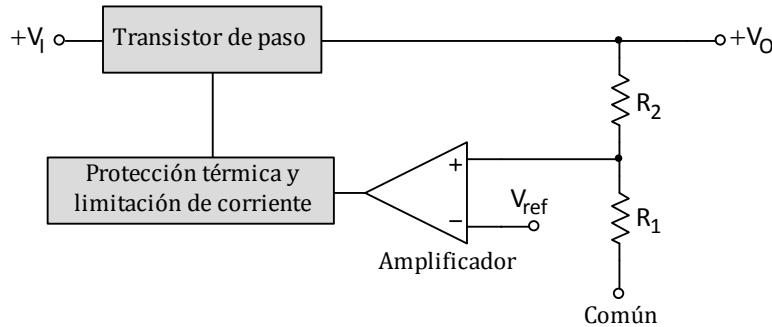


Figura 7-1: Diagrama de bloques de un regulador integrado de tres terminales.

La serie LM78XX está compuesta por reguladores de tensión típicos de tres terminales. El XX significa el valor de voltaje de salida regulada (05, 06, 08, 10, 12, 15, 18 o 24). La **Figura 7-1** muestra el diagrama de bloques funcional para los dispositivos de la serie 78XX. Una tensión de referencia V_{ref} incluida en él alimenta la entrada no inversora del amplificador, la regulación de tensión es parecida a la estudiada anteriormente. Un divisor de tensión compuesto por R_1 y R_2 muestran $+V_O$ y devuelven una tensión de realimentación a la entrada inversora de un amplificador de ganancia alta. La tensión de salida viene dada por

$$V_O = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) V_{ref}$$

Donde V_{ref} es equivalente a la tensión Zener de los casos anteriores. Las resistencias R_1 y R_2 son internas al CI y están reguladas de fábrica para conseguir las distintas tensiones de salida (de 5 a 24 [V]) de la serie 78XX. La tolerancia de la tensión de salida es de $\pm 4\%$.

El transistor de paso soporta corrientes de carga de hasta 1 [A], siempre que cuente con el disipador de calor adecuado. Incluye también una protección térmica y limitación de corriente. La protección térmica deja fuera de servicio al CI cuando la temperatura interna se eleva demasiado, más o menos a los 175 [°C].

Regulador fijo

Con cualquier regulador de la serie LM78XX podemos armar un regulador de tensión fijo. La **Figura 7-2a** muestra un LM7805 conectado como un regulador de tensión fijo. El pin 1 es la entrada, el pin 3 la salida y el 2 la toma tierra. El LM7805 tiene una tensión de salida de +5 [V] y una corriente de carga máxima de 1 [A]. La regulación de carga típica es de 10 [mV] para una corriente de carga entre 5 [mA] y 1,5 [A]. El LM7805 es una fuente de tensión muy estable para todas las cargas en este rango de corriente.

Cuando un CI está conectado a unos cuantos centímetros del filtro capacitivo de la fuente de alimentación no regulada, la inductancia de los terminales de conexión pue-

de producir oscilaciones dentro del integrado. Es por esto que el fabricante recomienda usar un condensador de desacoplo C_1 en el pin 1 (**Figura 7-2b**). Para mejorar la respuesta transitoria de la V_O regulada, algunas veces nos conviene usar un condensador de desacoplo C_2 . La hoja de datos de la serie LM78XX sugiere $C_1=0,22\text{ }\mu\text{F}$ y $C_2=0,1\text{ }\mu\text{F}$.

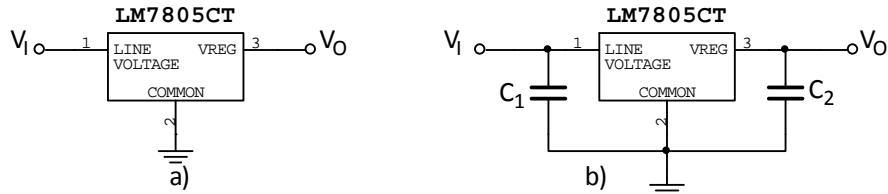


Figura 7-2: a) Uso de un 7805 para regular tensión y b) con condensadores a la entrada y salida.

7.2 – 2: De salida ajustable (LM317)

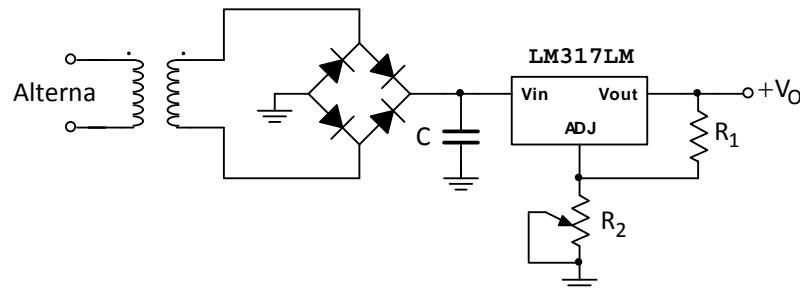


Figura 7-3: Uso de un LM317 para regular la tensión de salida.

Algunos reguladores integrados (LM317, LM337, LM338 y LM350) son ajustables. Tienen corrientes de carga máximas que van desde **1,5** a los **5 [A]**. Por ejemplo, el LM317 es un regulador de tensión positiva de tres terminales que puede proporcionar **1,5 [A]** de corriente de carga sobre un rango de tensiones de salida ajustables de **1,25** a **37 [V]**. El rechazo al rizado es de **80 [dB]**. Es decir que el rizado en la entrada es 10.000 veces mayor que a la salida del regulador integrado.

De nuevo, el fabricante especifica la regulación de red y de carga para un intervalo determinado. Por ejemplo, la hoja de datos del LM317 especifica

$$R_{car} = 0,3\% \text{ para } I_L \text{ desde } 10\text{ [mA]} \text{ hasta los } 1,5\text{ [A].}$$

$$R_{red} = 0,2\% \text{ por voltio.}$$

Como la tensión de entrada es ajustable entre **1,25** y **37 [V]**, tiene sentido especificar la regulación de carga como un porcentaje. Por ejemplo, si V_O regulada es de **10 [V]**, la R_{car} indica que V_O permanecerá al **0,3%** de **10 [V]** (es decir **30 [mV]**) cuando I_L cambie de **10 [mA]** a **1,5 [A]**. Bastante estable.

La **Figura 7-3** muestra una fuente de alimentación sin regular alimentando un LM317. La hoja de datos arroja la siguiente ecuación para la tensión de salida

$$V_O = \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) V_{ref} + I_{ADJ} R_2$$

$V_{ref}=1,25\text{ [V]}$ e $I_{ADJ}=50\text{ }\mu\text{A}$ típicamente. I_{ADJ} es la corriente que atraviesa el pin intermedio. Como esta corriente puede variar debido a muchos factores, como diseña-

dores debemos hacer el primer término de la ecuación anterior mucho mayor que el segundo. Tenemos entonces

$$V_O \approx \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) 1,25$$

7.3 – Fuentes reguladas simétricas (duales)

Este tipo de reguladores tienen dos salidas: una positiva y una negativa. Por ende tienen también, una entrada positiva y otra negativa (no reguladas). Dichos reguladores intentan mantener regulada no sólo las tensiones de salida sino que cuando varíen, lo hagan de la misma manera. Podemos obtener las salidas reguladas a partir de reguladores como los vistos anteriormente o en una sola pastilla con dos salidas.

7.3 – 1: A partir de dos reguladores fijos

La serie LM79XX

La serie LM79XX es un grupo de reguladores de tensión fija negativa, similar a la serie LM78XX pero con tensiones negativas con tensiones negativas. También incluye el limitador de corriente y la protección térmica, y el excelente rechazo al rizado.

Reguladores duales con salida fija

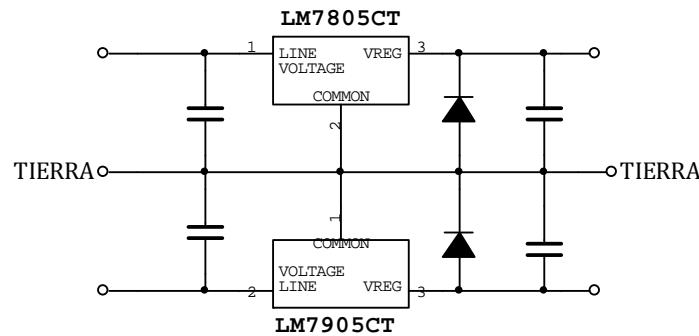


Figura 7-4: Circuito básico de un LM7805 y un LM7905 para obtener una salida simétrica.

Combinando un LM78XX y un LM79XX, como muestra la [Figura 7-4](#), podemos regular la salida de una fuente de alimentación simétrica. El LM78XX regula la salida positiva y el LM79XX la negativa. Los condensadores de entrada evitan oscilaciones y los de salida mejoran la respuesta transitoria. Las hojas de datos recomiendan agregar dos diodos para asegurar que ambos reguladores entren en conducción con cualquier condición de funcionamiento.

7.3 – 1: Con seguimiento (Tracking)

Los reguladores de tensión duales con seguimiento (*dual tracking regulators*) proporcionan doble tensión de salida, idóneas para alimentar OA, convertidores, etc. Las dos tensiones de salida son iguales en magnitud y polaridad opuesta y mantienen su simetría para diferentes requerimientos de carga. Un ejemplo es el popular RC4195 de Raytheon con una tensión de salida de ± 15 [V].

El regulador RC4195

El RM/RC4195 es un regulador de doble polaridad de seguimiento diseñado para proporcionar equilibrio en las tensiones de salida de **±15 [V]** y unas corrientes de salida hasta los **100 [mA]**. El regulador está diseñado para ser de fácil aplicación. Sólo necesitamos dos componentes externos para su correcta operación: dos condensadores de **10 [μF]**). El dispositivo está disponible en cuatro tipos de paquetes para adaptarse a diversas aplicaciones que requieren economía, alta potencia, entre otros factores. La **Figura 7-5** muestra el esquema interno de este regulador y algunas aplicaciones elementales.

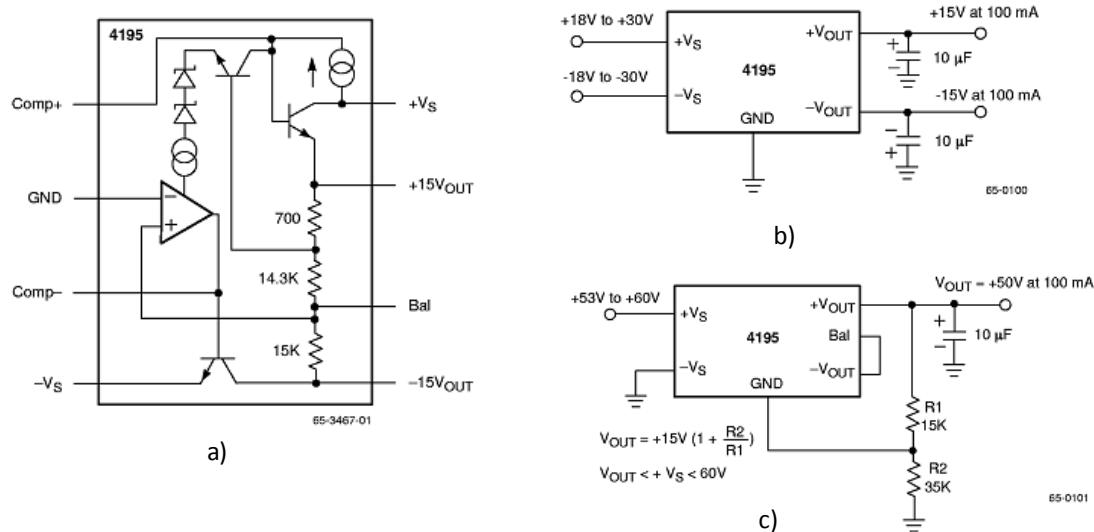


Figura 7-5: a) Esquema interno del RC4195, b) aplicación básica con salida simétrica y c) salida positiva simple.

8 – REGULADORES CONMUTADOS A FRECUENCIA PROPIA²⁵

Los reguladores son un tipo de convertidores CC-CC, pues transforman tensión continua de entrada en otra tensión de salida continua, superior o inferior. Pero los reguladores conmutados incluyen también regulación de tensión, típicamente modulación en ancho de pulso controlando el corte y la conducción de un transistor. Con cambios en el ciclo de trabajo, los reguladores conmutados pueden mantener la tensión de salida constante bajo condiciones de variación de la red y la carga.

En los reguladores en serie la potencia disipada en el transistor de paso era aproximadamente la tensión diferencial entrada-salida por la corriente de carga. Es decir, la potencia sobrante se desperdicia en forma de calor. Para potencias de carga superiores a **10 [W]**, los disipadores de calor empiezan a ser voluminosos; y la temperatura en el interior de los equipos, peligrosa.

La mejor solución a este problema son los reguladores conmutados. Con ellos, el transistor de paso comuta entre saturación y corte. Cuando está en corte, la potencia disipada es virtualmente cero. Cuando el transistor se satura, la potencia disipada permanece muy baja, ya que la tensión de saturación del transistor es mucho menor

²⁵ (Bonnin Forteza, 1980) p. 75.

que la tensión diferencial entrada-salida de los reguladores en serie. El rendimiento de estos reguladores está entre el **75** y el **95%**. Debido a esto y a su pequeño tamaño, comienzan a ser extensamente usados.

Hay diferentes configuraciones o arreglos básicos para estos reguladores, estas configuraciones se llaman «topologías» y su uso va a depender del tipo de aplicación. En esta sección veremos las siguientes topologías o tipos de convertidores:

- Convertidor directo (buck);
- Convertidor indirecto, el cual se subdivide en elevador de tensión e inversor de polaridad;
- Convertidor simétrico y
- Convertidor híbrido.

La segunda parte de la sección está dedicada al control de las fuentes conmutadas.

8.1 – Tipos de convertidores

8.1 – 1: Convertidor directo (Buck)

El convertidor directo (**Figura 8-1a**), consta de un elemento interruptor estático (normalmente un transistor, al que de aquí en adelante llamaremos **Q**) puesto en conducción a intervalos de duración variable y un sistema de filtrado que elimina las componentes alternas introducidas, obteniéndose la media de los impulsos de conducción que se aplican a la carga (R_L). Necesitamos que la tensión de salida sea nula cuando **T** esté bloqueado (tiempo al cual llamaremos t_{off}), es por eso usamos un elemento de autoinducción (al que llamaremos **L**) a la entrada, pues un condensador se cargaría en los tiempos de encendido (t_{on}) y se descargaría en los de apagado. La forma de onda de salida es rectangular. Este filtro necesita de un diodo **D** que permita la circulación de la corriente almacenada en el inductor durante t_{on} .

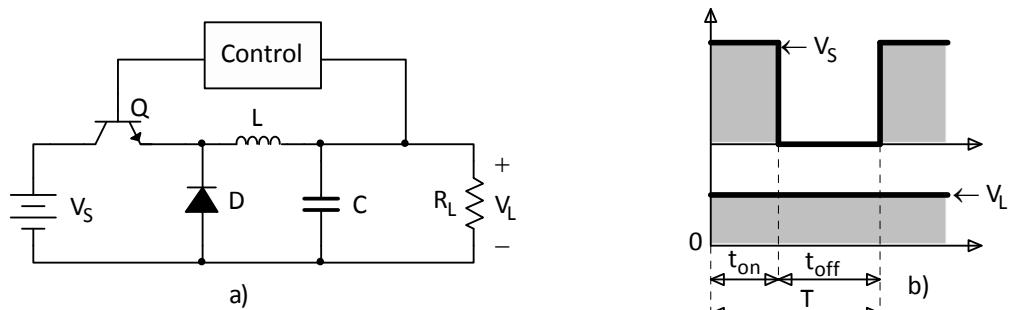


Figura 8-1: Convertidor directo (buck) **a)** circuito básico y **b)** tensiones de entrada y salida.

De la **Figura 8-1b**, igualando las áreas correspondientes de la carga y de la conducción del interruptor en un ciclo **T**, tenemos que

$$V_S \cdot t_{on} = V_L \cdot T \quad (7 -)$$

Donde **V_S**: tensión primaria de entrada

V_L: tensión de salida

T: período de oscilación

Definimos el parámetro δ como la relación entre el tiempo de conducción del interruptor y el periodo, básicamente se trata del ciclo de trabajo. Es decir que

$$\delta = \frac{t_{on}}{T} = \frac{t_{on}}{t_{on} + t_{off}}$$

entonces la ecuación (7 – 1) nos queda

$$V_i \cdot \delta \cdot T = V_o \cdot T \quad (7 - 1)$$

Como el rango de δ va desde **0** a **1**, entonces $V_L \leq V_s$.

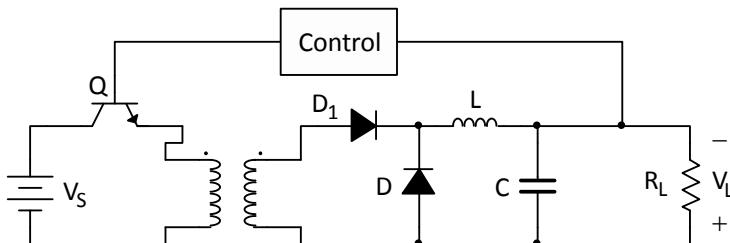


Figura 8-2: Convertidor directo que usa un transformador.

Con un transformador elevador podemos obtener tensiones superiores a la de entrada, además de las características antes mencionadas. La expresión de la tensión de salida, sabiendo que N es la relación de transformación, es

$$V_L = V_s \cdot \delta \cdot N \quad (7 - 2)$$

8.1 – 2: Convertidor indirecto

Aquí, la energía procedente de V_s que es conducida por **Q**, es previamente almacenada en un **L** para ser vertida hacia la carga. Almacenamiento que se produce durante t_{on} . En t_{off} , la energía acumulada es vertida a la carga después de ser filtrada. En este tipo de convertidor V_L puede ser mayor o menor que V_s sin usar necesariamente transformadores. Podemos encontrar dos configuraciones básicas diferentes: el «convertidor inversor de polaridad» y el «convertidor elevador de tensión».

Convertidor indirecto inversor de polaridad

Este tipo de convertidor se muestra en la **Figura 8-3a**, aquí el diodo **D** evita que la energía de V_s pase al filtro y a la carga durante t_{on} , obligando a V_s a circular por **L**. Este mismo **D** permite también que en t_{off} , la energía acumulada en **L** circule por el filtro y la carga. La corriente que hace circular en t_{off} es inversa a la que por él (elemento de autoinducción) circula en t_{on} (ley de Lenz), es por esto que la polaridad de V_L es la inversa que la de V_s . El filtro se compone de un condensador **C** de entrada, ya que su trabajo consiste en recibir la energía previamente almacenada en **L**. Aquí **C** debe ser capaz de mantener la tensión y corriente de salida cuando **L** no entregue energía a la salida, en el caso anterior era **L** quien mantenía constante la corriente de salida.

Igualando áreas y sabiendo que entrada y salida se alternan en el tiempo, tenemos

$$V_s \cdot t_{on} = V_L \cdot t_{off}$$

$$\frac{V_S \cdot t_{on}}{T} = \frac{V_L \cdot t_{off}}{T}$$

$$V_S \cdot \delta = \frac{V_L \cdot (T - t_{on})}{T} = V_L - V_L \frac{t_{on}}{T} = V_L (1 - \delta)$$

$$V_L = \frac{V_S \cdot \delta}{1 - \delta}$$

(7 –

De esta ecuación vemos que

$$\begin{array}{ll} V_L < V_S & \text{si } \delta < 0,5, \\ V_L = V_S & \text{si } \delta = 0,5 \\ V_L > V_S & \text{si } \delta > 0,5 \end{array}$$

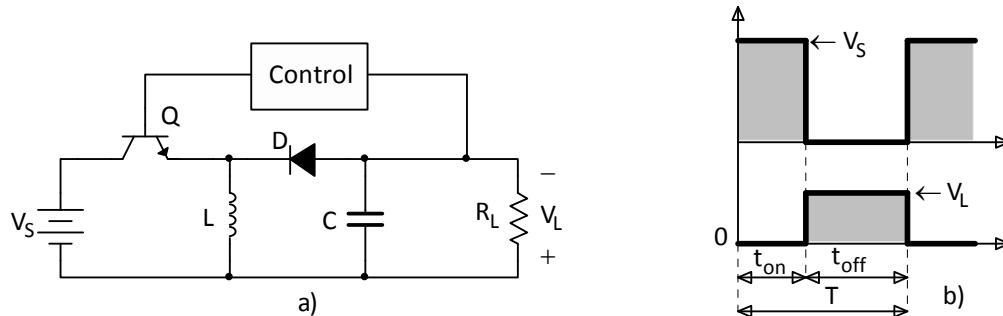


Figura 8-3: Convertido indirecto inversor de polaridad a) circuito básico y b) tensiones de entrada y salida (las áreas no se superponen, V_S actúa durante t_{on} y V_L durante t_{off}).

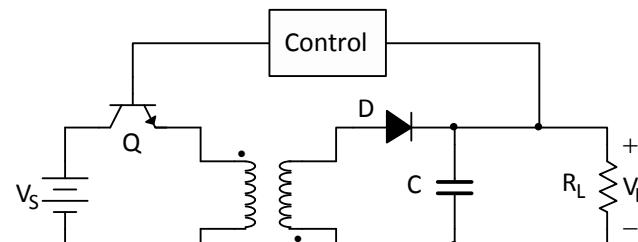


Figura 8-4: Convertidor indirecto inversor de polaridad que usa un transformador.

Con un transformador podemos invertir la polaridad de V_L invirtiendo el sentido de uno de los devanados del transformador, conservando las características descritas antes. Aquí prescindimos de L pues el secundario del transformador hace de elemento de autoinducción. En este caso la ecuación (7 – 4) es

$$V_L = \frac{V_S \cdot N \cdot \delta}{1 - \delta}$$

(7 –

Convertidor indirecto elevador de tensión

Aquí (**Figura 8-5a**), intercambiamos las posiciones relativas de **L** y **Q**. Así, la tensión que provoca **L** durante t_{off}) se suma a V_S , y obtenemos una $V_L > V_S$ y de idéntica polaridad. El diodo evita que la energía retorne hacia V_S debido al aumento de tensión, obligando a la circulación de la energía a través del filtro –que es nuevamente un **C**– y la carga. Aunque V_S entrega energía directamente a la carga, este convertidor es en realidad indirecto, porque la energía que maneja es previamente almacenada.

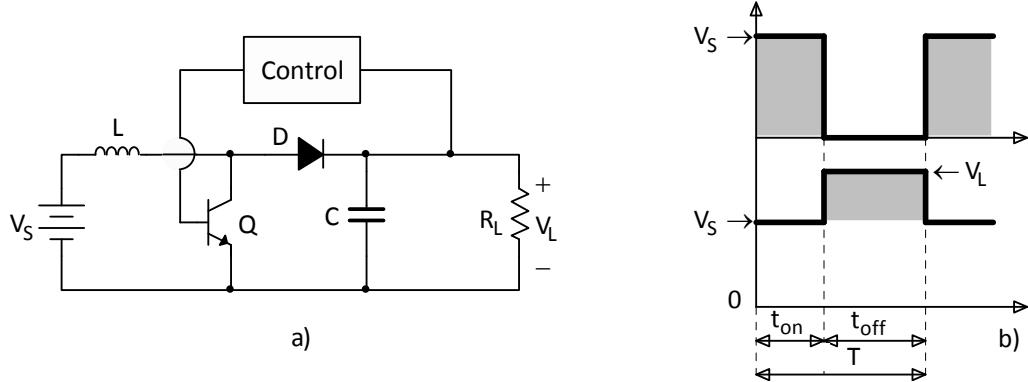


Figura 8-5: Convertidor indirecto elevador de tensión a) circuito básico y b) tensiones de entrada y salida.

De nuevo, igualando áreas, tenemos

$$V_L = \frac{V_S \cdot t_{on}}{t_{off}} + V_S = V_S \left(\frac{t_{on}}{t_{off}} + 1 \right) = V_S \left(\frac{t_{on} + t_{off}}{t_{off}} \right) = V_S \left(\frac{T}{T - t_{on}} \right) = V_S \left(\frac{1}{1 - \frac{t_{on}}{T}} \right) = V_S \left(\frac{1}{1 - \delta} \right) \quad (7-6)$$

Ecuación que confirma que $V_L > V_S$ siempre para todo valor de δ . El uso de un transformador no se justifica porque en ningún caso V_S y V_L estarán aisladas.

8.1 – 3: Convertidor simétrico

En el convertidor simétrico (**Figura 8-6a**) es imprescindible un transformador, ya que en él se combinan dos interruptores estáticos alternándose en oposición de fase y actuando sobre un único circuito de salida. Sin transformador esto no sería posible. Los diodos se usan para combinar adecuadamente las corrientes procedentes de cada interruptor (de cada ciclo) sin que se produzcan interacciones entre ambos. Ambos diodos dan paso a la corriente de en los intervalos de tiempo en que ambos transistores están bloqueados (t_{off1} y t_{off2}).

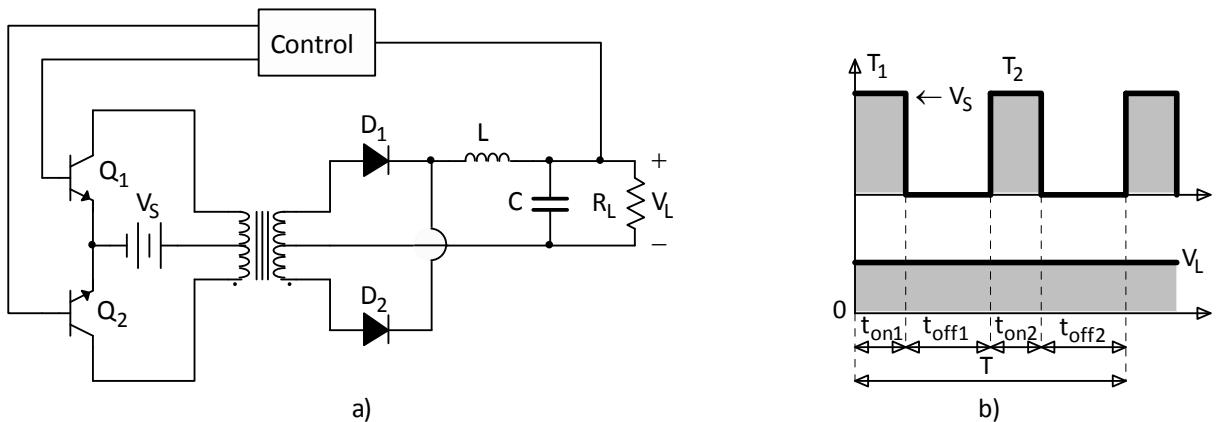


Figura 8-6: Convertidor simétrico a) circuito básico y b) tensiones de entrada y de salida.

Igualando áreas tenemos

$$2 \cdot V_S \cdot t_{on} = V_L \cdot T \rightarrow \therefore V_L = \frac{2 \cdot V_S \cdot t_{on}}{T} = 2 \cdot V_S \cdot \delta$$

Como el transformador es siempre necesario tenemos que

$$V_L = 2 \cdot N \cdot V_S \cdot \delta \quad (7 -$$

Este convertidor simétrico tiene problemas de simetría. En su lugar podemos usar el convertidor directo doble de la [Figura 8-7](#). En este circuito se usan dos transformadores y además un único diodo para derivar la corriente por la **L** cuando ambos **Q** estén bloqueados.

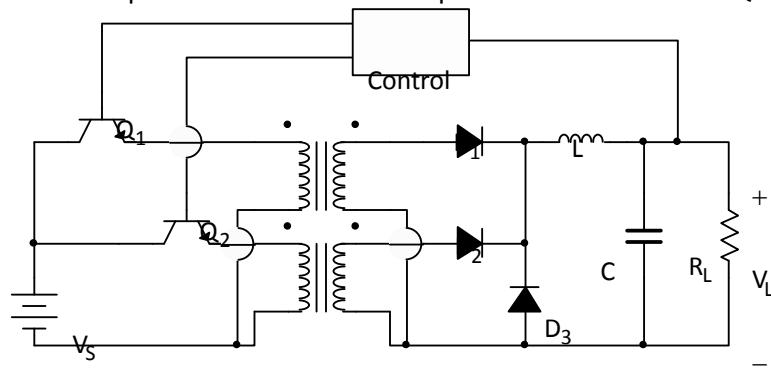


Figura 8-7: Convertidor simétrico variante que usa dos transformadores, llamado convertidor doble directo.

8.1 – 4: Convertidor híbrido

El convertidor híbrido directo-indirecto ([Figura 8-8a](#)) es un caso muy particular de convertidor utilizado en la regulación de la energía entregada a cargas que admiten corriente alterna de cualquier forma de onda y asimétrica (lámparas incandescentes por ejemplo). El circuito es igual al del convertidor indirecto inversor de tensión con la diferencia de que hemos suprimido **D** y **C**. Es decir, en t_{on} la energía que pasa por **Q** va a la carga directamente (al mismo tiempo que se acumula energía en **L**). En t_{off} , **L** entrega la energía almacenada a la carga con polaridad invertida.

Igualando tensiones (prescindiendo de la polaridad y teniendo en cuenta resultante que la parte negativa de la V_L resultante equivale a la V_L de un convertidor indirecto inversor y la positiva a la V_L de un convertidor directo) tenemos el valor medio V_m de la salida

$$V_S \cdot t_{on} + V_L \cdot t_{off} = V_m \cdot T \rightarrow \therefore V_m = \frac{V_S \cdot t_{on} + V_L \cdot t_{off}}{T} = \frac{V_S \cdot \delta \cdot T + V_S \frac{\delta}{1-\delta} (1-\delta) T}{T} = V_S \cdot \delta + V_S \cdot \delta = 2\delta \cdot V_S = V_m \quad (7 - 8)$$

$$\bullet t_{on} = \frac{t_{on}}{T} T = \delta \cdot T$$

$$\bullet t_{\text{off}} = \frac{t_{\text{off}}}{T} T = \frac{T - t_{\text{on}}}{T} T = (1 - \delta) T$$

$$\bullet V_L = V_S \frac{\delta}{1 - \delta}$$

V_L de un convertidor indirecto inversor, ecuación (7-4)

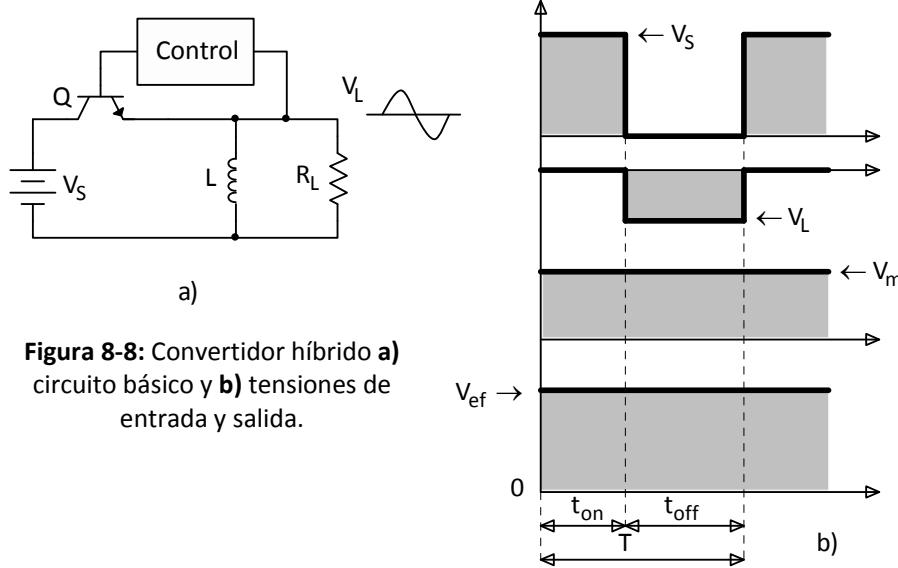


Figura 8-8: Convertidor híbrido a)
circuito básico y b) tensiones de
entrada y salida.

El valor medio (V_m) no sirve cuando trabajamos con corriente alterna, nos conviene usar la tensión eficaz de salida V_{ef} . La obtenemos haciendo lo mismo que antes pero con el cuadrado de las tensiones

$$\begin{aligned}
 V_S^2 \cdot t_{\text{on}} + V_L^2 \cdot t_{\text{off}} &= V_{\text{ef}}^2 \cdot T \\
 \rightarrow \therefore V_{\text{ef}} &= \sqrt{\frac{V_S^2 \cdot t_{\text{on}} + V_L^2 \cdot t_{\text{off}}}{T}} = \sqrt{\frac{V_S^2 \cdot \delta T + V_S^2 \left(\frac{\delta}{1-\delta}\right)^2 (1-\delta) T}{T}} = \\
 &= \sqrt{V_S^2 \cdot \delta + \frac{V_S^2 \delta^2}{1-\delta}} = \sqrt{V_S^2 \left(\delta + \frac{\delta^2}{1-\delta}\right)} = \\
 &= V_S \sqrt{\frac{\delta(1-\delta)}{1-\delta} + \frac{\delta^2}{1-\delta}} = V_S \sqrt{\frac{\delta - \delta^2 + \delta^2}{1-\delta}} = \\
 &\boxed{V_{\text{ef}} = V_S \sqrt{\frac{\delta}{1-\delta}}} \quad (7-
 \end{aligned}$$

Con la adición de un transformador multiplicamos la ecuación (7-9) por N . Debemos tener en cuenta para el control del convertidor el valor eficaz del parámetro controlado para compararlo con la referencia, lo cual implica la conversión a continua de V_{ef} , esta conversión es difícil y de respuesta lenta. En este convertidor también podemos añadir un transformador, en cuyo caso en la ecuación (7-9) deberemos agregar N a la parte derecha de la misma.

8.2 – Control de las fuentes conmutadas a frecuencia propia

Las fuentes conmutadas a frecuencia propia pueden funcionar a frecuencia fija o variable. El control de la fuente viene determinado por el ciclo de trabajo δ . Cualquier tipo de convertidor actúa de manera muy diferente según el tipo de control. Conviene pues, fijar primero la relación entre tensiones y corrientes presentes en el circuito. Como las mismas son en principio constantes (al menos durante un T), las corrientes variaran linealmente respecto del tiempo de acuerdo con la ley de Lenz $V=L \cdot di/dt$. Es decir si L y las tensiones de salida (V_L) y primaria (V_S) son constantes, entonces di/dt será constante. Por último consideramos L de factor de calidad elevado.

- **Frecuencia fija:** la frecuencia f la obtenemos con un generador incorporado al sistema o exterior a él, y que es por lo tanto estable e independiente de las condiciones de trabajo de la fuente. El control actúa directamente sobre δ , es decir opera como un modulador de ancho de pulsos, intercalado entre el amplificador de error y Q . El tamaño y costo de L y C son inversamente proporcionales a f , lo cual implica que mientras más elevada mejor.
- **Frecuencia variable:** las condiciones de trabajo de la fuente determinan la frecuencia de funcionamiento y es por lo tanto variable. Aunque es factible un funcionamiento directo, conviene fijar de antemano algún parámetro directa o indirectamente relacionado con t_{on} . Esto es debido a que con un sistema de control directo, f está determinada según el tipo de convertidor por la saturación de núcleo de L y por lo que somete al interruptor a un funcionamiento forzado.

8.2 – 1: Control con frecuencia fija

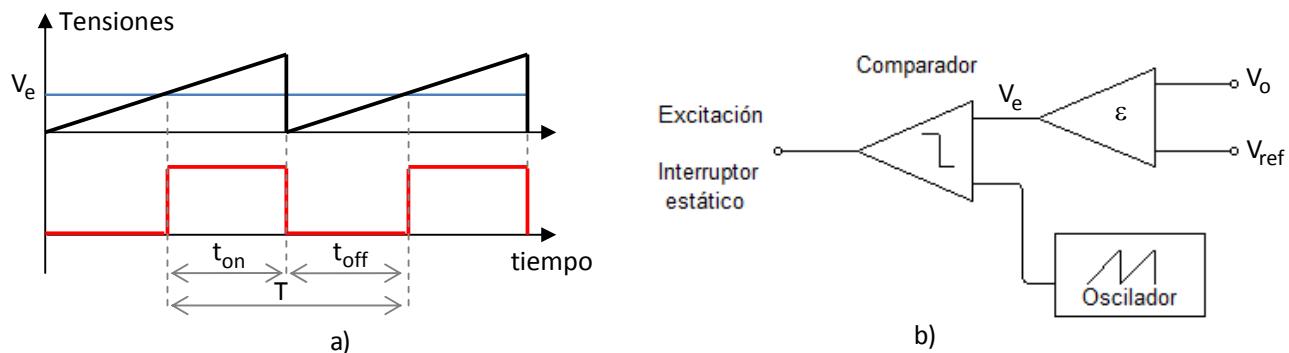


Figura 8-9: a) Formas de onda en función del tiempo en un circuito modulador de ancho de pulsos basado en la comparación entre una forma de onda en diente de sierra ascendente y la tensión de control V_e y b) diagrama de bloques de un control de frecuencia fija para reguladores conmutados a frecuencia propia basado en un modulador por ancho de pulsos.

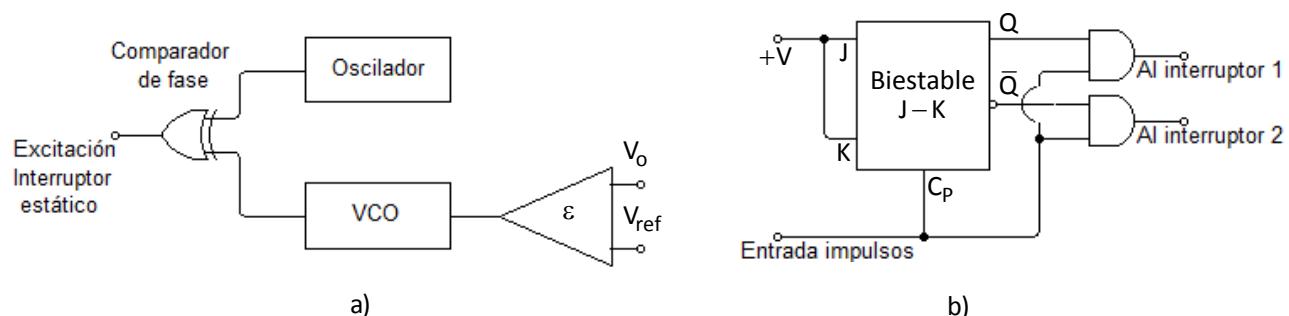


Figura 8-10: a) Diagrama de bloques de un control de frecuencia fija para reguladores conmutados a frecuencia propia, basado en un PLL y b) diagrama de bloques de un circuito separador de impulsos para la excitación de un regulador simétrico.

El circuito de control de una fuente conmutada puede ser un *modulador de ancho de pulsos*²⁶ y lo podemos diseñar mediante la comparación entre una tensión en forma de diente de sierra (o triangular) de la frecuencia de trabajo y la tensión de control (**Figura 8-9a y b**). También podemos usar un *bucle de enganche de fase*²⁷ que efectúa la comparación de fase entre un oscilador de la frecuencia de trabajo y la producida por otro oscilador controlado por tensión (VCO) gobernado por la tensión de control (**Figura 8-10a**).

Cuando el convertidor es simétrico o doble directo, se utiliza un separador de impulsos (**Figura 8-10b**) construido de tal forma que obtengamos dos salidas independientes de impulsos alternados (**Figura 8-11**). Para asegurar que cuando aparezca un impulso de conducción en uno de los conmutadores, el otro haya dejado de conducir, podemos usar un sistema lógico en que se hace intervenir la tensión en el elemento interruptor estático.

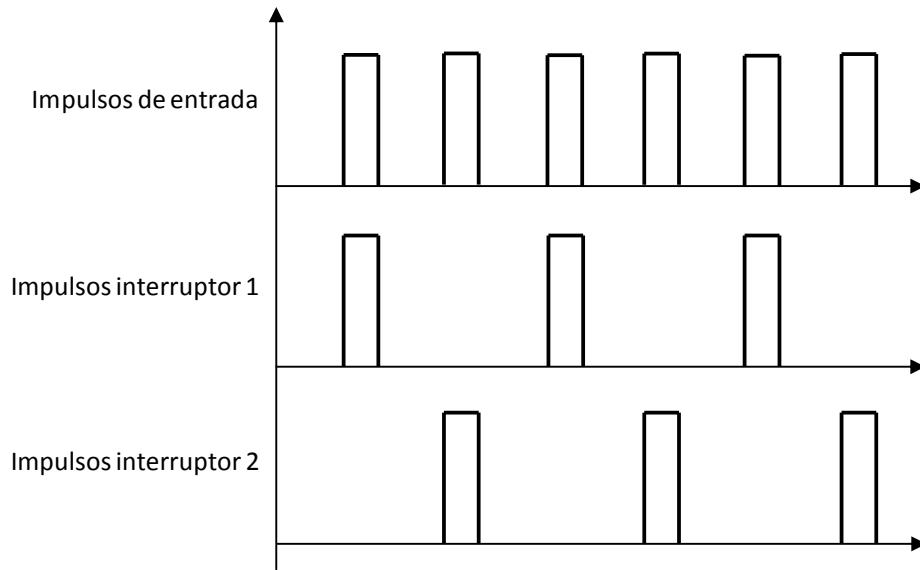


Figura 8-11: Separación alternada de impulsos obtenida con el circuito de la figura anterior.

²⁶ La **modulación por ancho de pulsos** (también conocida como **PWM**, siglas en inglés de *pulse-width modulation*) de una señal o fuente de energía es una técnica en la que se modifica el ciclo de trabajo de una señal periódica (en este caso cuadrada), ya sea para transmitir información a través de un canal de comunicaciones o para controlar la cantidad de energía que se envía a una carga.

²⁷ Los **lazos de seguimiento de fase, bucles de enganche de fase**, o **PLL** (del inglés phase-locked loop) constan de un sistema de control que genera una señal de salida cuya fase está relacionada con la fase de una entrada de «referencia» de la señal.

8.2 – 2: Control con frecuencia variable

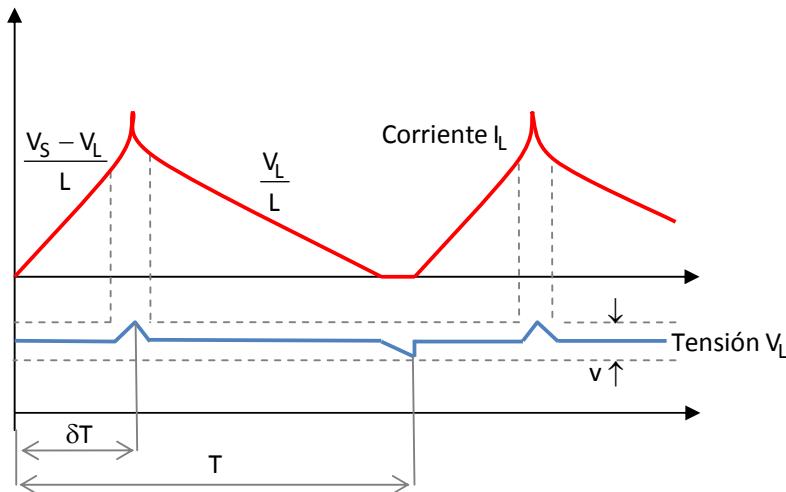


Figura 8-12: Tensión de salida y corriente en la autoinducción en un convertidor directo con control de frecuencia variable de acción directa en las que apreciamos la saturación del núcleo y la sensibilidad del comparador de control.

Con este tipo de control, las corrientes del circuito son triangulares, siempre. El control «decide» directamente las características del ciclo de trabajo atendiendo qué salida comienza a descender, lo cual sucede siempre y cuando la autoinducción vierta toda la energía acumulada, llegando a una corriente nula.

El control no determina de antemano nada y hace que Q deje de conducir cuando V_L supera el valor deseado. Para que V_L suba, alguno de los factores que determinan su pendiente debe variar durante la conducción, ($(V_S - V_L) = L \cdot di/dt$ en un convertidor directo). Pueden suceder dos cosas: que la autoinducción baje debido a la progresiva saturación de su núcleo, o que la corriente sea demasiado intensa para que pueda conducirla el interruptor estático.

Cuando V_L crece, la conducción cesa y Q y a L son sometidos a sobrecargas repetitivas, lo cual es la principal desventaja. Los intervalos en que se interrumpe la corriente en L y en que la corriente crece si se satura L , se relacionan con la capacidad del filtro presente y la sensibilidad del comparador y de su rapidez de respuesta, siendo tanto más breves cuando mayores son la sensibilidad y la rapidez, y menor sea la capacidad del condensador.

El control puede operar de dos formas: 1) haciendo que la conducción de Q se produzca a la frecuencia necesaria para la regulación de la salida, o bien 2) haciendo que el parámetro preestablecido sea función de dichas necesidades.

8.2 – 3: Excitación del interruptor

El interruptor estático (normalmente un transistor), debe ser excitado por el circuito de control, que trabaja generalmente con bajos niveles de potencia, por lo que debemos añadir etapas de excitación previas. Podemos usar resistencias, condensadores y transformadores, para el acoplamiento entre etapas. Pero las primeras dos introducen un gasto de energía adicional que es considerable si la fuente que las alimenta es de tensión elevada, y como el objetivo que perseguimos con el uso de fuentes comu-

tadas es el ahorro de energía, el uso de transformadores (**Figura 8-13a**) reporta ventajas. Otra de las ventajas es que el uso de los transformadores nos permite obtener tensiones de polarización inversa con energía conocida y adecuadamente dosificada para conseguir un bloqueo rápido y seguro del transistor sin recurrir a fuentes negativas auxiliares.

A continuación enumeramos distintas formas que tenemos de excitar al interruptor:

- Una forma consiste en disponer en serie con el emisor de **Q** un diodo Zener en sentido directo en paralelo con un condensador. La tensión obtenida, que levanta la tensión de emisor durante la conducción, es retenida por **C** y aplicada invertida a la base de **Q** si ésta entra en corto a masa por un circuito auxiliar mandado por el circuito de control al final del período de conducción.
- Otro sistema consiste en obtener la tensión invertida de un devanado auxiliar acoplado al transformador (o simple autoinducción) convenientemente filtrada y aplicada igualmente en el momento oportuno a la base.
- En los convertidores con control de frecuencia variable, la corriente a través del interruptor es siempre de forma triangular. Esto significa que si la excitación se efectúa con una forma de onda rectangular, como los transistores son amplificadores de corriente, al principio del período de conducción se aplica una corriente de base excesiva con el fin de asegurar que la excitación sea suficiente al final del período. En términos del rendimiento total esto significa un desperdicio de corriente de excitación que puede ser importante si las corrientes que se manejan lo son.

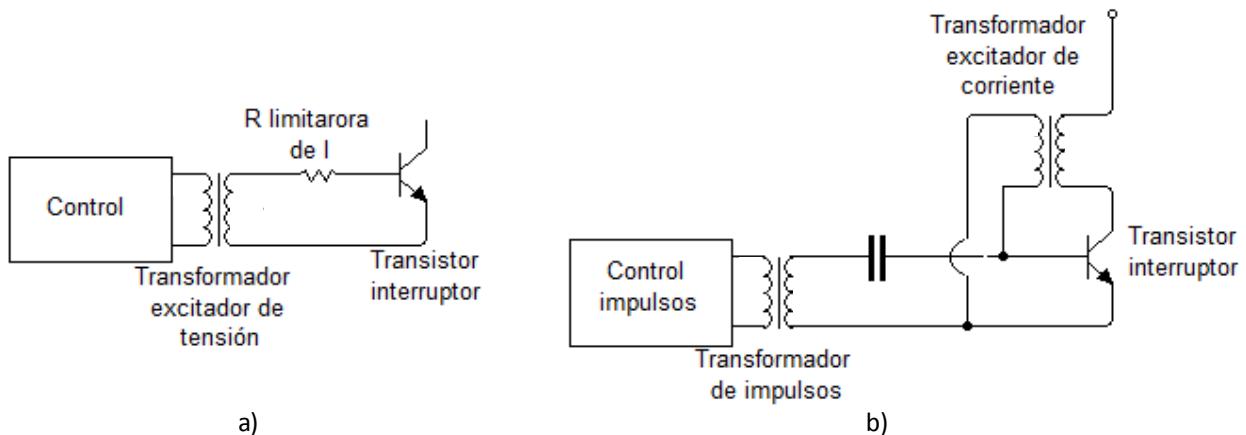


Figura 8-13: a) Excitación del elemento interruptor de un regulador conmutado por medio de transformador de tensión y b) excitación del elemento interruptor de un regulador conmutado por medio de un transformador de corriente excitado por la propia corriente de conducción.

- Para solucionar este inconveniente, podemos utilizar la excitación con transformador de corriente (**Figura 8-13b**). La relación de transformación de este transformador se hace igual a la ganancia en corriente del transistor, y proporciona por lo tanto una excitación que en todo momento es la óptima. El circuito de control actúa en este caso iniciando la conducción por medio de un breve impulso de corriente de base que desencadena el proceso de

conducción autoalimentado a partir de la fuente primaria, e interrumpe la corriente de base cuando termina el periodo de conducción, también por medio de un impulso de corta duración, que bloquea al interruptor momentáneamente.

8.2 – 4: Convertidores con transformador

Usamos estos convertidores cuando deseamos una o varias de las siguientes características:

- Aislamiento galvánico entrada - salida.
- Obtención de varias salidas aisladas o no entre sí y con respecto a la entrada.
- Trabajar con valores de δ más compatibles con los tiempos de commutación de los elementos activos, que los que imponen las tensiones presentes.

A continuación vemos grossó modo cada una.

El aislamiento entrada salida

Con el uso de un transformador obtenemos aislamiento galvánico entre la entrada y la salida, es decir que las salidas son «flotantes» con respecto a la entrada.

Con respecto a la alterna, el transformador deja pasar frecuencias más elevadas con las que debe trabajar, debido a la capacidad parásita de sus devanados. Y esto perjudica a los elementos que están después del transformador por no poder manejar dichas frecuencias. Para evitar este inconveniente se utilizan pantallas electrostáticas entre los devanados del transformador, que reduzcan las capacidades parásitas existentes.

Por otra parte el circuito de control del convertidor establece una conexión entre entrada y salida que viene a estropear el aislamiento conseguido por el transformador. Además, al ser dicho circuito activo, debe ser alimentado directa o indirectamente por la fuente primaria. Para solucionar este problema, debemos aislar el circuito de control de la salida de la fuente mediante un acoplamiento que permita el paso de la corriente continua, y alimentarlo de la fuente primaria, esto lo podemos con la utilización de varios sistemas, cada uno con sus ventajas y desventajas.

- Aisladores ópticos lineales
- Aisladores ópticos digitales asociados a un modulador.
- Acoplamientos por transformador, asociados a un modulador.
- Acopiamientos magnéticos por efecto Hall.
- Devanado secundario auxiliar en el transformador exclusivamente como referencia de la salida.

Obtención de varias salidas

La obtención de varias salidas de un solo convertidor exige la presencia de transformador con varios devanados secundarios. Estas salidas pueden estar aisladas entre sí, usando un devanado secundario para cada una que igualmente pueden conectarse entre sí con cualquier polaridad sobre un punto común o inclusive sumarse.

Utilización de diferentes factores de trabajo

Hasta ahora solamente se ha citado como límite del factor de trabajo δ el valor compatible con el tiempo de conmutación del interruptor. No obstante el factor de trabajo máximo δ_{max} utilizable tiene también un límite cuando utilizamos convertidores directos con transformador. Este límite viene impuesto por la necesidad de desalojar en el tiempo de bloqueo del interruptor la energía almacenada en el primario del transformador durante su conducción y que no puede ser absorbida por el circuito secundario, el cual consume entonces la energía almacenada en la autoinducción a través del diodo de efecto volante. Dicha energía será tanto mayor cuanto mayor sea la corriente magnetizante para la que haya sido diseñado el transformador y, por tanto, cuanto menor sea la autoinducción del primario. Si esta energía no es desalojada, su acumulación durante sucesivos ciclos acabará por saturar el núcleo del transformador, colapsando su funcionamiento y el del convertidor. Para desalojar esta energía se utiliza un devanado auxiliar fuertemente acoplado al primario, que actúa con su correspondiente diodo como un convertidor indirecto trabajando con intensidades que se anulan en cada periodo en lo que a dicha energía se refiere, y exclusivamente para ella. La energía así desalojada puede disiparse en una carga parásita.

Bibliografía del capítulo 4

- | | |
|------------------------|-------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|
| (Alem) | Alem, I. <i>Apunte de Aplicada 2.</i> (Manuscrito, Trad.) |
| (Bonnin Forteza, 1980) | Bonnin Forteza, F. (1980). <i>Fuentes de alimentación reguladas electrónicamente.</i> Marcombo. |
| (González, 2012) | González, E. (2012). <i>Introducción a las fuentes de alimentación de baja potencia (parte II).</i> Informe técnico, Córdoba. |
| (Malvino, 2000) | Malvino, A. P. (2000). <i>Principios de electrónica</i> (6ta ed.). España: Glencoe/McGraw-Hill, School Publishing Company. |
| (Robredo Ruiz, 2001) | Robredo Ruiz, G. (2001). <i>Electrónica básica para ingenieros</i> (1ra ed.). España: Universidad de Cantabria. |
| (Schilling & Belove) | Schilling, D., & Belove, C. <i>Circuitos electrónicos discretos e integrados</i> (2da ed.). Marcombo Boixareu editores. |

Anexo

Ejercicios de clase, múltiple opción y preguntas teóricas.

Este anexo está dedicado a las preguntas –ya sean teóricas o prácticas– que suelen salir en los finales. Consta de tres partes:

- Ejercicios de aula: son los ejercicios que toma Olmos en los parciales y/o finales, por lo general son los mismos año tras año y algunas veces hasta con los mismos valores. También hay algunos ejercicios de González que salen en los finales.
- Múltiple-opción: corresponde a la parte de González.
- Preguntas teóricas: es la parte de Celdrán. Al igual que Olmos, no suele salirse de lo que usualmente da. También hay algunas preguntas de González en esta sección.

Es decir, González toma tanto teórico como práctico. Lo bueno de estas preguntas es que suelen ser puntuales y de corto desarrollo; lo malo, que por lo general se salen de lo usual. O sea, puede pedir la función de transferencia o impedancia de entrada de un circuito con AO, el diseño de un regulador, el cálculo del ancho de banda de un amplificador cascode, y cosas así. Motivo por el cual, traté de juntar todos los ejemplos de guías de cátedra, finales, fotocopias y apuntes que pude conseguir.

1 – EJERCICIOS DE AULA

1.1 – Amplificadores realimentados

Ejercicio 1.1: Ejercicio de realimentación

Se tiene que $A=-200$, $\beta=0,1$ y $v_s=20 \text{ [mV]}$. Averiguar cuánto debe valer v_s para que en lazo cerrado la salida siga siendo la misma.

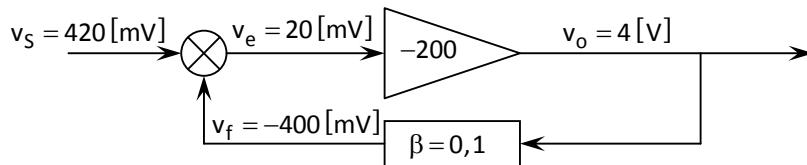
La salida v_o a lazo abierto es

$$v_o = A \cdot v_s = (-200) \cdot 20m = -4000m = -4[V] = v_o$$

Cuando cerramos el circuito, v_s pasa a ser v_e y v_s es ahora la señal que entra al amplificador realimentado. Si para lazo cerrado deseamos mantener la misma salida, tenemos que

$$v_s = v_e - v_f = 20m - (-400m) = 420[mV] = v_s$$

$$\bullet v_f = \beta \cdot v_o = 0,1 \cdot (-4000m) = -400[mV]$$



La ganancia a lazo cerrado será

$$A_f = \frac{A}{1 - A \cdot \beta} = \frac{-200}{1 - (-200) \cdot 0,1} = \frac{-200}{1 + 20} = -9,52$$

La señal de entrada v_s aumentó

$$v_s/v_e = 420m/20m = 21 \text{ veces}$$

La ganancia disminuyó

$$A/A_f = 200/9,52 = 21 \text{ veces}$$

Podemos llegar a la conclusión (demonstrable) que «para mantener la salida v_o igual que sin realimentación, la excitación v_s debe aumentar la misma cantidad de veces que disminuye la ganancia, o sea $(1+A\beta)$ ».

Ejercicio 1.2: Un amplificador realimentado tiene $\beta A=20$ y $v_f=-20 [mV]$. Hallar v_s .¹

$$v_s = v_e - v_f = 1m - (-20m) = 21[mV] = v_s$$

$$\bullet v_f = \beta v_o = \beta A \cdot v_e \rightarrow v_e = \frac{v_f}{\beta A} = \frac{-20m}{-20} = 1[mV]$$

Ejercicio 1.3: Ejercicio de realimentación

Se tiene que $v_e=1 [mV]$, $|A\beta|=20$, $A=-200$ y $\beta=0,1$. ¿Qué pasa con la ganancia A_f si la ganancia del amplificador A cae a la mitad de su valor?

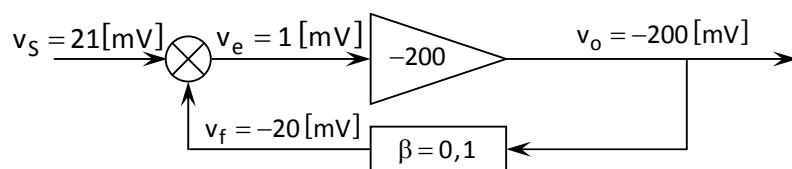
La ganancia a lazo cerrado con $A=-200$ es

$$A_{f1} = \frac{A_1}{1 - A_1 \cdot \beta} = \frac{-200}{1 - (-200) \cdot 0,1} = \frac{-200}{1 + 20} = -9,52$$

La señal de realimentación es:

$$v_{f1} = \beta \cdot v_o = \beta \cdot v_{e1} \cdot A_1 = 0,1 \cdot (1m) \cdot (-200) = -20[mV] = v_{f1}$$

$$\bullet v_i = v_{e1} - v_{f1} = 1m - (-20m) = 21[mV]$$



¹ (González, 1985) p. 12.

Análisis incorrecto: estando el amplificador con $A_1=-200$ y de repente cae a -100 entonces a la salida de \mathbf{A} tengo $1\text{mV} \cdot (-100) = -100 \text{ [mV]}$. Esta salida se reinyecta a la entrada a través de la red β ; su valor v_f es, entonces, $v_f = (-100\text{m}) \cdot \beta = (-100\text{m}) \cdot 0,1 = -10 \text{ [mV]}$. Ahora bien, estos -10mV se suman a la señal de entrada v_s obteniéndose así el valor de error $v_e = v_s + v_f = 21\text{m} + (-10\text{m}) = 11 \text{ [mV]}$. Este nuevo valor de v_e pasa por $A_2 = -100$ logrando a su salida una tensión de 1100 [mV] . Esto podría seguir así obteniéndose una especie de realimentación positiva, ya que la salida aumenta cada vez. Esto no es así, por que como dijimos antes, el análisis de realimentación exige que las redes de β y de \mathbf{A} sean unilaterales (los tres supuestos: a, b y c), lo cual no ocurre en la realidad. Por tanto para poder usar estos tres supuestos se debe cambiar la forma de analizar el circuito. La manera correcta es la que vemos a continuación.

La ganancia a lazo cerrado cuando $A = -100$ es

$$A_{f2} = \frac{A_2}{1 - A_2 \cdot \beta} = \frac{-100}{1 - (-100) \cdot 0,1} = \frac{-100}{1 + 10} = -9,09$$

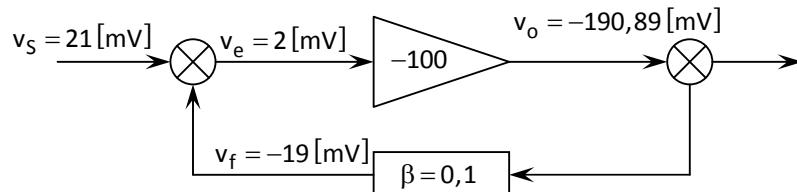
Para que a la salida de \mathbf{A} siga habiendo -200 [mV] , v_e debe ser 2 [mV]

$$v_{o2} = A_{f2} \cdot v_s = (-9,09) \cdot 21\text{m} = -190,89 \text{ [mV]}$$

$$v_{f2} = \beta \cdot v_{o2} = (0,1) \cdot (-190,89\text{m}) \approx -19 \text{ [mV]}$$

$$v_s = v_{e2} - v_{f2} = 2\text{m} - (-19\text{m}) = 21 \text{ [mV]}$$

La variación de A_f fue tan solo de un **%4,54** para una variación de A del **%50**.



Ejercicio 1.4: Ejercicio de realimentación.

En el amplificador anterior ¿cuál será la variación de A_f si A varía un **10%**?

$$D \frac{\Delta A_f}{A_f} = \frac{\Delta A}{A} \quad \rightarrow \therefore \Delta A_f = \frac{\Delta A}{A} \cdot \frac{A_f}{D} = \frac{0,1}{-200} \cdot \frac{-9,52}{21} = 0,000227 = \boxed{0,0227\% = \Delta A_f}$$

Ejercicio 1.5: Ejercicio de realimentación

Diseñar un amplificador realimentado con $A_f=10$ y $S=5\%$.

Debemos encontrar A y β .

$$A_f = \frac{A}{D} \quad \rightarrow \therefore A = A_f \cdot D = \frac{A_f}{S} = \frac{-10}{0,05} = \boxed{-200 = A}$$

$$D = 1 + \beta A \quad \rightarrow \therefore \beta = \frac{D-1}{A} = \frac{1/S-1}{A} = \frac{1/0,05-1}{200} = 0,095 = \boxed{-0,095 = \beta}$$

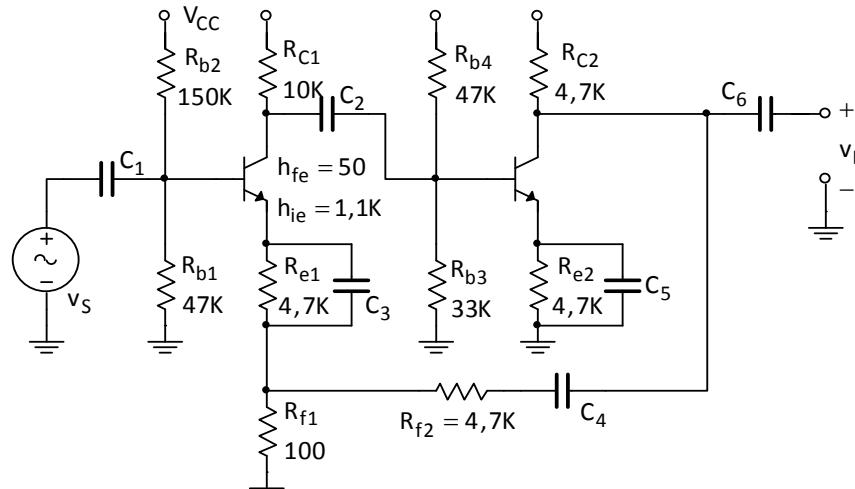
Ejercicio 1.6: Ejercicio de realimentación

Un amplificador realimentado tiene una $A_{vf}=25$ [V/V], si se pide una sensibilidad no mayor al 2%, ¿qué valor mínimo de ganancia directa garantiza esto?

$$A_{vf} = \frac{A_v}{D} = A_v S \rightarrow \therefore A_v = \frac{A_{vf}}{S} = \frac{25}{0,02} = \frac{25}{\frac{2}{100}} = \boxed{1250 = A_v}$$

Ejercicio 1.7: V en serie

Hallar ganancia e impedancias. Hallar también v_L para $v_s = (10 \text{ mV}) \cdot \sin \omega t$

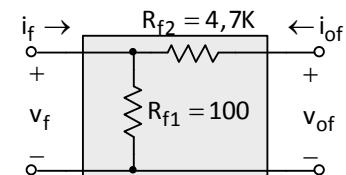
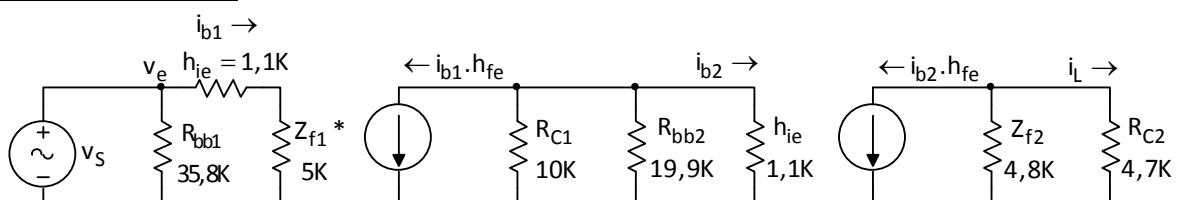
**Red beta:**

En la teoría se ve con más detalle por qué las mezclas y las muestras son en serie o en paralelo, pero en los ejercicios me inclino por algo más práctico. La muestra es de tensión porque está tomada en paralelo con la carga, y la mezcla es en serie (tensión) porque está conectada al emisor del primer transistor.

$$Z_{f1} = \left. \frac{v_f}{i_f} \right|_{v_{of}=0} = R_{f1} \parallel R_{f2} = 100 \parallel 4,7K = 97,91 [\Omega]$$

$$Z_{f2} = \left. \frac{v_{of}}{i_{of}} \right|_{i_f=0} = R_{f1} + R_{f2} = 100 + 4,7K = 4,8 [K\Omega]$$

$$\beta = \left. \frac{v_f}{v_{of}} \right|_{i_f=0} = \frac{R_{f1}}{R_{f1} + R_{f2}} = \frac{100}{100 + 4,7K} = 0,0208$$

**Circuito equivalente:**

$$R_{bb1} = R_{b1} \parallel R_{b2} = 150K \parallel 47K = 35,79 [K\Omega]$$

$$Z_{f1}^* = Z_{f1} \cdot (h_{fe} + 1) = 97,91 \cdot (50 + 1) \approx 5 [k\Omega]$$

$$R_{bb2} = R_{b3} \parallel R_{b4} = 47K \parallel 33K = 19,39 [k\Omega]$$

Ganancia e impedancias:

$$A_{Vf} = \frac{A_V}{1 + \beta A_V} = \frac{835,4}{1 + 0,0208 \cdot (835,4)} = \frac{835,4}{D(\approx 18,4)} \approx 45,5 = A_{Vf}$$

$$\bullet A_V = \frac{v_L}{v_S} = \frac{v_L}{i_{b2}} \cdot \frac{i_{b2}}{i_{b1}} \cdot \frac{i_{b1}}{v_S} = (-118736) \cdot (-42,9) \cdot (164\mu) \approx 835,4$$

$$\bullet \frac{v_L}{i_{b2}} = \frac{i_L \cdot R_L}{i_{b2}} = \frac{(-h_{fe} \cdot Z_{f2}) \cdot R_{L2}}{Z_{f2} + R_{L2}} = \frac{-50 \cdot (4,8K) \cdot 4,7K}{4,8K + 4,7K} = -118736$$

$$\bullet \frac{i_{b2}}{i_{b1}} = \frac{-h_{fe} \cdot (R_{L1} \parallel R_{bb2})}{R_{L1} \parallel R_{bb2} + h_{ie2}} = \frac{-50 \cdot (10K \parallel 19,4K)}{10K \parallel 19,4K + 1,1K} = -42,9$$

$$\bullet \frac{i_{b1}}{v_S} = \frac{i_{b1}}{v_e} = \frac{1}{h_{ie} + Z_{f1}^*} = \frac{1}{1,1K + 5K} \approx 164 \mu$$

En este caso, A_V es la ganancia total del amplificador, teniendo en cuenta la resistencia de carga R_L y la resistencia del generador R_S –aquí $R_S=0$ –, a diferencia de la parte teórica, donde A_V no tiene en cuenta a R_S .

$$Z_{if} = Z_i \cdot D = 6,1K \cdot 18,4 = 112,4 [k\Omega] = Z_{if}$$

$$\bullet Z_i = h_{ie} + Z_{f1}^* = 1,1K + 5K \approx 6,1 [k\Omega]$$

La impedancia afectada por la mezcla es $h_{ie}+Z_{f1}^*$, nada tiene que ver R_{bb1} que está en otra rama.

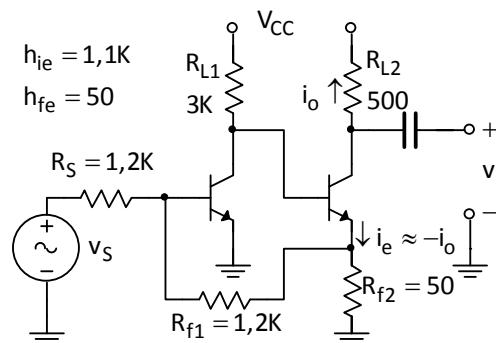
$$Z_{of} = \frac{Z_o}{D} = \frac{2,42K}{18,4} \approx 130 [\Omega] = Z_{of}$$

$$\bullet Z_o = Z_{f2} \parallel R_L = 4,8K \parallel 4,7K = 2,42 [k\Omega]$$

La impedancia que se ve afectada por la muestra es $(1/h_{oe})//Z_{f2}//R_{c2}$. Aquí, $(1/h_{oe})//R_{c2}$ está en paralelo con Z_{f2} por ende, todas las resistencias del nodo se ven divididas por D .

Ejercicio 1.8: I en paralelo

Hallar ganancia e impedancias. Hallar también A_{Vf} , la impedancia Z_L y la vista por v_S .



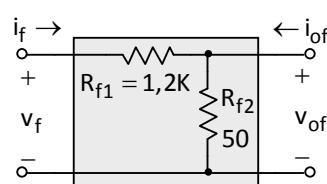
Red beta:

La muestra es de corriente, porque está tomada del emisor del transistor en donde está conectada la carga y la mezcla es en paralelo, porque la red beta se conecta en paralelo con la base del primer transistor. O sea, es un amplificador de corriente.

$$Z_{f1} = \left. \frac{V_f}{i_f} \right|_{i_{of}=0} = R_{f1} + R_{f2} = 1,2K + 50 = 1,25 [\text{K}\Omega]$$

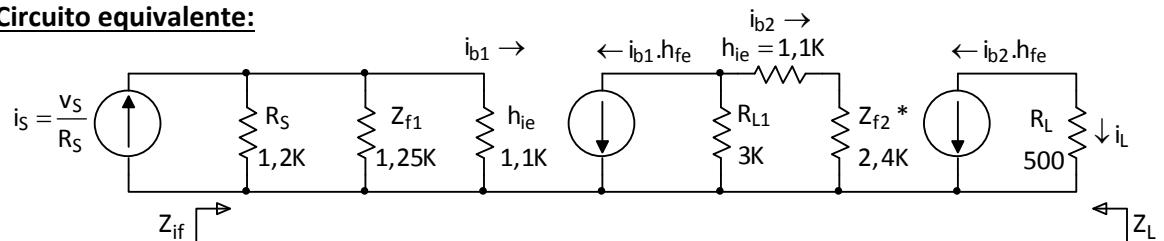
$$Z_{f2} = \left. \frac{V_{of}}{i_{of}} \right|_{V_f=0} = R_{f1} \parallel R_{f2} = 1,2K \parallel 50 = 48,07 [\Omega]$$

$$\beta = \left. \frac{i_f}{i_{of}} \right|_{V_f=0} = \frac{-R_{f2}}{R_{f1} + R_{f2}} = \frac{-50}{1,25K + 50} = -0,04$$



El factor β es negativo porque i_{of} e i_f son de signo contrario, para que βA_I (el subíndice es una I mayúscula) sea positivo, A_I y β deben tener igual signo. Como el signo de A_I –lo vemos más adelante– es positivo, β debe serlo también, por ello se lo refiere a $i_o = -i_{of}$, entonces $\beta = +0,04$.

Circuito equivalente:



$$Z_{f2}^* = Z_{f2} \cdot h_{fe} = 48,07 \cdot 50 = 2,4 [\text{K}\Omega]$$

Cuando la mezcla es de corriente y la fuente de señal del circuito original es una fuente de tensión en serie con una R_s , se debe convertir a su equivalente en Norton, es decir, una fuente de corriente en paralelo con la R_s , tal como se muestra en la figura. Con este circuito se deben hacer los cálculos, incluso el de la impedancia de entrada, que en este caso será R_s en paralelo con las demás resistencias que se ven (Z_{f1} y h_{ie}). Si el cálculo que queremos hacer es la impedancia que ve la fuente de tensión, entonces debemos volver al equivalente de Thevenin.

Ganancia e impedancias e impedancias:

$$A_{If} = \frac{A_I}{1 + \beta A_I} = \frac{403,7}{1 + 0,04 \cdot 407,3} = \frac{407,3}{D(=17,15)} \approx [23,5 = A_{If}]$$

$$\bullet A_I = \frac{i_L}{i_s} = \frac{i_L}{i_{b2}} \cdot \frac{i_{b2}}{i_{b1}} \cdot \frac{i_{b1}}{i_s} = (-50) \cdot (-23,07) \cdot (0,35) \approx 403,7$$

$$\bullet \frac{i_L}{i_{b2}} = -h_{fe} = -50$$

$$\begin{aligned} \therefore \frac{i_{b2}}{i_{b1}} &= \frac{-h_{fe} \cdot R_{L1}}{R_{L1} + h_{ie2} + Z_{f2}} = \frac{-50 \cdot 3K}{3K + 1,1K + 2,4K} = -23,07 \\ \therefore \frac{i_{b1}}{i_S} &= \frac{R_S \parallel Z_{f1}}{R_S \parallel Z_{f1} + h_{ie1}} = \frac{1,2 \parallel 1,25}{1,2 \parallel 1,25 + 1,1} = 0,35 \end{aligned}$$

$$Z_{if} = \frac{Z_i}{D} = \frac{380}{17,15} \approx \boxed{22,15 [\Omega] = Z_{if}}$$

$$\bullet Z_i = R_S \parallel Z_{f1} \parallel h_{ie} = (1,2 \parallel 1,25 \parallel 1,1)K \approx 380 [\Omega]$$

La mezcla está en paralelo con R_S y h_{ie} , por lo tanto también éstas se ven afectadas por el factor D .

$$Z_L = R_L \parallel z_{of} = 500 \parallel \infty \approx \boxed{500 [\Omega] = Z_L}$$

$$\bullet Z_{of} = Z_o \cdot D = \infty \cdot 17,5 = \infty$$

$$\bullet Z_o = 1/h_{oe} = \infty$$

La muestra está tomada del emisor del transistor de salida, y nada tiene que ver R_{L2} que está en la malla de salida del circuito equivalente, se presenta el mismo caso que en el de la impedancia de entrada del ejercicio anterior. Por ello, solo $1/h_{oe}$ se ve afectado por el factor D .

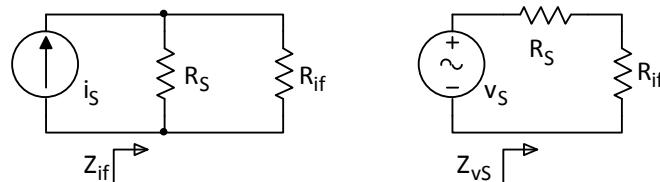
Otros: Ganancia de tensión (A_{vf}) e impedancia vista por el generador de tensión (Z_{vs})

$$A_{vf} = \frac{V_L}{V_S} = \frac{i_L \cdot R_L}{i_S \cdot R_S} = A_{lf} \frac{R_L}{R_S} = 23,5 \cdot \frac{500}{1200} = \boxed{9,8 [V/V] = A_{vf}}$$

Para encontrar Z_{vs} primero calculamos R_{if} y a este valor le sumamos R_S .

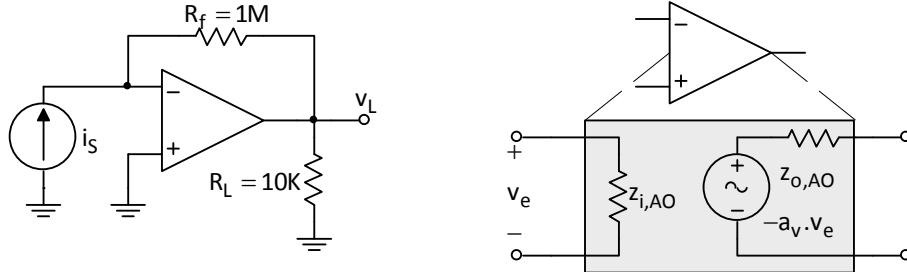
$$Z_{vs} = R_S + R_{if} = 1,2K + 23,5 = \boxed{1,22 [k\Omega] = Z_{vs}}$$

$$\bullet \frac{1}{Z_{if}} = \frac{1}{R_S} + \frac{1}{R_{if}} \rightarrow \therefore R_{if} = \left(\frac{1}{Z_{if}} - \frac{1}{R_S} \right)^{-1} = \left(\frac{1}{22,15} - \frac{1}{1,2K} \right)^{-1} \approx 23,5 [\Omega]$$



Ejercicio 1.9: V en paralelo

El amplificador operacional (AO) tiene un circuito equivalente que aparece en la figura. El AO es un μ741, $z_{i,AO}=2 \text{ [M}\Omega\text{]}$, $z_{o,AO}=75 \text{ [\Omega]}$ y $a_v=200.000$. Hallar A_{vf} , v_L/v_s , Z_{if} y Z_{of} .



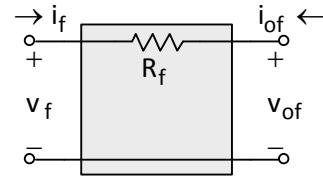
Red beta:

La muestra es de tensión, pues la red β está conectada en paralelo con la carga. Y la mezcla es en paralelo, porque modifica la corriente de entrada del circuito, esto se ve mejor en la figura equivalente del AO.

$$Z_{f1} = \left. \frac{v_f}{i_f} \right|_{v_{of}=0} = R_f = 1 \text{ [M}\Omega\text{]}$$

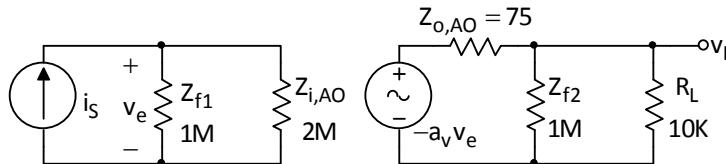
$$Z_{f2} = \left. \frac{v_{of}}{i_{of}} \right|_{v_f=0} = R_f = 1 \text{ [M}\Omega\text{]}$$

$$\beta = \left. \frac{i_f}{v_{of}} \right|_{v_f=0} = \frac{-1}{R_f} = \frac{-1}{1M} = -1 \text{ [\mu}\mathcal{O}\text{]}$$



Beta es negativo porque la corriente i_f es de sentido contrario a la corriente que genera v_{of} . La unidad de beta, en el caso de los amplificadores de transresistencia y transconductancia, es «contraria» a la unidad de la ganancia a lazo abierto. Por ejemplo, en este caso se trata de un amplificador de transresistencia, es decir que $R_m=[\Omega]$, por lo que beta se mide en $[\mathcal{O}]$.

Circuito equivalente:



Ganancia e impedancias:

$$R_{Mf} = \frac{R_M}{1 + \beta R_M} = \frac{-133,3G}{1 + (-1\mu) \cdot (-133,3G)} = \frac{-133,3G}{D(=133,3K)} \approx [-1 \cdot 10^6 = -1M = R_{Mf}]$$

$$\bullet R_M = \frac{V_L}{i_S} = \frac{V_L}{V_e} \cdot \frac{V_e}{i_S} = (-200K) \cdot (666,66K) = -133,3G = -133,3 \cdot 10^9$$

$$\bullet \bullet \frac{v_L}{v_e} = \frac{-a_v \cdot (Z_{2f} \parallel R_L)}{Z_{o;AO} + Z_{2f} \parallel R_L} = \frac{-200K \cdot (1M \parallel 10K)}{75 + 1M \parallel 10K} \approx -200K$$

$$\bullet \bullet \frac{v_e}{i_S} = Z_{f1} \parallel Z_{i;AO} = 1M \parallel 2M = 666,66K$$

$$Z_{if} = \frac{Z_i}{D} = \frac{666,6K}{133,3K} = \boxed{5[\Omega] = Z_{if}}$$

$$\bullet Z_i = Z_{f1} \parallel Z_{i;AO} = 1M \parallel 2M = 666,6 [\text{K}\Omega]$$

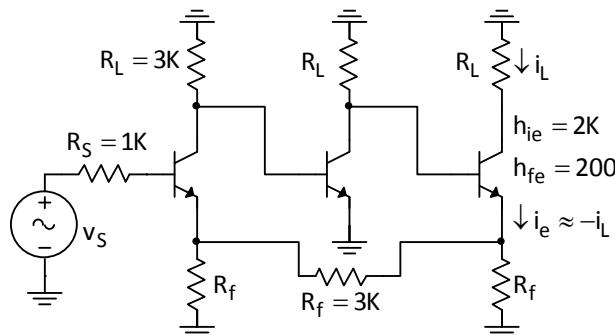
$$Z_L = R_L \parallel Z_{of} = 10K \parallel 562,6\mu \approx \boxed{562,6 [\mu\Omega] = Z_L}$$

$$\bullet Z_{of} = \frac{Z_o}{D} = \frac{75}{133,3K} = 562,6 [\mu\Omega]$$

$$\bullet \bullet Z_o = Z_{o;AO} \parallel Z_{f2} = 75 \parallel 1M \approx 75 [\Omega]$$

Ejercicio 1.10: I en serie

Hallar la topología, ganancia e impedancias. Hallar también la impedancia de salida con la carga.



Red beta:

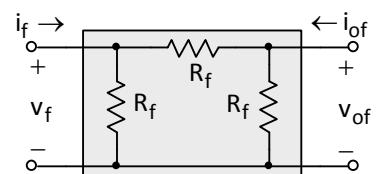
$$Z_{f1} = \left. \frac{v_f}{i_f} \right|_{i_{of}=0} = R_f \parallel 2R_f = 3K \parallel 6K = 2 [\text{K}\Omega]$$

$$Z_{f2} = \left. \frac{v_{of}}{i_{of}} \right|_{i_f=0} = R_f \parallel 2R_f = 3K \parallel 6K = 2 [\text{K}\Omega]$$

$$\beta = \left. \frac{v_f}{i_{of}} \right|_{i_f=0} = \frac{v_f}{v_{of}} \cdot \frac{v_{of}}{i_{of}} = \frac{1}{2} \cdot \frac{2R_f}{3} = \frac{R_f}{3} = \frac{3K}{3} = 1 [\text{K}\Omega] \rightarrow \beta = -1 [\text{K}\Omega]$$

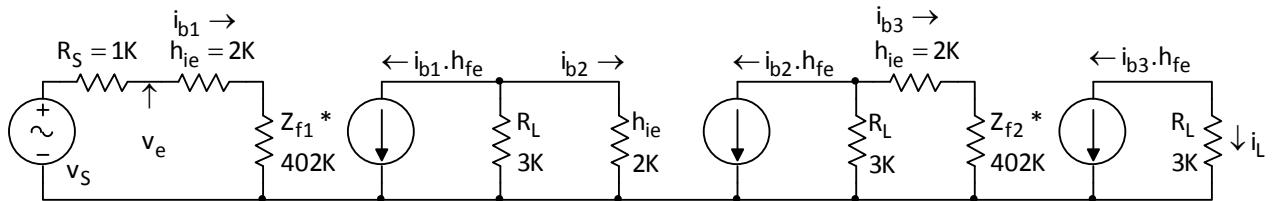
$$\bullet \frac{v_f}{v_{of}} = \frac{R_f}{R_f + R_f} = \frac{1}{2}$$

$$\bullet \frac{v_{of}}{i_{of}} = R_f \parallel (2R_f) = \frac{R_f \cdot 2R_f}{R_f + 2R_f} = \frac{2 \cdot R_f^2}{3 \cdot R_f} = \frac{2 \cdot R_f}{3}$$



En este caso $\beta=+1000$, pero la referimos a i_L para que quede negativo. En amplificadores multietapas, hay un cambio de fase (un desfase teórico de 180°) por cada una de las etapas. Este cambio de fase va a quedar registrado en la ganancia a lazo abierto del amplificador. Por eso a β se lo refiere a i_L , para que el producto βA sea positivo.

Circuito equivalente



$$Z_{f1}^* = Z_{f2}^* = Z_{f1} \cdot (h_{fe} + 1) = 2K \cdot (200 + 1) = 402 [\text{K}\Omega]$$

Ganancia e impedancias

$$G_{Mf} = \frac{G_M}{1 + \beta G_M} = \frac{-0,087}{1 + (-1K) \cdot (-0,087)} = \frac{-0,087}{D(=88)} \approx [-1m = G_{Mf}]$$

$$\bullet G_M = \frac{i_L}{v_s} = \frac{i_L}{i_{b3}} \cdot \frac{i_{b3}}{i_{b2}} \cdot \frac{i_{b2}}{i_{b1}} = (-200) \cdot (1,47) \cdot (-120) \cdot (2,47\mu) = -0,087$$

$$\bullet \bullet \frac{i_L}{i_{b2}} = -h_{fe} = -200$$

$$\bullet \bullet \frac{i_{b3}}{i_{b2}} = \frac{-h_{fe} \cdot R_L}{R_L + h_{ie} + Z_{f2}^*} = \frac{-200 \cdot 3}{3 + 2 + 402} = -1,47$$

$$\bullet \bullet \frac{i_{b2}}{i_{b1}} = \frac{-h_{fe} \cdot R_L}{R_L + h_{ie}} = \frac{-200 \cdot 3}{3 + 2} = -120$$

$$\bullet \bullet \frac{i_{b1}}{v_s} = \frac{1}{R_S + h_{ie} + Z_{f1}^*} = \frac{1}{1K + 2K + 402K} \approx 2,47\mu$$

$$Z_S = R_S + Z_{if} = 1K + 35,5M \approx [35,5 [\text{M}\Omega]] = Z_S$$

$$\bullet Z_{if} = Z_i \cdot D = 404 \cdot 88 = 35,5 [\text{M}\Omega]$$

$$\bullet \bullet Z_i = h_{ie} + Z_{f1}^* = 2K + 402K = 404 [\text{K}\Omega]$$

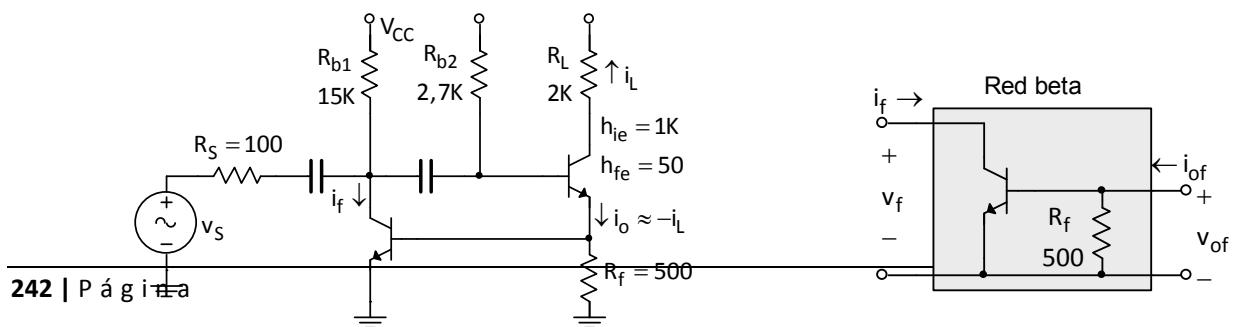
$$Z_L = R_L \parallel Z_{of} = 3K \parallel \infty \approx [3 [\text{K}\Omega]] = Z_L$$

$$\bullet Z_{of} = Z_o \cdot D = \infty \cdot 88 = \infty$$

$$\bullet \bullet Z_o = 1/h_{oe} = \infty$$

Ejercicio 1.11: I en serie (red β activa – emisor común)

Hallar topología, ganancia e impedancias. Hallar también ganancia de tensión.

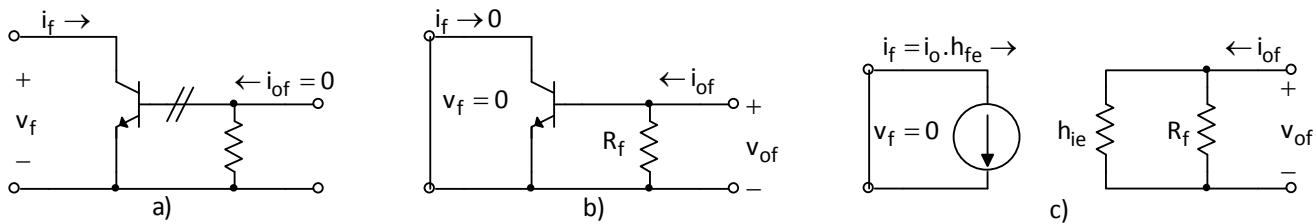


Red beta:

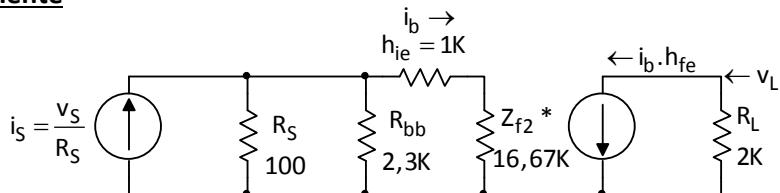
Si la corriente $i_{of}=0$, no habrá corriente de polarización y por el colector del transistor no circulará ninguna corriente (Figura a). Por lo tanto, la impedancia será infinita. Si se hace un cortocircuito a la salida de la red beta, la corriente i_{if} circulará por el transistor (Figura b). Entonces la corriente de base i_{of} se topará con la R_f en paralelo con la h_{ie} del transistor. Mismo caso que el anterior, pero aquí se calcula otra cosa: una relación entre las corrientes i_o e i_{of} (Figura c). Es negativo, porque i_f e i_{of} son de sentido contrario, y como A_i es negativo, β también lo es.

$$Z_{f1} = \frac{v_f}{i_f} \Big|_{i_{of}=0} \rightarrow \infty \quad Z_{f2} = \frac{v_{of}}{i_{of}} \Big|_{v_f=0} = R_f \parallel h_{ie} = 500 \parallel 1K = 333,33 [\Omega]$$

$$\beta = \frac{i_f}{i_{of}} \Big|_{v_f=0} = \frac{-h_{fe} \cdot R_f}{R_f + h_{ie}} = \frac{-50 \cdot 500}{1K + 500} = -16,67$$



Circuito equivalente



$$R_{bb} = R_{b1} \parallel R_{b2} = 15K \parallel 2,7K = 2,3 [K\Omega]$$

$$Z_{f2}^* = Z_{f2} \cdot h_{fe} = 333,3 \cdot 50 = 16,67 [K\Omega]$$

Ganancia e impedancias:

$$A_{if} = \frac{A_i}{1 + \beta \cdot A_i} = \frac{-0,27}{1 + (-16,67) \cdot (-0,27)} = \frac{-0,27}{D (= 5,5)} \approx -50m = A_{if}$$

$$\begin{aligned} \bullet A_i &= \frac{i_L}{i_s} = \frac{i_L}{i_b} \frac{i_b}{i_s} = (-50) \cdot (5,4m) = -0,27 [V/A] \\ \bullet \frac{i_L}{i_b} &= -h_{fe} = -50 \\ \bullet \frac{i_b}{i_s} &= \frac{R_S || R_{bb}}{R_S || R_{bb} + h_{ie} + Z_{f2}^*} = \frac{100 || 2,3K}{100 || 2,3K + 1K + 17K} = 5,4m \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} Z_{if} &= \frac{Z_i}{D} = \frac{95}{5,5} \approx 17 [\Omega] = Z_{if} \\ \bullet Z_i &= R_S || R_{bb} || (h_{ie} + Z_{f2}^*) = 100 || 2,3K || (1K + 16,7K) \approx 95 [\Omega] \end{aligned}$$

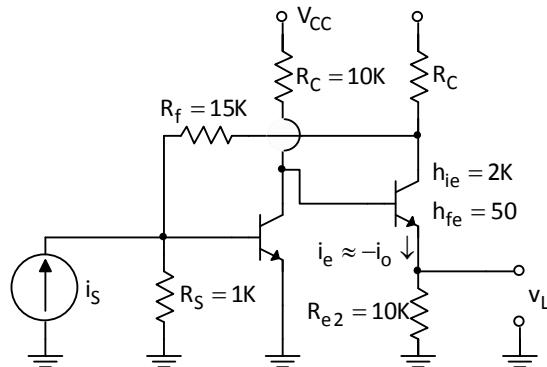
$$\begin{aligned} Z_L &= R_L || Z_{of} = 2K || \infty \approx 2 [K\Omega] = Z_L \\ \bullet Z_{of} &= Z_o \cdot D = \infty \cdot 5,5 = \infty \\ \bullet Z_o &= \frac{1}{h_{oe}} = \infty \end{aligned}$$

Otros: Ganancia de tensión.

$$A_{Vf} = \frac{v_L}{v_s} = \frac{i_L \cdot R_L}{i_s \cdot R_S} = A_{if} \frac{R_L}{R_S} = -50m \frac{2K}{100} = -1 = A_{Vf}$$

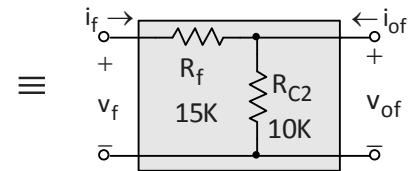
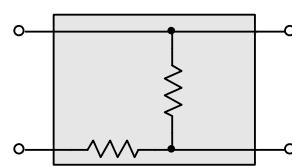
Ejercicio 1.12: I en paralelo (etapa de salida en colector común)

Hallar topología, ganancia e impedancias. Hallar también ganancia de tensión.



Red beta:

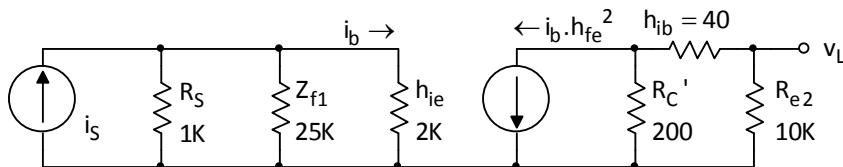
$$Z_{f1} = \left. \frac{v_f}{i_f} \right|_{i_{of}=0} = R_f + R_{C2} = 15K + 10K = 25 [K\Omega]$$



$$\beta = \frac{i_L}{i_{of}} \Big|_{V_f=0} = \frac{-i_f}{i_{of}} \Big|_{V_f=0} = \frac{-R_{C2}}{R_{C2} + R_f} = \frac{-10}{10+15} = -0,4$$

La muestra es de corriente porque se la toma del colector de T_2 mientras que la malla de la carga está en el emisor. A Z_{f2} no lo calculo porque no se lo tiene en cuenta en el modelo equivalente alterna para colector común.

Circuito equivalente:



$$R_{C1}' = R_{C1} / h_{fe} = 10K / 50 = 200 [\Omega]$$

$$h_{ib} = h_{ie} / h_{fe} = 2K / 50 = 40 [\Omega]$$

Ganancia e impedancias:

$$A_{lf} = \frac{A_I}{1 + \beta A_I} = \frac{-15,6}{1 + (-0,4) \cdot (-15,6)} = \frac{-15,6}{D(=7,24)} = \boxed{-2,15 = A_{lf}}$$

$$\bullet A_I = \frac{i_{e2}}{i_s} = \frac{i_{e2} \cdot i_b}{i_b \cdot i_s} = (-48,82) \cdot (0,32) \approx -15,6$$

$$\bullet \frac{i_{e2}}{i_b} = \frac{-h_{fe}^2 \cdot R_{C1}'}{R_{C1}' + h_{ib} + R_{e2}} = \frac{-50^2 \cdot 200}{200 + 40 + 10K} = -48,82$$

$$\bullet \frac{i_b}{i_s} = \frac{R_S \parallel Z_{f1}}{R_S \parallel Z_{f1} + h_{ie}} = \frac{1 \parallel 25}{1 \parallel 25 + 2} = 0,32$$

$$Z_{if} = \frac{Z_i}{D} = \frac{650}{7,24} \approx \boxed{90 [\Omega] = Z_{if}}$$

$$\bullet Z_i = R_S \parallel Z_{f1} \parallel h_{ie} = (1 \parallel 25 \parallel 2)K \approx 650 [\Omega]$$

$$Z_L = R_{e2} \parallel Z_{of} = 10K \parallel 1,74K \approx \boxed{1,48 [K\Omega] = Z_L}$$

$$\bullet Z_{of} = Z_o \cdot D = 240 \cdot 7,24 = 1,74 [K\Omega]$$

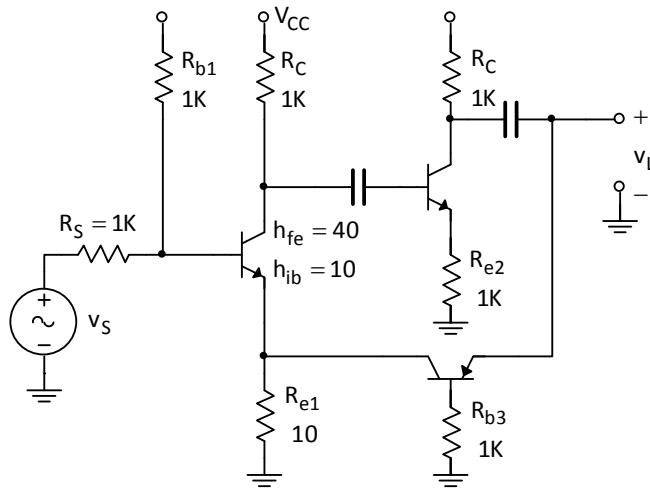
$$\bullet \bullet Z_o = h_{ie} + R_{C1}' = 40 + 200 \approx 240 [\Omega]$$

Otros: Ganancia de tensión.

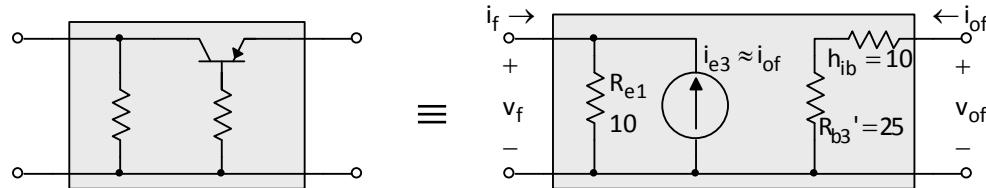
$$A_{Vf} = \frac{v_L}{v_s} = \frac{i_L \cdot R_{e2}}{i_s \cdot R_S} = A_{lf} \frac{R_{e2}}{R_S} = 2,15 \frac{10}{1} = \boxed{21,5 = A_{Vf}}$$

Ejercicio 1.13: V en serie (red β activa – base común)

Hallar topología, ganancia e impedancias. Hallar también ganancia de tensión.



Red beta:



$$Z_{f1} = \left. \frac{v_f}{i_f} \right|_{v_{of}=0} = R_{e1} = 10 [\Omega]$$

$$\beta = \left. \frac{v_f}{v_{of}} \right|_{i_f=0} = \frac{v_f}{i_e} \cdot \frac{i_e}{v_{of}} = (10) \cdot (0,028) = 0,28$$

$$Z_{f2} = \left. \frac{v_{of}}{i_{of}} \right|_{i_f=0} = h_{ib3} + R_{b3}' = 10 + 25 = 35 [\Omega]$$

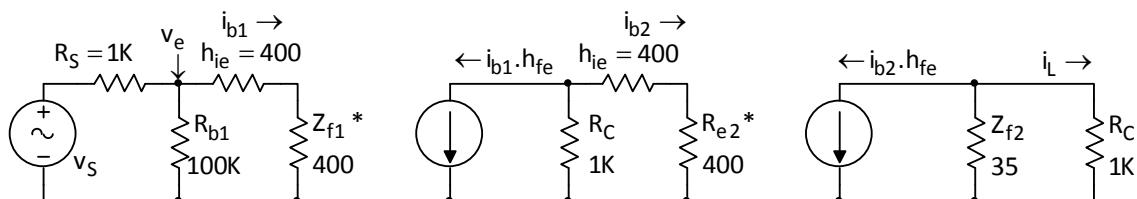
$$\bullet \frac{v_f}{i_{e3}} = R_{e3} = 10$$

$$\bullet R_{b3}' = R_{b3} / h_{fe} = 1000 / 40 = 25 [\Omega]$$

$$\bullet \frac{i_{e3}}{v_{of}} = \frac{1}{h_{ib3} + R_{b3}'} = \frac{1}{25+10} = 0,028$$

Acá, i_L tiene el mismo sentido que i_{of} , saliente del extremo del condensador de salida, por eso $\beta > 0$.

Circuito equivalente:



$$h_{ie1} = h_{ie2} = h_{fe} \cdot h_{ib} = 40 \cdot 10 = 400 [\Omega]$$

$$Z_{f1}^* = Z_{f1} \cdot h_{fe} = 10 \cdot 40 = 400 [\Omega]$$

$$R_{e2}^* = R_{e2} \cdot h_{fe} = 10 \cdot 40 = 400 [\Omega]$$

Ganancia e impedancias:

$$A_{vf} = \frac{A_V}{1 + \beta \cdot A_V} = \frac{36}{1 + (0,28) \cdot (36)} = \boxed{3,25 = A_{vf}}$$

$$\bullet A_V = \frac{V_L}{V_e} = \frac{V_L}{i_{b2}} \frac{i_{b2}}{i_{b1}} \frac{i_{b1}}{V_e} = (-1,33K) \cdot (-22) \cdot (1,23m) \approx 36$$

$$\bullet \frac{V_L}{i_{b2}} = -h_{fe} (Z_{f2} \parallel R_{C2}) = -40 \cdot (35 \parallel 1K) = -1,33K$$

$$\bullet \frac{i_{b2}}{i_{b1}} = \frac{-h_{fe} \cdot R_{C1}}{R_{C1} + h_{ie} + R_{e2}^*} = \frac{-40 \cdot 1K}{1K + 400 + 400} \approx -22$$

$$\bullet \frac{i_{b1}}{V_e} = \frac{1}{h_{ie} + Z_{f1}^*} = \frac{1}{400 + 410} = 1,23m$$

$$Z_S = R_S + R_{b1} \parallel Z_{if} = 1K + 100K \parallel 8,8K \approx \boxed{9,1 [K\Omega] = Z_S}$$

$$\bullet Z_{if} = Z_i \cdot D = 800 \cdot 11 = 8,8 [K\Omega]$$

$$\bullet Z_i = h_{ie} + Z_{f1}^* = 400 + 400 = 800 [\Omega]$$

$$Z_{of} = Z_o / D = 34 / 11 \approx \boxed{3,1 [\Omega] = Z_{of}}$$

$$\bullet Z_o = Z_{f2} \parallel R_C = 35 \parallel 1K \approx 34 [\Omega]$$

Ejercicio 1.14: V en serie

Dado el circuito del ejercicio 4, suponer desconocidos todos los valores de resistencias excepto el de R_{e3} cuyo valor es de **100 [Ω]**. Aplicar realimentación negativa para obtener los siguientes requisitos: **$A_{vf} = 45,4$** y **$\Delta A_{vf} = 0,271\%$** para un **$\Delta A_v = 5\%$** . Nota: el problema está con los datos mal señalados. Las variaciones absolutas (Δx) de una variable se expresan en la unidad de la variable misma, no en porcentajes. Las que se expresan así son las variaciones relativas: **$\Delta x/\Delta$** .

Elegimos una red β que es la que sale justamente en el problema 4. Solo resta saber qué valor tomará R_f . Aunque asumo una muestra de tensión con mezcla en serie, nada en el ejercicio me impide usar otra topología, al fin y al cabo solo me restringen las variaciones de las ganancias con y sin realimentación.

$$\beta = \left. \frac{V_f}{V_{of}} \right|_{i_f=0} = \frac{R_e}{R_e + R_f} \rightarrow \therefore R_f = R_e \frac{1-\beta}{\beta} = 100 \frac{1-0,021}{0,021} = \boxed{4,67 K[\Omega] = R_f}$$

$$\bullet D = 1 + \beta \cdot A_v \quad \rightarrow \therefore \beta = \frac{D-1}{A_v} = \frac{18,45-1}{837,64} = 0,021$$

$$\bullet \bullet A_{vf} = \frac{A_v}{D} \quad \rightarrow \therefore A_v = D \cdot A_{vf} = 837,63$$

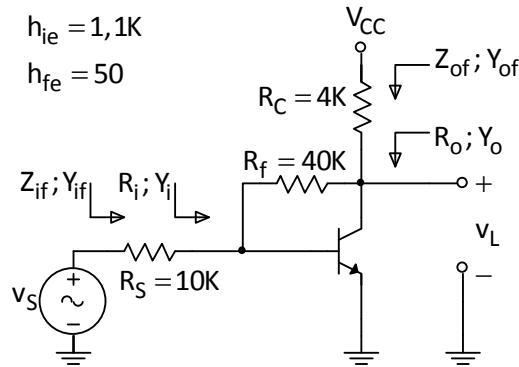
$$\bullet \bullet \bullet D = \frac{\Delta A_v / A_v}{\Delta A_{vf} / A_{vf}} = \frac{5\%}{0,271\%} = 18,45$$

$$\text{La ecuación de sensibilidad es: } \frac{\Delta A_{vf}}{A_{vf}} = \frac{\Delta A_v}{A_v} \frac{1}{1 + \beta \cdot A_v} = \frac{\Delta A_v}{A_v} \frac{1}{D}$$

Nota: a un resultado similar llegamos si calculamos β como $\beta = -1/A_{vf}$ ya que la realimentación hace que para grandes variaciones de A solo varíe un poco A_f . De los muchos valores que puede tomar A , solo calculando β de la forma en que hicimos llegamos al resultado que satisface el valor de sensibilidad requerido.

Ejercicio 1.15: V en paralelo (una sola etapa emisor común, realimentación colector base)

Hallar topología, ganancia e impedancias. Hallar también las demás ganancias y las Z señaladas.



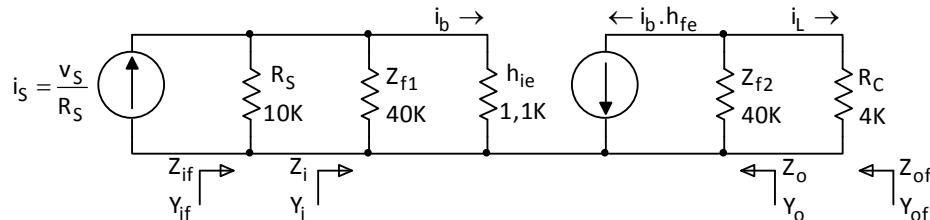
Red beta:

La red beta es idéntica a la del ejercicio 6. Incluso sus parámetros se calculan de la misma forma.

$$Z_{f1} = Z_{f2} = R_f = 40 [K\Omega]$$

$$\beta = \left. \frac{i_L}{v_{of}} \right|_{v_f=0} = \left. \frac{-i_{if}}{v_{of}} \right|_{v_f=0} = \frac{-1}{R_f} = \frac{-1}{40K} = -25 [\mu A / V]$$

Circuito equivalente:



Ganancia e impedancias:

$$R_{Mf} = \frac{R_M}{1 + \beta \cdot R_M} = \frac{-160K}{1 + (-25\mu) \cdot (-160K)} = \frac{-160K}{D(=5)} = \boxed{-32K = R_{Mf}}$$

$$\bullet R_M = \frac{V_L}{i_S} = \frac{V_L}{i_b} \cdot \frac{i_b}{i_S} = (-182K) \cdot (0,88) \approx -160K$$

$$\bullet \frac{V_L}{i_b} = -h_{fe} \cdot (Z_{f2} || R_C) = -50 \cdot (40K || 4K) = -182K$$

$$\bullet \frac{i_b}{i_S} = \frac{R_S || Z_{f1}}{R_S || Z_{f1} + h_{ie}} = \frac{10 || 40}{10 || 40 + 1,1} = 0,88$$

$$Z_{if} = \frac{Z_i}{D} = \frac{967}{5} = \boxed{193[\Omega] = Z_{if}}$$

$$\bullet Z_i = R_S || Z_{f1} || h_{ie} = (10 || 40 || 1,1)K = 967[\Omega]$$

$$Z_{of} = \frac{Z_o}{D} = \frac{3,64K}{5} = \boxed{728[\Omega] = Z_{of}}$$

$$\bullet Z_o = Z_{f2} || R_C = 40K || 4K = 3,64 [\Omega]$$

Otros:

$$A_{vf} = \frac{V_L}{V_S} = \frac{V_L}{i_S \cdot R_S} = \frac{R_{Mf}}{R_S} = \frac{-32K}{10K} = \boxed{-3,2[V/V] = A_{vf}}$$

$$A_{if} = \frac{i_L}{i_S} = \frac{V_L / R_L}{i_S} = \frac{R_{Mf}}{R_L} = \frac{-32K}{4K} = \boxed{-8[A/A] = A_{if}}$$

$$G_{Mf} = \frac{i_L}{V_S} = \frac{V_L / R_L}{i_S \cdot R_S} = \frac{R_{Mf}}{R_S \cdot R_L} = \frac{-32K}{10K \cdot 4K} = \boxed{-800[\mu V/A] = G_{Mf}}$$

$$193[\Omega] = Z_{if} \rightarrow Y_{if} = \frac{1}{Z_{if}} = \frac{1}{193} = \boxed{5,18m[S] = Y_{if}}$$

↓

$$R_i = \frac{1}{Y_i} = \frac{1}{5,08m} \approx \boxed{197[\Omega] = R_i} \quad \leftarrow$$

$$Y_i = Y_{if} - G_S = Y_{if} - \frac{1}{R_S} = 5,18m - \frac{1}{10K} = \boxed{5,08m[S] = Y_i}$$

$$0,728[\Omega] = Z_{of} \rightarrow Y_{of} = \frac{1}{Z_{of}} = \frac{1}{0,728} = \boxed{1,38[S] = Y_{of}}$$

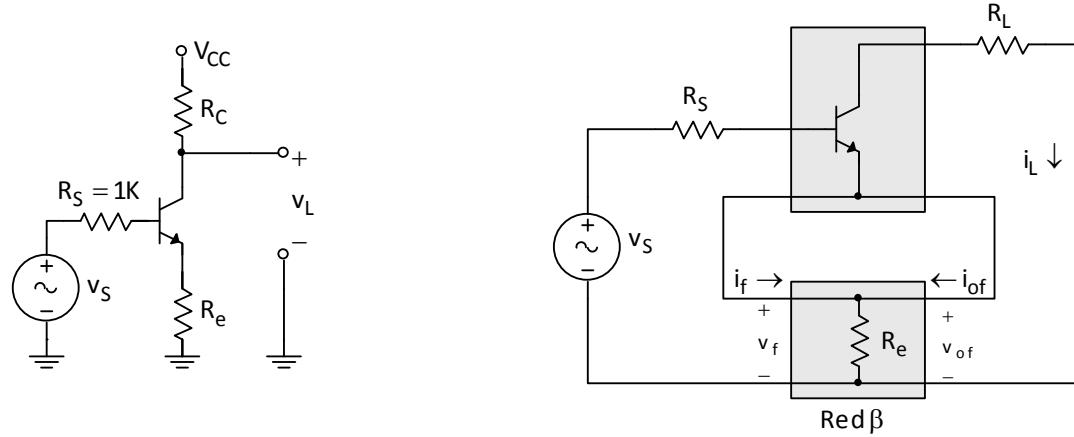
↓

$$R_o = \frac{1}{Y_o} = \frac{1}{1,37975} = \boxed{0,7247[\Omega] = R_o} \quad \leftarrow$$

$$Y_o = Y_{of} - G_L = Y_{of} - \frac{1}{R_L} = 1,38 - \frac{1}{4K} = \boxed{1,37975[S] = Y_o}$$

Ejercicio 1.16: I en serie (una sola etapa realimentada con resistencia de emisor)

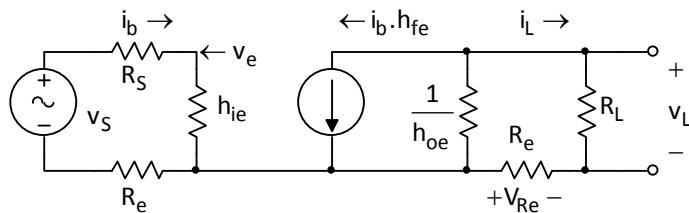
Sabiendo que $D=50$, $A_{vf}=-4$ [V/V] y $G_{mf}=1$ [mA/V]. Hallar R_L , R_e , Z_{if} e I_{cq} .

**Red beta:**

Las variables de interés son v_s y v_L . Si se abre la carga ($R_L=\infty$) se interrumpe la realimentación al no haber corriente por R_e , por lo tanto se muestrea corriente. La realimentación, efectuada a través de R_e , no entra en el mismo nudo que la señal (la base del transistor), de modo que se realimenta tensión. En consecuencia la configuración es de tipo tensión en serie. Para el circuito equivalente para señal débil (sin reemplazar el transistor todavía por una fuente de corriente) utilizamos el esquema visto en la teoría, así:

$$Z_{f1} = \left. \frac{v_f}{i_f} \right|_{i_{of}=0} = Z_{f2} = \left. \frac{v_{of}}{i_{of}} \right|_{i_f=0} = R_e$$

Esto quiere decir que en el circuito equivalente, cuando pasivamos la muestra ($i_{of}=0$), no circulará corriente por el colector del transistor, o sea, por R_L . Así que la corriente i_f solo verá en su camino a h_{ie} en serie con R_e (resistencia de emisor). Lo mismo sucede con Z_{f2} , cuando pasivamos la mezcla, la corriente de colector verá a R_L en serie con R_e . Así debe aparecer en el circuito equivalente. La ganancia β es negativa porque v_f produce una corriente contraria al sentido de i_{of} , la cual es entrante a la red beta.

Circuito equivalente:

La V_{Re} es contraria a la tensión v_L porque, como vimos en el cálculo de Z_{f2} , R_L tiene que estar en serie con R_e cuando se pasa la mezcla. Pero en la figura la corriente pasa primero por la masa antes que por R_e , para que luego termine en el emisor del transistor.

Otros:

$$R_e = -\beta = -(-980) = \boxed{980 [\Omega] = R_e}$$

$$\bullet D = 1 + \beta \cdot G_m \rightarrow \therefore \beta = \frac{D-1}{G_m} = \frac{50-1}{-50m} = -980$$

$$\bullet \cdot G_{mf} = \frac{G_m}{D} \rightarrow \therefore G_m = G_{mf} \cdot D = (-1m) \cdot (50) = -50m$$

$$G_m = \frac{-150}{1K + h_{ie} + R_e} \rightarrow \therefore h_{ie} = \frac{-150}{G_m} - 1K - R_e = \frac{-150}{-50m} - 1K - 980 = 1020 \approx \boxed{1K [\Omega] = h_{ie}}$$

$$h_{ie} = \frac{25mV \cdot h_{fe}}{I_{CQ}} \rightarrow \therefore I_{CQ} = \frac{25mV \cdot h_{fe}}{h_{ie}} = \frac{25m \cdot 150}{1K} = \boxed{3,75mA = I_{CQ}}$$

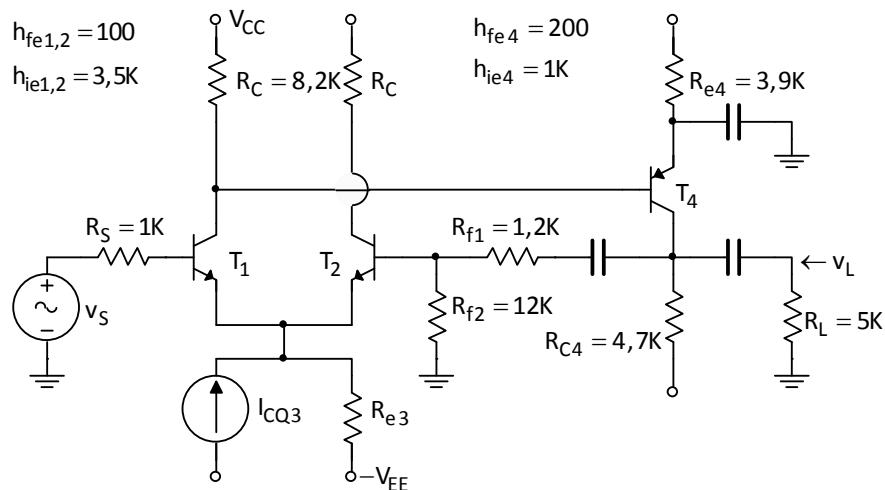
$$A_{vf} = \frac{v_L}{v_S} = \frac{i_L \cdot R_L}{v_S} = G_{mf} \cdot R_L \rightarrow \therefore R_L = \frac{A_{vf}}{G_{mf}} = \frac{-4}{-1m} = \boxed{4K\Omega = R_L}$$

$$Z_{if} = Z_i \cdot D = 3K \cdot 50 = \boxed{150 [K\Omega] = Z_{if}}$$

$$\bullet Z_i = R_S + h_{ie} + Z_{f1} = 1K + 1K + 1K = 3 [K\Omega]$$

Ejercicio 1.17: V es serie (amplificador diferencial seguido de una etapa en emisor común)

Hallar topología, ganancia e impedancias. También las ganancias de A_{lf} , R_{mf} y G_{mf} .

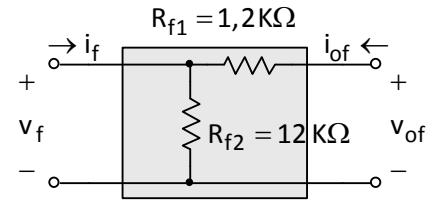


Red beta:

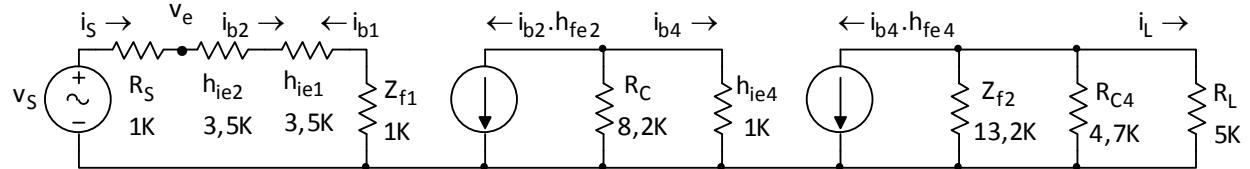
$$Z_{f1} = \frac{V_f}{i_f} \Big|_{V_{of}=0} = R_{f1} \parallel R_{f2} = 12K \parallel 1,2K \approx 1 [K\Omega]$$

$$Z_{f2} = \frac{V_{of}}{i_{of}} \Big|_{i_f=0} = R_{f1} + R_{f2} = 1K + 12K = 13,2 [K\Omega]$$

$$\beta = \frac{V_f}{V_{of}} \Big|_{i_f=0} = \frac{R_{f2}}{R_{f2} + R_{f1}} = \frac{12K}{12K + 1,2K} = 0,91$$



Circuito equivalente:



La última etapa es en emisor común porque R_L está conectado al *colector* de T_4 . Es decir, T_4 está dado vuelta. La flechita, que normalmente está en la pata de abajo, ahora está en la de arriba.

Ganancia e impedancias:

$$A_{vf} = \frac{A_v}{1 + \beta \cdot A_v} = \frac{4567}{1 + (0,91) \cdot 4567} = \frac{4567}{D(-4157)} \approx 1,1 = A_{vf}$$

$$\bullet A_v = \frac{V_L}{V_S} = \frac{V_L}{i_{b4} \cdot i_{b2} \cdot V_S} = (-410K) \cdot (-89,13) \cdot (125\mu) = 4567$$

$$\bullet \frac{V_L}{i_{b4}} = -h_{fe4} \cdot (Z_{f2} \parallel R_{C4} \parallel R_L) = -200 \cdot (13,2K \parallel 4,7K \parallel 5K) = -410K$$

$$\bullet \frac{i_{b4}}{i_{b2}} = \frac{-h_{fe2} \cdot R_{C2}}{R_{C2} + h_{ie4}} = \frac{-100 \cdot 8,2K}{8,2K + 1K} = -89,13$$

$$\bullet \frac{i_{b2}}{V_e} = \frac{1}{h_{ie1} + h_{ie2} + Z_{f1}} = \frac{1}{3,5K + 3,5K + 1K} = 125\mu$$

$$Z_S = R_S + Z_{if} = 1K + 33,2M \approx 33,2 [M\Omega] = Z_S$$

$$\bullet Z_{if} = Z_i \cdot D = 8K \cdot 4157 \approx 33,2 [M\Omega]$$

$$\bullet Z_i = h_{ie1} + h_{ie2} + Z_{f1} = 3,5K + 3,5K + 1K = 8 [K\Omega]$$

$$Z_{of} = \frac{Z_o}{D} = \frac{2,04K}{4157} \approx 0,5 \approx 0 [\Omega] = Z_{of}$$

$$\bullet Z_o = Z_{f2} \parallel R_{C4} \parallel R_L = 13,2K \parallel 4,7K \parallel 5K = 2,04 [K\Omega]$$

Otros: Ganancias A_{lf} , R_{mf} y G_{mf} .

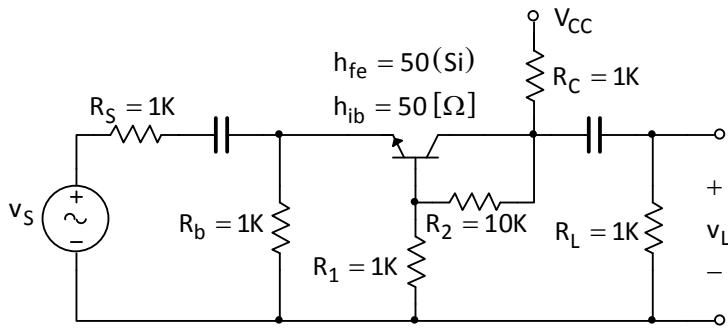
$$A_{lf} = \frac{i_L}{i_S} = \frac{v_L / R_L}{v_S / R_S} = \frac{A_{vf} \cdot R_S}{R_L} = \frac{1,1 \cdot 1}{5} = 0,22 [A / A] = A_{lf}$$

$$R_{mf} = \frac{v_L}{i_S} = \frac{v_L}{v_S / R_S} = A_{vf} \cdot R_S = 1,1 \cdot 1K = 1,1 [KV / A] = R_{mf}$$

$$G_{mf} = \frac{i_L}{v_S} = \frac{v_L / R_L}{v_S} = \frac{A_{vf}}{R_L} = \frac{1,1}{5K} = 220 [\mu A / V] = G_{mf}$$

Ejercicio 1.18: V en serie (una etapa en base común)

Hallar topología, ganancia e impedancias.



Red beta:

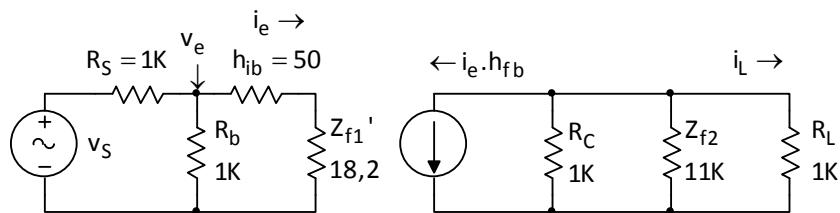
La red beta es igual que la del ejercicio 4 (muestra tensión mezcla serie).

$$Z_{f1} = \left. \frac{V_f}{i_f} \right|_{V_{of}=0} = R_1 \parallel R_2 = 1K \parallel 10K = 910 [\Omega]$$

$$\beta = \left. \frac{V_f}{V_{of}} \right|_{i_f=0} = \frac{-R_1}{R_2 + R_1} = \frac{-1}{1+10} = -0,091 [V/V]$$

$$Z_{f2} = \left. \frac{V_{of}}{i_{of}} \right|_{i_f=0} = R_1 + R_2 = 1K + 10K = 11 [K\Omega]$$

Circuito equivalente



$$Z_{f1}' = Z_{f1} / h_{fe} = 910 / 50 = 18,2 [\Omega]$$

Ganancia e impedancias:

$$A_{vf} = \frac{A_v}{1 + \beta \cdot A_v} = \frac{-7,17}{1 + (-0,091) \cdot (-7,17)} = \frac{-7,17}{D(\approx 1,65)} \approx \boxed{-4,5 = A_{vf}}$$

$$\bullet A_v = \frac{v_L}{v_S} = \frac{v_L}{i_e} \cdot \frac{i_e}{v_e} \cdot \frac{v_e}{v_S} = (-478) \cdot (0,015) = -7,17$$

$$\bullet \bullet \frac{v_L}{i_e} = -h_{fb} (R_L \parallel Z_{f2} \parallel R_C) = -1 \cdot (1K \parallel 11K \parallel 1K) = -478$$

$$\bullet \bullet \frac{i_e}{v_e} = \frac{1}{h_{ib} + Z_{f1}} = \frac{1}{50 + 18,2} = 0,015$$

$$Z_S = R_S + R_b \parallel Z_{if} = 1K + 1K \parallel 112 \approx \boxed{1,1 [K\Omega] = Z_S}$$

$$\bullet Z_{if} = Z_i \cdot D = 68,2 \cdot 1,65 = 112 [\Omega]$$

$$\bullet \bullet Z_i = h_{ib} + Z_{f1} = 50 + 18,2 = 68,2 = 68,2 [\Omega]$$

$$Z_{of} = Z_O / D = 435 / 1,65 = \boxed{263 [\Omega] = Z_{of}}$$

$$\bullet Z_O = R_L \parallel Z_{f2} \parallel R_C = 1K \parallel 11K \parallel 1K = 435 [\Omega]$$

1.2 – Circuitos con amplificadores operacionales

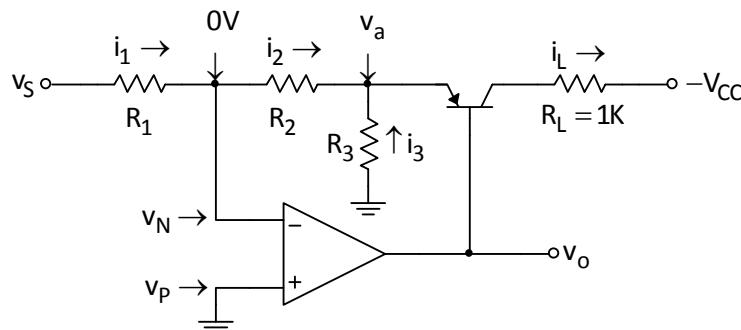
El análisis en los operacionales de aquí en adelante es el siguiente:

- El voltaje de la entrada inversora es igual al de la entrada no inversora, es decir $v_N=v_P$. Cero en este caso, por eso se señala los **0V** entre R_1 y R_2 .
- La corriente que atraviesa a R_1 (resistencia entre la señal v_S y la entrada v_N) es igual en magnitud y sentido a la corriente que atraviesa a R_2 (resistencia entre la entrada v_N y el próximo nodo que hay en dirección a la salida, en la mayoría de los casos es v_o o v_L).

Ejercicio 2.1: Convertidor V-I de potencia

En el convertidor V-I de la figura, $V_{CC}=30$ [V], $Z_i=10$ [$\text{k}\Omega$] y $R_L=R_1$. Se pide

- Hallar i_L en función del tiempo.
- Diseñar para que $i_L=10$ [mA] cuando $V_i=3$ [V].
- Hallar v_{CE} para las condiciones anteriores.
- Ídem para v_o .
- Hallar i_L para un valor de $V_{OS}=1$ [μV].
- ¿Para qué condiciones de entrada v_{CE} es máximo?
- ¿Para qué condiciones de entrada i_C es máxima?



PUNTO A:

$$\text{LKI en nodo de } v_a: \quad i_L = i_2 + i_3 = \frac{v_S}{R_1} + \frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{v_S}{R_3} = \frac{v_S}{R_1} + \frac{R_2 \cdot v_S}{R_1 \cdot R_3} = \boxed{\frac{v_S}{R_1} \left(1 + \frac{R_2}{R_3} \right)} = i_L$$

$$\bullet i_2 = \frac{0 - v_a}{R_2} = - \left(- \frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{v_S}{R_3} \right) = \frac{v_S}{R_1}$$

$$\bullet \bullet v_a = - \frac{R_2}{R_1} v_S$$

$$\bullet i_3 = \frac{0 - v_a}{R_3} = - \left(- \frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{v_S}{R_3} \right)$$

La corriente en R_2 , es decir i_2 , tiene el sentido de la figura, pues $v_N=0$ y $v_a=-v_S(R_2/R_1)$ es negativo (suponiendo un v_S positivo). Este nodo, el de v_a , siempre va a tener un voltaje de sentido contrario a v_S , sin importar qué es lo que venga después (en este caso vemos que después viene un transistor). La corriente i_3 , lleva el sentido que sale en la figura, pues está conectada a tierra y a v_a , la cual es negativa.

PUNTO B:

$$i_L|_{V_S=3V} = \frac{V_S}{R_1} \left(1 + \frac{R_2}{R_3} \right) \rightarrow \therefore R_3 = \frac{R_2}{\left(i_L|_{V_S=3V} \cdot R_1 \right) - 1} = \frac{10K}{\frac{10m \cdot 10K}{3} - 1} = \boxed{309,28 [K\Omega] = R_3}$$

- $R_1 = Z_i = 10 [K\Omega]$

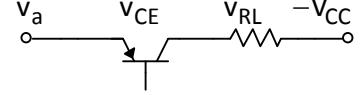
- $R_2 = R_1 = 10 [K\Omega]$

PUNTO C:

$$v_a = v_{CE} + v_{RL} - V_{CC} \rightarrow \therefore v_{CE} = v_a - v_{RL} + V_{CC} = -3 - 10 + 30 = \boxed{17 [V] = v_{CE,max}}$$

- $v_a = -\frac{R_2}{R_1} v_S = -\frac{10K}{10K} 3 = -3 [V]$

- $v_{RL} = i_L \cdot R_L = 10m \cdot 1K = 10 [V]$



Para memorizar la ecuación, vendría a ser una especie de recta de carga en continua del transistor.

PUNTO D:

$$v_a = V_{BE} + v_o \rightarrow \therefore v_o = v_a - 0,7 = -3 - 0,7 = \boxed{-3,7 [V] = v_o}$$

Ésta ecuación es parecida a la de red de polarización de un transistor.

PUNTO E:

$$I_{L,OS} = -I_2 - I_3 = -0,2n - 6,47n = \boxed{-6,67 [nA] = I_{L,OS}}$$

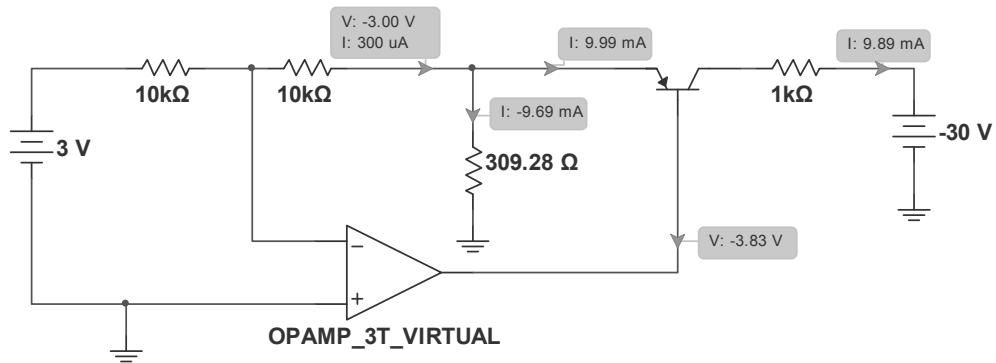
- $I_2 = \frac{V_{a,OS} - 0}{R_2} = \frac{2\mu}{10K} = 0,2 [nA]$

- $\bullet V_{a,OS} = V_{OS} (1 + R_2 / R_1) = 1\mu (1 + 10 / 10) = 2 [\mu V]$

- $I_3 = \frac{V_{a,OS} - 0}{R_3} = \frac{2\mu}{309,28} = 6,47 [nA]$

$I_{L,OS}$ tiene sentido contrario (por convención) a I_2 e I_3 , por lo que al aplicar LKI al nodo de v_a , éstas corrientes aparecen con signo cambiado. Esto es así porque tanto I_2 como I_3 tienen sentido contrario que los que tenían en los puntos anteriores, pues para obtener V_a en función de V_{OS} , ésta última aparece modelada en la pata no inversora. Lo anterior implica que V_a y V_{OS} tienen igual signo.

La siguiente figura muestra la simulación con las condiciones desde a) hasta d).



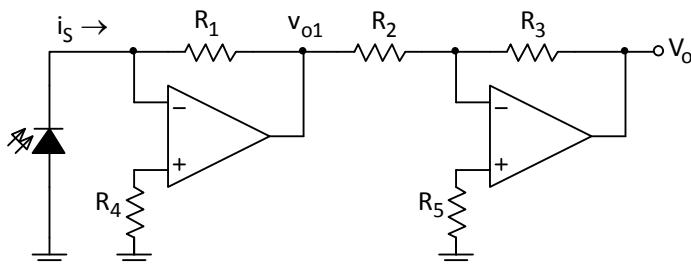
Ejercicio 2.2: Circuito con fotodetector

Para el siguiente circuito:

a) Hallar la función de transferencia

b) Diseñar para que $v_o = 3 [V]$ cuando $i_s = 3 [\mu A]$.

c) ¿Cuáles son las dos principales características que debe tener el primer AO?

**PUNTO A:**

$$v_{o2} = -i_{R2} \cdot R_3 = -\left(\frac{-R_1 i_s}{R_2}\right) R_3 = \left(\frac{R_1 R_3}{R_2}\right) i_s = v_o$$

$$\bullet i_{R2} = \frac{v_{o1}}{R_2} = \frac{-R_1 i_s}{R_2}$$

$$\bullet v_{o1} = -R_1 i_s$$

PUNTO B:

Podemos usar cualquier combinación de resistencias tal que

$$\frac{R_1 R_3}{R_2} = \frac{v_o}{i_s} = \frac{3}{3\mu} = 1M$$

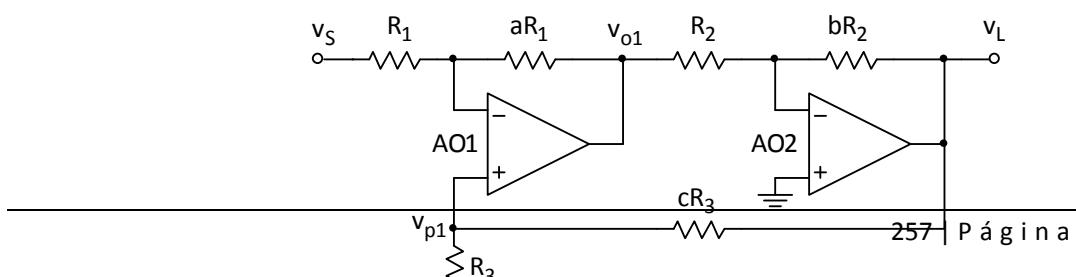
Una combinación sería: $R_1 = 10 [K\Omega]$, $R_2 = 100 [\Omega]$ y $R_3 = 10 [K\Omega]$.

PUNTO C:

No encontré una respuesta en ningún apunte así que la voy a inventar jeje. Por lo poco que pude averiguar, la configuración en que se encuentra el diodo con el primer AO se llama *modo fotovoltaico*. Este modo ofrece bajo ruido, y por ello se adapta mejor a las aplicaciones de medición e instrumentación. Una posible respuesta podría ser que, debido a que se lo emplea en tales aplicaciones, el primer AO debe tener mejores prestaciones que el segundo, ya que si no fuese así, el AO2 amplificaría el ruido de entrada. Otra cosa a tener en cuenta es la elección de R_1 , debe ser un valor relativamente alto, para poder tener una alta sensibilidad. También de esto se desprende que el AO1 debe tener una V_{os} e I_{os} lo más baja posible para que la salida del mismo se vea lo menos afectada posible por estas señales no deseadas.

Ejercicio 2.3: Dos AO realimentados

Del amplificador con 2 AO de la siguiente figura, obtener la función de transferencia.



$$v_L = -\left(\frac{bR_2}{R_2}\right)v_{o1} = -b \left[-a.v_S + \frac{(1+a)v_L}{1+c} \right] = ab.v_S - \frac{b(1+a)}{1+c}v_L$$

$$\bullet v_{o1} = -\left(\frac{aR_1}{R_1}\right)v_S + \left(1 + \frac{aR_1}{R_1}\right)v_{p1} = -a.v_S + (1+a)\frac{v_L}{1+c}$$

$$\bullet v_{p1} = \frac{R_3 \cdot v_L}{R_3 + cR_3} = \frac{v_L}{1+c}$$

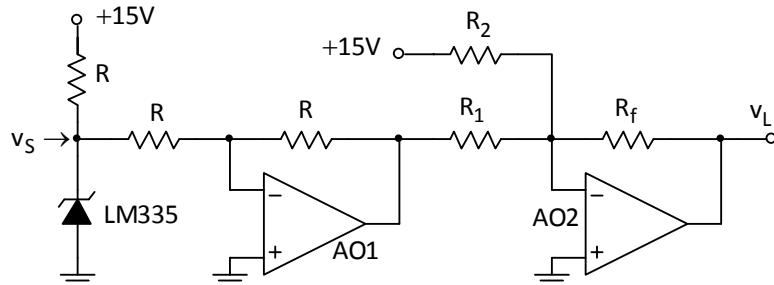
$$v_L \left[1 + \frac{b(1+a)}{1+c} \right] = ab.v_S$$

$$\boxed{\frac{v_L}{v_S} = \frac{ab(1+c)}{1+c+b(1+a)}}$$

Ejercicio 2.4: Circuito con el LM335

El LM335 varía desde **10 [mV/°K]** y se necesita acondicionar para la entrada de un convertidor de **0 a 5 [V]**, sabiendo que varía de **0 a 50 [°C]**, la impedancia de entrada es **Z_i = 10 [KΩ]**. Hallar **R**, **R₁**, **R₂** y **R_f**.

Usamos el siguiente circuito



La ecuación de **v_L** es

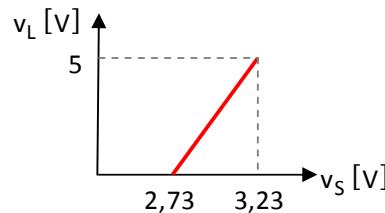
$$v_L = \left[\frac{R_f}{R_1} \right] v_S - \left[\frac{R_f}{R_2} \right] 15 \quad (0 -)$$

La temperatura va desde **0** hasta **50 [°C]**, se pasan primero estos valores a **[°K]** y posteriormente a **[V]**.

$$0 [°C] \rightarrow 273 [°K] \rightarrow 10 \left[\frac{mV}{°K} \right] \cdot 273 [°K] = 2,73 [V]$$

$$50 [°C] \rightarrow 323 [°K] \rightarrow 10 \left[\frac{mV}{°K} \right] \cdot 323 [°K] = 2,73 [V]$$

Es decir que la entrada v_s varía en un rango de **{2,73V – 3,23V}** y la salida v_L debe variar en un rango de **{0V – 5V}**. Usando estos puntos trazamos una recta en un plano x-y para obtener v_L en función de v_s .



Usando la ecuación de una línea que pasa por dos puntos tenemos

$$y = \frac{5}{3,23 - 2,73} (x - 2,73) = 10x - 27,3$$

Es decir que la ecuación será

$$v_L = 10 \cdot v_s - 27,3$$

(0 –)

Si comparamos **(0 – 1)** y **(0 – 2)** tenemos, por el lado de la pendiente

$$R_f = 10 \cdot R_1$$

Elijo $R_1 = 10 [\text{K}\Omega]$ entonces $R_f = 10 \cdot R_1 = 10 \cdot 10\text{K} = 100 [\text{K}\Omega] = R_f$

Y por el lado de la constante

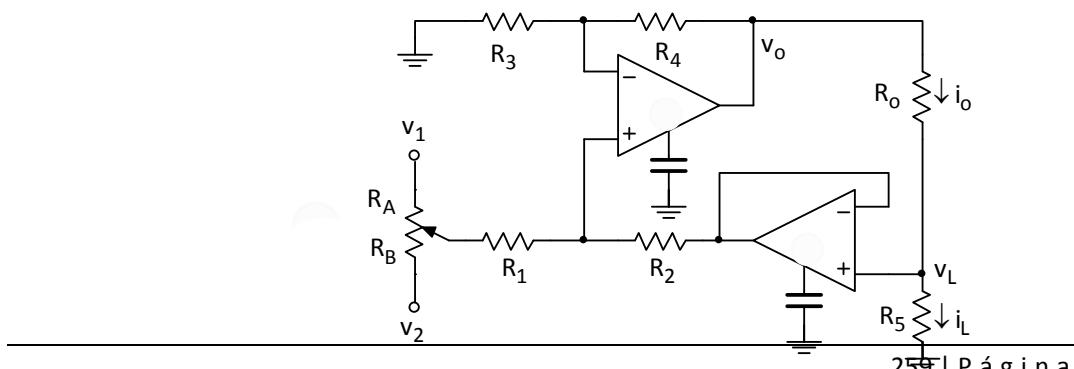
$$\frac{R_f}{R_2} \cdot 15 = 27,3 \quad \rightarrow \therefore R_2 = \frac{R_f \cdot 15}{27,3} = \frac{100\text{K} \cdot 15}{27,3} = 54,9 [\text{K}\Omega] = R_2$$

Resta saber R , como $Z_i = 10\text{K}$ y $Z_i = R$ entonces $R = 10 [\text{K}\Omega]$

Ejercicio 2.5: Convertidor V-I con dos AO con carga a masa (Ejercicio no resuelto)

En el siguiente convertidor V-I:

- Obtener la función de transferencia.
- Hallar la impedancia de entrada para v_1 y v_2 .
- ¿Qué polaridad tiene v_1 respecto a i_o ?
- Diseñar para que Z_i vista por v_1 y v_2 sea de **10 [KΩ]**, siendo que $i_o=10 [\text{mA}]$, $v_1=\pm 1 [\text{V}]$ y $R_L=10 [\text{K}\Omega]$.
- Influencia en v_o de unas tensiones de offset de $V_{os1}=V_{os2}=1 [\text{mV}]$.
- Si el rechazo de la fuente es de **100 [dB]** y tengo un zumbido de $\Delta v_{o1}=0,5 [\text{V}]$, hallar Δv_{os} .



PUNTO A:

$$i_o = -\frac{R_2}{R_1 R_o} v_1$$

PUNTO B:

$$Z_{v1} = R_A + R_2$$

$$Z_{v2} = R_B + R_2$$

No estoy seguro de si es correcto

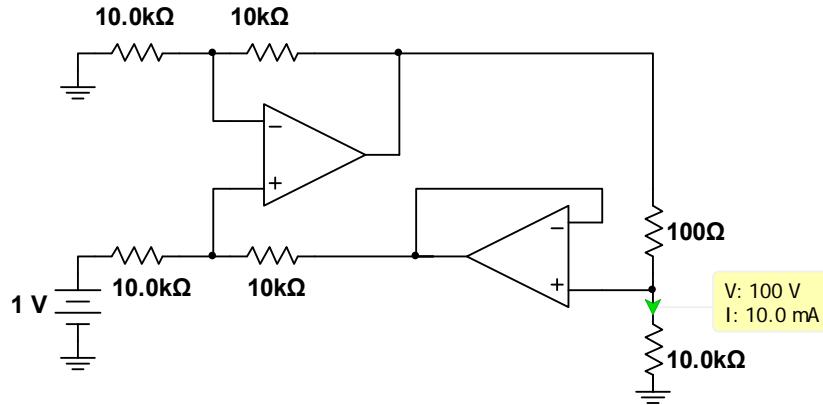
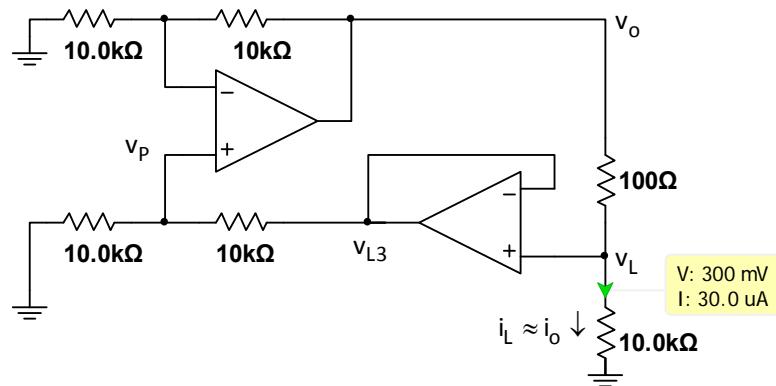
PUNTO C:

La corriente i_o es contraria a v_1 , esto quiere decir que v_1 hace circular por R_L una corriente en sentido contrario a i_o .

PUNTO D:

Antes de hacer algún cálculo notemos que para que la corriente que circule por R_L sea 10 [mA], la tensión en la misma debe ser de 100 [V], tensión que debe ser capaz de proporcionar el operacional.

$$i_o = \frac{R_2}{R_1 R_o} v_1 \rightarrow \therefore R_o = \frac{R_2}{R_1 i_o} v_1 = \frac{10[\text{k}\Omega] \cdot 1[\text{V}]}{10[\text{k}\Omega] \cdot 10[\text{mA}]} = 100[\Omega] = R_o$$

**PUNTO E:**

Para la simulación hice que $V_{OS1}=V_{OS2}=1 \text{ [mV]}$ y las corrientes de offset y de polarización nulas. Comienzo el análisis desde la tensión de salida de AO2, la cual será v_L (pues es un seguidor) más la tensión de offset 2, es decir

$$v_{L3} = V_{OS2} + v_L$$

La tensión en la pata no inversora de AO1 es un voltaje tomado del divisor resistivo conformado por R_2 y R_1 con la tensión de entrada v_{L3} , o sea

$$v_P = v_{L3} \frac{R_1}{R_1 + R_2} = \frac{(V_{OS2} + v_L)}{1 + R_2 / R_1}$$

La tensión de salida de AO1 será

$$v_o = (v_{P1} + V_{OS1}) \left(1 + \frac{R_4}{R_3} \right) = \left[\frac{(V_{OS2} + v_L)}{1 + R_2 / R_1} + V_{OS1} \right] \left(1 + \frac{R_4}{R_3} \right) = (V_{OS2} + v_L) \frac{1 + R_4 / R_3}{1 + R_2 / R_1} + V_{OS1} \left(1 + \frac{R_4}{R_3} \right)$$

La corriente que pasa por R_0 (es decir, i_o) será la tensión entre sus bornes sobre R_0

$$i_o = \frac{v_o - v_L}{R_0} = \frac{\left[(V_{OS2} + v_L) \frac{1 + R_4 / R_3}{1 + R_2 / R_1} + V_{OS1} \left(1 + \frac{R_4}{R_3} \right) \right] - v_L}{R_0} = \frac{V_{OS2} \frac{1 + R_4 / R_3}{1 + R_2 / R_1} + V_{OS1} \left(1 + \frac{R_4}{R_3} \right)}{R_0} - v_L \frac{1 - \frac{1 + R_4 / R_3}{1 + R_2 / R_1}}{R_0}$$

Si hacemos que $R_4/R_3=R_2/R_1$ entonces i_o será

$$i_o = \frac{V_{OS2} \frac{1+1}{1+1} + V_{OS1} (1+1)}{R_0} - v_L \frac{1 - \frac{1+1}{1+1}}{R_0} = \frac{V_{OS2} + 2 \cdot V_{OS1}}{R_0}$$

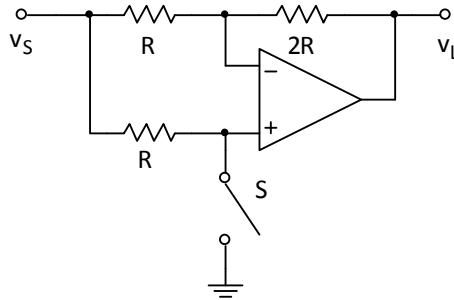
Y la tensión en R_L será

$$v_L = R_L \cdot i_L \approx R_L \cdot i_o = \frac{V_{OS2} + 2 \cdot V_{OS1}}{R_0} R_L = \frac{1m + 2 \cdot 1m}{100} \cdot 10K = \boxed{300 \text{ [mV]} = v_{L,OS}}$$

PUNTO F: Sin resolver.

Ejercicio 2.6: AO con entrada común e interruptor

Hallar la función de transferencia cuando S está abierto y cuando está cerrado.



Con S abierto: Podemos considerar a S como una resistencia (R_s) de valor muy grande

$$v_L = -\left(\frac{2R}{R}\right)v_S + \left(1 + \frac{2R}{R}\right)v_p = -2v_S + v_S + 2v_S = v_S = v_L \rightarrow \therefore \frac{v_L}{v_S} = 1$$

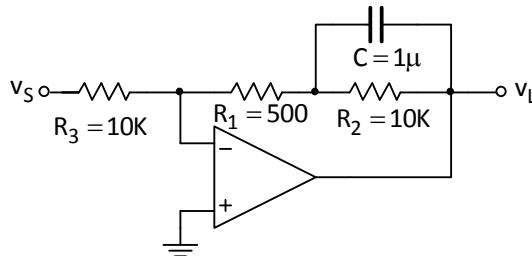
$$\circ v_p = \lim_{R_s \rightarrow \infty} \frac{v_S \cdot R_s}{R_s + R} = v_S$$

Con S cerrado: La corriente sale de la entrada no inversora y se va a tierra directamente. Es una configuración inversora básica.

$$v_L = -\left(\frac{2R}{R}\right)v_S \rightarrow \therefore \frac{v_L}{v_S} = -2$$

Ejercicio 2.7: AO inversor con C en la realimentación

En el siguiente circuito con AO hallar la función de transferencia.



$$\frac{v_L}{v_S} = -\frac{R_1 + R_2 \parallel \frac{1}{Cp}}{R_3} = -\frac{R_1 + \frac{R_2}{R_2 Cp + 1}}{R_3} = -\frac{R_1(R_2 Cp + 1) + R_2}{R_3(R_2 Cp + 1)} = -\frac{R_1 R_2 Cp + R_1 + R_2}{R_3 R_2 C \left[p + \frac{1}{C R_2} \right]} = -\frac{R_1 R_2 C \left[p + \frac{R_1 + R_2}{C R_1 R_2} \right]}{R_3 R_2 C \left[p + \frac{1}{C R_2} \right]} =$$

$$= -A_o \frac{p + z}{p + p_p} = \frac{-0,05(p + 2100)}{p + 100} = \frac{v_L}{v_S}$$

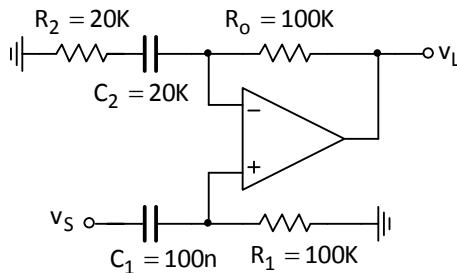
$$\bullet A_o = -\frac{R_1}{R_3} = -\frac{500}{10K} = -50m$$

$$\bullet z = \frac{1}{C(R_1 \parallel R_2)} = \frac{1}{1\mu(500 \parallel 10K)} = 2100$$

$$\bullet p_p = \frac{1}{CR_2} = \frac{1}{1\mu \cdot 10K} = 100$$

Ejercicio 2.8: AO no inversor con C

En el siguiente circuito con AO hallar la función de transferencia y graficar el Bode de módulo y fase.



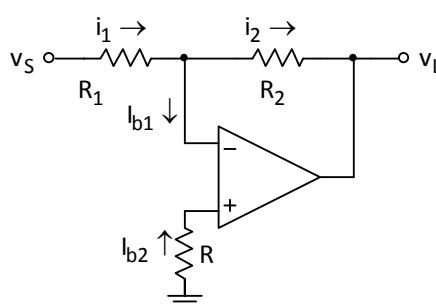
$$\begin{aligned} \frac{v_L}{v_S} &= \left(1 + \frac{R_0}{R_2 + \frac{1}{C_2 p}}\right) \left(\frac{R_1}{R_1 + \frac{1}{C_1 p}}\right) = \left(1 + \frac{R_0 C_2 p}{R_2 C_2 p + 1}\right) \frac{R_1 C_1 p}{R_1 C_1 p + 1} = \frac{R_2 C_2 p + 1 + R_0 C_2 p}{R_2 C_2 p + 1} \cdot \frac{R_1 C_1 p}{R_1 C_1 p + 1} = \\ &= \frac{(R_2 + R_0) C_2 p + 1}{R_2 C_2 p + 1} \cdot \frac{R_1 C_1 p}{R_1 C_1 p + 1} = \frac{(20K + 100K) 1n \cdot p + 1}{20K \cdot 1n \cdot p + 1} \cdot \frac{100K \cdot 100n \cdot p}{100K \cdot 100n \cdot p + 1} \approx \\ &\boxed{\frac{6 \cdot p \cdot (p + 8333)}{(p + 100) \cdot (p + 50K)} = \frac{v_L}{v_S}} \end{aligned}$$

Ejercicio 2.9: Diseño de AO inversor con R en la entrada no inversora

Nota: A este ejercicio no le entiendo muy bien que digamos, no está muy claro en la fotocopia de donde lo saqué. El resultado al que llego es el mismo ($R = 4 [K\Omega]$) pero el razonamiento no se si es el correcto.

En el siguiente amplificador con AO.

- Hallar el valor de R (en función de R_1 y R_2) para evitar el efecto de las corrientes de polarización.
- Hallar el valor de la ganancia a lazo cerrado.
- Diseñar R para sabiendo que $v_L = -v_S$, $i_2 = 1 [\text{mA}]$ y la tensión en la pata inversora $V_N = -2 [\text{V}]$.



PUNTO A:

$$v_L = v_{L1} + v_{L2} = -i_{b1} R_2 + i_{b2} R_2 = R_f [-i_{b1} + i_{b2}] = R_2 \cdot I_{OS}$$

$$\bullet v_{L1} = V_p \left(-\frac{R_2}{R_1} \right) = I_{b1} R_1 \left(-\frac{R_2}{R_1} \right) = -I_{b1} \cdot R_2$$

$$\bullet v_{L2} = V_p \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) = I_{b2} R \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) = I_{b2} R \frac{R_2 + R_1}{R_1}$$

Si hacemos $R = \frac{R_2 R_1}{R_2 + R_1} = R_2 || R_1$ entonces:

$$= I_{b2} \cdot \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \cdot \frac{R_1 + R_2}{R_1} = I_{b2} \cdot R_2 = v_{L2}$$

PUNTO B:

$$-I_{b2} = I_{b1} = i_1 - i_2$$

$$-\frac{V_p}{R} = \frac{v_s - V_p}{R_1} - \frac{V_p - v_L}{R_2} \quad \rightarrow \therefore v_L = -\frac{R_2}{R_1} v_s + V_p \left(\frac{R \cdot R_1 - R_2 \cdot R_1 - R_2 \cdot R}{R \cdot R_1} \right)$$

Para que la ganancia del circuito no se vea modificada por la adición de R , el numerador del paréntesis debe ser cero, y esto se cumple cuando

$$R \cdot R_1 - R_2 \cdot R_1 - R_2 \cdot R = 0 \quad \rightarrow \therefore R = R_1 || R_2 \text{ entonces } v_L \text{ será}$$

$$v_L = -\frac{R_2}{R_1} v_s$$

PUNTO C:

$$R = \frac{V_p}{I_{b2}} = \frac{-2}{-0,5m} = \boxed{4 \text{ [K}\Omega\text{]} = R}$$

$$\bullet I_{b2} = -I_{b1} = -0,5 \text{ [mA]}$$

$$\bullet \bullet I_{b1} = i_1 - i_2 = 1,5m - 1m = 0,5 \text{ [mA]}$$

En un AO, $V_N = V_p$ (tensión en la pata no inversora).

$$\bullet \bullet \bullet i_1 = \frac{v_s - V_N}{R_1} = \frac{10 - (-2)}{8K} = 1,5 \text{ [mA]}$$

Si $v_L = -v_s$ eso quiere decir que la ganancia es 1, lo cual implica que $R_1 = R_2$

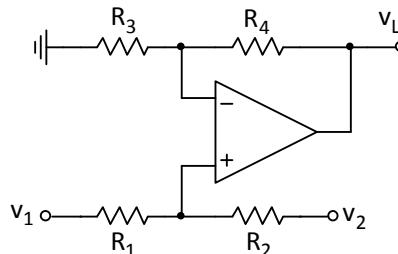
$$\bullet \bullet \bullet R_1 = R_2 = \frac{V_p - v_L}{i_2} = \frac{-2 - (-10)}{1m} = 8 \text{ [K}\Omega\text{]}$$

Ejercicio 2.10: AO no inversor con dos entradas

En el siguiente amplificador con AO:

- Determinar $v_L = f(v_1, v_2)$ suponiendo que $R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = R$.
- Si $R_4 = 9 \text{ [K}\Omega\text{]}$ y $R_3 = 1 \text{ [K}\Omega\text{]}$. Rediseñar para que la componente de v_L debido a v_1 (v_{L1}), sea $v_{L1} = 2v_1$.
- Para las condiciones del punto anterior, hallar v_{L2} .
- ¿Qué topología de realimentación se usa en el punto a)?

- e) Suponiendo que v_1 (y v_L) es un generador ideal **0 [V]**, determinar la impedancia que ve v_1 .
- f) Suponiendo que v_1 (y v_L) es un generador ideal **0 [V]**, determinar la impedancia que ve v_2 .
- g) Determinar el efecto que tiene en la salida la corriente de polarización en el punto 'a'.
- h) Determinar el efecto que tiene en la salida la tensión de offset en el punto 'a'.



PUNTO A:

$$v_L = v_1 \frac{1+R_4/R_3}{1+R_1/R_2} + v_2 \frac{1+R_4/R_3}{1+R_2/R_1}$$

Si $R_4=R_3=R_2=R_1=R$ entonces

$$v_L = v_1 \frac{1+R/R}{1+R/R} + v_2 \frac{1+R/R}{1+R/R} = [v_1 + v_2 = v_L]$$

PUNTO B:

$$\frac{v_{L1}}{v_1} = \frac{1+R_4/R_3}{1+R_1/R_2} = \frac{1+9K/1K}{1+R_1/R_2} = \frac{10}{1+R_1/R_2} = 2 \quad \rightarrow \therefore \frac{R_1}{R_2} = \frac{10}{2} - 1 = 4$$

Elijo $R_2 = 10 [\text{k}\Omega]$ entonces $R_1 = 4 \cdot R_2 = 4 \cdot 10\text{K} = 40 [\text{k}\Omega] = R_1$

PUNTO C:

$$v_{L2} = v_2 \frac{1+R_4/R_3}{1+R_1/R_2} = v_2 \frac{1+9K/1K}{1+40K/10K} = 2 \cdot v_2 = v_{L2}$$

PUNTO D: Tensión en serie.

PUNTO E:

La impedancia de entrada en la pata no inversora se encuentra en la parte teórica y es

$$Z_{in} \approx Z_{ic}$$

Y la impedancia vista por v_1 será, entonces

$$Z_{i1} = R_1 + Z_{ic} \parallel R_2 \approx R_1 + R_2$$

PUNTO F:

$$Z_{i2} = R_2 + Z_{ic} \parallel R_1 \approx R_2 + R_1$$

PUNTO G:

$$V_{L,Voffset} = V_{OS} \cdot \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) = V_{OS} \left(1 + \frac{R}{R} \right) = \boxed{2 \cdot V_{OS} = V_{L,Voffset}}$$

PUNTO H:

$$V_{L,Ioffset} = -I_{b1} \cdot R_2 + I_{b2} \cdot (R_3 || R_4) \cdot \left(1 + \frac{R}{R_1} \right) = -I_{b1} \cdot R + I_{b2} \cdot (R || R) \left(1 + \frac{R}{R} \right) = -I_{b1} \cdot R + I_{B2} \cdot \frac{R}{2} \cdot 2 = R [I_{b2} - I_{b1}]$$

$$\boxed{V_{L,Ioffset} = R \cdot I_{OS}}$$

Ejercicio 2.11: Ejercicio con SR

En un AO en configuración inversora con **R₂=94,5 [KΩ]**, **SR=0,5 [V/μS]**, **f_H=100 [KHz]** y **GBW=1,5 [MHz]**. Se pide:

- a) Tensión de salida pico a pico, **V_{L,pp}**.
- b) Valor de **R₁**.

PUNTO A:

$$f_{max} = \frac{SR}{2\pi \cdot V_p} = \frac{SR}{\pi \cdot V_{pp}} \rightarrow \therefore V_{L,pp} = \frac{SR}{2\pi \cdot f_{max}} = \frac{0,5}{2\pi \cdot 100K} = 1,59 [V] = V_{L,pp}$$

PUNTO B:

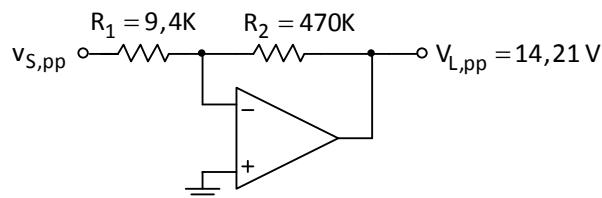
$$R_1 = \frac{R_2}{|A_v|} = \frac{94,5K}{21,21} = 4,45 [K\Omega] = R_1$$

$$\bullet f_T = \frac{|A_v|}{\sqrt{2}} \cdot f_{3dB} \rightarrow \therefore |A_v| = \frac{\sqrt{2} \cdot f_T}{f_{3dB}} = \frac{\sqrt{2} \cdot GBW}{BW} = \frac{\sqrt{2} \cdot 1,5M}{100K} = 21,21$$

Ejercicio 2.12: Ejercicio con GBW y SR

En el siguiente un amplificador con AO: **V_L = 14,21 [V]** y **GBW = 2 [MHz]**. Se pide:

- a) Tensión de entrada pico a pico, **v_{S,pp}**.
- b) Frecuencia máxima **f_{max}**.
- c) Valor del Slew Rate **SR**.



PUNTO A:

$$|A_v| = \frac{V_{L,pp}}{V_{S,pp}} \rightarrow \therefore V_{L,pp} = \frac{V_{L,pp}}{|A_v|} = \frac{14,21}{50} = 284,2 \text{ [mV]} = V_{L,pp}$$

PUNTO B:

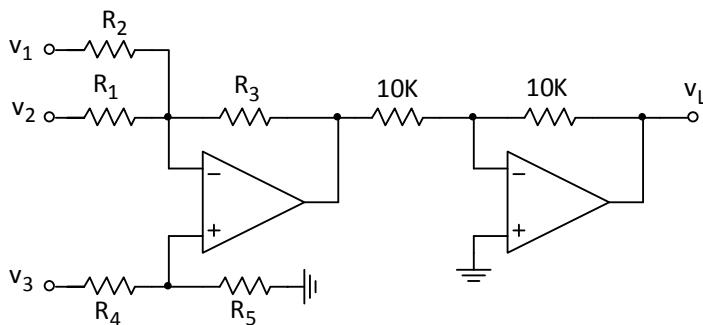
$$|A_v| = \frac{\sqrt{2} \cdot GBW}{BW} \rightarrow \therefore BW \approx f_{max} = \frac{\sqrt{2} \cdot 2M}{|A_v|} = \frac{\sqrt{2} \cdot 2M}{50} = 56,57 \text{ [KHz]} = f_{max}$$

PUNTO C:

$$SR = 2\pi \cdot f_{max} = 2\pi \cdot 56,57 \text{ K} \approx 2,52 \text{ M} \frac{1\mu}{1\mu} = 2,52 \left[\frac{V}{\mu S} \right] = SR$$

Ejercicio 2.13: Diseño para una salida determinada

Con el uso de los AO se desea tener la siguiente salida $v_L = v_1/6 + v_2/9 - v_3/15$.



$$\frac{R_3}{R_1} = \frac{1}{9} \quad . \quad \text{Elijo } R_3 = 1 \text{ [K}\Omega\text{]} \text{ entonces } R_1 = 9 \text{ [K}\Omega\text{]}.$$

$$\frac{R_3}{R_2} = \frac{1}{6} \rightarrow \therefore R_2 = 6 \cdot R_3 = 6 \cdot 1 \text{ K} = 6 \text{ [K}\Omega\text{]} = R_2$$

$$\left(1 + \frac{R_3}{R_2 \parallel R_1} \right) \frac{R_5}{R_5 + R_4} = \frac{1}{15}$$

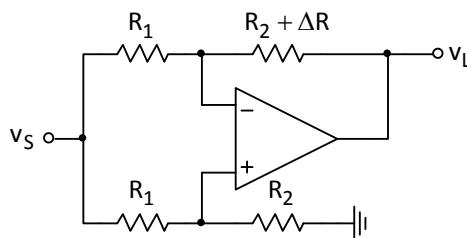
$$\left(1 + \frac{1}{6 \parallel 9} \right) \frac{R_5}{R_5 + R_4} = \frac{1}{15}$$

$$R_4 = 0,0147 \cdot R_3 \quad . \quad \text{Elijo } R_4 = 100 \text{ [K}\Omega\text{]} \text{ entonces } R_5 = 1,47 \text{ [K}\Omega\text{]}$$

Ejercicio 2.14: AO con entrada común y δ

Del siguiente circuito:

- Hallar la función de transferencia.
- ¿Qué característica se destaca del circuito?



PUNTO A:

$$\begin{aligned} \frac{v_L}{v_S} &= -\frac{R_2(1+\delta)}{R_1} + \frac{R_2 \left[1 + \frac{R_2(1+\delta)}{R_1} \right]}{R_2 + R_1} = -\frac{R_2(1+\delta)(R_2 + R_1)}{R_1(R_2 + R_1)} + \frac{R_2(R_1 + R_2 + R_2\delta)}{R_1(R_2 + R_1)} = \\ &= \frac{-R_2^2 - R_2^2\delta - R_2R_1 - R_2R_1\delta + R_2R_1 + R_2^2 + R_2^2\delta}{R_1(R_2 + R_1)} = \frac{-R_2R_1\delta}{R_1(R_2 + R_1)} = \frac{-R_2 \cdot \delta}{R_2 + R_1} = \frac{v_L}{v_S} \end{aligned}$$

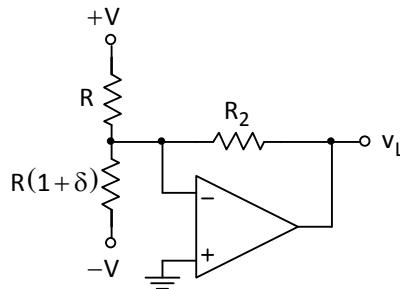
PUNTO B:

- Su inmunidad al ruido.
- Su linealidad.
- Su inmunidad a la señal de error.
- Ninguna de las anteriores.

Ejercicio 2.15: AO inversor con δ

Encontrar del siguiente circuito:

- a) La función de transferencia.
- b) El circuito es apropiado ¿para pequeñas o grandes desviaciones? Fundamentar.
- c) Qué mide este amplificador, ¿corriente o tensión de cortocircuito? Fundamentar.
- d) Enumerar ventajas y desventajas.
- e) La influencia en v_L debido a la V_{os} e I_b (sin tener en cuenta a δ y a V).

**PUNTO E:**

Ver teórico

PUNTO A:

$$v_L = -\frac{R_2}{R}V - \frac{R_2}{R(1+\delta)}(-V)$$

$$\frac{v_L}{V} = -\frac{R_2}{R} + \frac{R_2}{R(1+\delta)} = \frac{-R_2(1+\delta) + R_2}{R(1+\delta)} = \frac{-R_2 - R_2\delta + R_2}{R(1+\delta)} = \frac{-R_2 \cdot \delta}{R(1+\delta)} = \frac{v_L}{V}$$

PUNTO B:

Para pequeñas variaciones. Al puente lo podemos alimentar con grandes desviaciones, ya que es muy vulnerable al riple de la fuente de alimentación, lo cual implica que la señal a medir debe ser mucho mayor a estas señales.

El voltaje de la entrada inversora estará a potencial cero (cuando $\delta = 0$). Por lo tanto, podemos alimentar el puente con grandes valores de V , haciendo esto, aumentamos la sensibilidad del puente. Esto quiere decir que las corrientes del puente serán lo suficiente grandes como para trabajar en el límite de lo que soporta el AO. Si trabajamos con grandes desviaciones, el circuito perderá sensibilidad, pues tendremos que reducir V para que la corriente límite nos permita seguir en las misma condiciones anteriores; la salida perderá, además, su linealidad respecto a δ .

PUNTO C:

Mide corriente de corto circuito, ya que el puente ve una masa virtual por la configuración inversora.

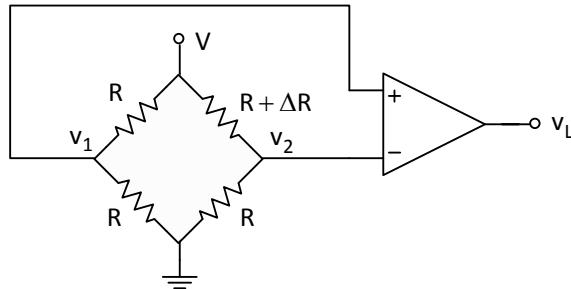
PUNTO D:

El circuito tiene una alta estabilidad pero no es inmune al ruido de la fuente de alimentación. También posee una sensibilidad baja, por lo que es necesaria una etapa adicional de ganancia.

Ejercicio 2.16: Amplificador puente

Suponer la ganancia del AO igual a $-R_2/R_1$. Encontrar del siguiente circuito:

- La función de transferencia.
- ¿Cuál es la condición de funcionamiento para obtener una representación lineal del circuito?
- ¿Qué impedancia ve cada rama del puente?
- Realizar los ajustes del puente para compensar los distintos coeficientes de temperatura.
- Compensar para las tolerancias de las resistencias.



PUNTO A:

$$\begin{aligned}
 v_L &= -\frac{R_2}{R_1} v_d = -\frac{R_2}{R_1} \left(-\frac{V}{4} \cdot \frac{\delta}{1 + \frac{\delta}{2}} \right) = \frac{V \cdot R_2}{4 \cdot R_1} \cdot \frac{\delta}{1 + \frac{\delta}{2}} \\
 \bullet v_d &= v_2 - v_1 = \frac{V}{2 + \delta} - \frac{V}{2} = \frac{2V - V(2 + \delta)}{2(2 + \delta)} = \frac{2V - 2V - V\delta}{4 \left(1 + \frac{\delta}{2} \right)} = -\frac{V}{4} \cdot \frac{\delta}{1 + \frac{\delta}{2}} \\
 \bullet v_2 &= \frac{V \cdot R}{R + R + \Delta R} = \frac{V \cdot R}{R \left(2 + \frac{\Delta R}{R} \right)} = \frac{V}{2 + \delta} \\
 \bullet v_1 &= \frac{V}{2}
 \end{aligned}$$

Por lo general $\delta/2 \ll 1$ entonces nos queda

$$v_L = \left(\frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{V}{2} \right) \cdot \delta$$

PUNTO B:

La condición es que $\delta/2 \ll 1$, es decir, para pequeñas variaciones.

PUNTO C:

Cada rama «ve» una impedancia de corto circuito virtual, porque mide corriente de corto circuito.

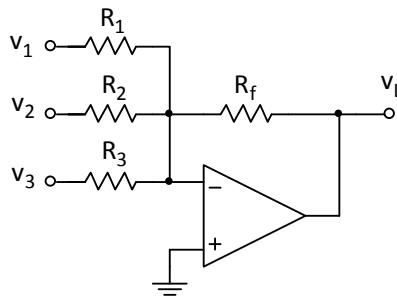
PUNTO D y E:

Los desarrollos están en la parte teórica.

Ejercicio 2.17: Sumador con 3 entradas

Dibujar el circuito sumador (inversor) de 3 entradas. Se pide:

- La función de transferencia.
- Dimensionar de modo que v_1 , v_2 y v_3 al sumarse se multipliquen por 3, 6 y 7 respectivamente.
- Hallar la tensión de salida debido a una tensión de offset $V_{OS} = 1 \text{ [mV]}$.
- Realizar los ajustes del puente para compensar los distintos coeficientes de temperatura.
- Compensar para las tolerancias de las resistencias.



PUNTO A:

$$v_L = -\frac{R}{R_1} v_1 - \frac{R}{R_2} v_2 - \frac{R}{R_3} v_3$$

PUNTO B:

Para que $A_{v1} = R/R_1$ sea igual a 3 elijo $R = 42 \text{ [K}\Omega]$

Lo cual implica que

$$R_1 = \frac{R}{A_{v1}} = \frac{42K}{3} = 12 \text{ [K}\Omega] = R_1$$

$$R_2 = \frac{R}{A_{v2}} = \frac{42K}{6} = 7 \text{ [K}\Omega] = R_2$$

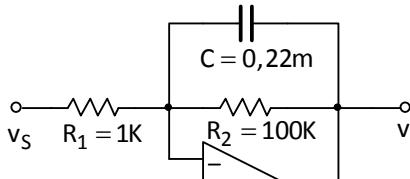
$$R_3 = \frac{R}{A_{v1}} = \frac{42K}{7} = 6 \text{ [K}\Omega] = R_3$$

PUNTO C:

$$v_{L,Voffset} = V_{OS} \left(1 + \frac{R}{R_1 \parallel R_2 \parallel R_3} \right) = 1m \left(1 + \frac{42K}{12K \parallel 7K \parallel 6K} \right) = [17,5 \text{ [mV]} = v_{L,Voffset}]$$

Ejercicio 3.18: AO inversor con C en la realimentación

Halla la respuesta en media y alta frecuencia del siguiente circuito y realizar el Bode.



$$\frac{v_L}{v_S} = -\frac{Z_2}{Z_1} = -\frac{\frac{1}{Cp} \parallel R_2}{R_1} = -\frac{1}{R_1} \cdot \frac{R_2}{R_2 + \frac{1}{Cp}} = -\frac{1}{R_1} \cdot \frac{R_2}{R_2 Cp + 1} = \frac{-\frac{R_2}{R_1}}{\frac{1}{Cp} + 1} = \frac{-\frac{100K}{1K}}{\frac{1}{45,45K} + 1} =$$

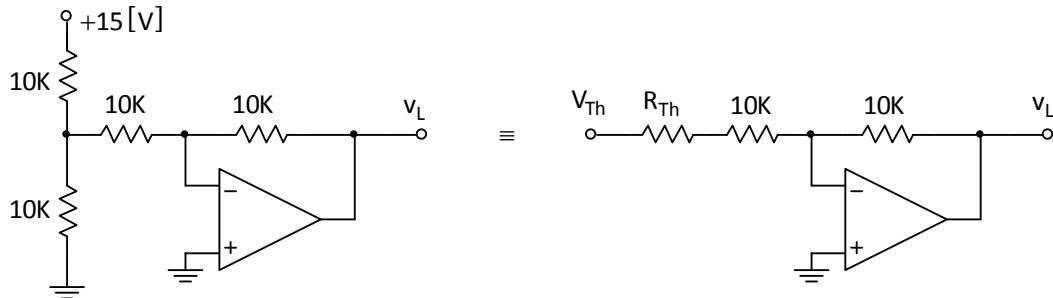
$$\boxed{\frac{-100 (=A_{vo})}{\frac{1}{45,45K} + 1} = A_v(p)}$$

$$\omega_H = 45,45K \rightarrow f_H = \frac{4,45K}{2\pi} = [7,23 \text{ [kHz]} = f_H]$$

Ejercicio 2.19: Circuito inversor (corrección de V_{OS})

Del siguiente inversor, con $V_{OS}=1 \text{ [mV]}$, se pide

- Hallar v_L .
- Hallar $v_{L,os}$
- Proponer un circuito para compensar $v_{L,os}$.



PUNTO A:

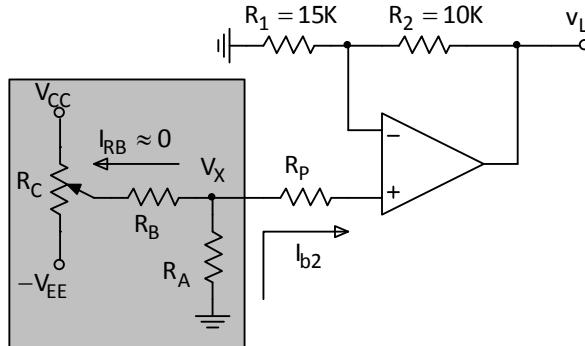
$$v_L = \frac{-10K \cdot v_{Th}}{10K + R_{Th}} = \frac{-10K \cdot 7,5}{10K + 5K} = [-5 \text{ [V]} = v_L]$$

$$\bullet R_{Th} = 10K \parallel 10K = 5 \text{ [k}\Omega\text{]}$$

$$\bullet V_{Th} = \frac{15 \cdot 10K}{10K + 10K} = 7,5 \text{ [V]}$$

PUNTO B:

$$V_{L,OS} = V_{OS} \left(1 + \frac{10K}{10K + R_{Th}} \right) = 1m \left(1 + \frac{10K}{10K + 5K} \right) \approx [1,7[mV]] = V_{L,OS}$$

PUNTO C:

Donde $R_p = R_2 // R_1 = 10K // 15K = 25 [\Omega]$. La tensión de offset a la salida será entonces

$$V_{L,OS} = V_{OS} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) + I_{OS} R_p = 1m \left(1 + \frac{10K}{15K} \right) + 200n \cdot 6K = 2,9 [mV]$$

Para no alterar la ganancia del circuito tenemos que darle valores adecuados a las resistencias R_A , R_B y R_C . De esta manera:

- **$R_C \ll R_B$:** para evitar la carga excesiva en la terminal central del potenciómetro, por lo general se tiene en cuenta la relación $10.R_C = R_B$.
- **$1000.R_A = R_B$:** si bien $V_{L,OS}=2,9 [mV]$, debemos tomar la máxima precaución y aprovechar que el circuito de compensación está alimentado a la tensión de alimentación del AO, esto es generalmente $\pm 15 [V]$, es decir hacer que $-15 [mV] \leq V_x \leq 15 [mV]$, o sea que $V_x = 15 [mV] = (15V).R_A / (R_A + R_B)$, despejando tenemos que $R_B \approx 1000.R_A$. Esto también evita que la corriente polarización I_{b2} circule por R_B .
- **$R_A \ll R_p$:** para que la corriente I_{b2} , que circula por $R_p + R_A$ (ya que R_B es muy grande), no genere una caída de tensión en R_A de valor considerable respecto de R_p , a fin de no alterar la compensación para I_{OS} , por lo general $25.R_A = R_p$.

Teniendo en cuenta todo esto, tenemos que

$$R_A = \frac{R_p}{25} = \frac{25K}{25} = [1 K\Omega] = R_A$$

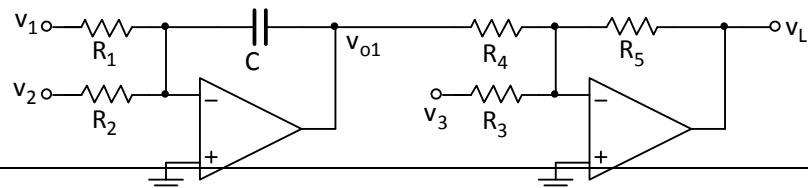
$$R_B = 1000 \cdot R_A = 1000 \cdot 1K = [1 M\Omega] = R_B$$

$$R_C = \frac{R_B}{10} = \frac{1M}{10} = [100 K\Omega] = R_C$$

Ejercicio 2.20: Integrador seguido de un inverter.

En el siguiente circuito se pide:

- Función de transferencia en función del tiempo.
- Impedancias de entrada vistas por v_1 y v_2 .



PUNTO A:

$$v_L = -\frac{R_5}{R_4}v_{o1} - \frac{R_5}{R_3}v_3 = -\frac{R_5}{R_4} \left\{ \frac{-1}{C} \int \left[\frac{v_1(t)}{R_1} + \frac{v_2(t)}{R_2} \right] dt \right\} - \frac{R_5}{R_3}v_3 =$$

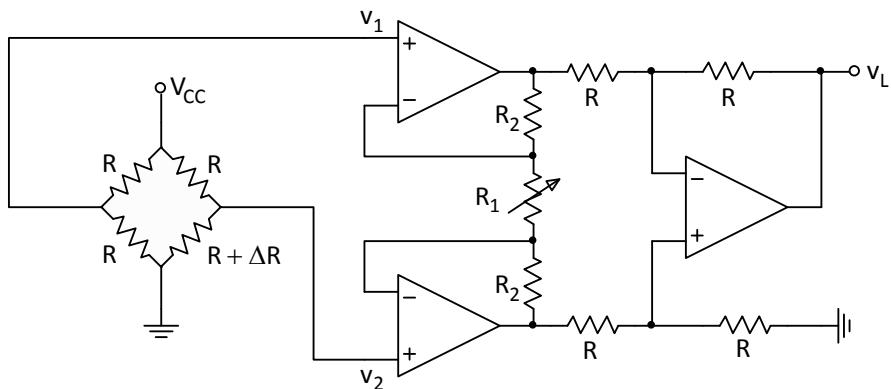
$$\boxed{\frac{R_5}{R_4 R_1 C} \int v_1(t) dt + \frac{R_5}{R_4 R_2 C} \int v_2(t) dt - \frac{R_5}{R_3} v_3 = v_L}$$

PUNTO B:

$$Z_{i1} = R_1 \quad Z_2 = R_2$$

Ejercicio 2.21: Puente seguido de amplificador de instrumentación.

En el siguiente circuito, $R=120 \text{ } [\Omega]$, $\Delta R=0,001 \text{ } [\text{V}]$ y $V_{cc}=10 \text{ } [\text{V}]$. Diseñar para obtener una $v_L=22 \text{ } [\text{mV}]$.



Dado que la ganancia del último AO es 1, la salida será

$$v_L = \left(1 + 2 \frac{R_2}{R_1}\right)(v_2 - v_1) = \left(1 + 2 \frac{R_2}{R_1}\right)(5,0000208 - 5) = \left(1 + 2 \frac{R_2}{R_1}\right)20,8\mu = 22 \text{ [mV]}$$

$$\bullet v_1 = \frac{V_{CC} \cdot R}{R + R} = \frac{10 \cdot 120}{120 + 120} = 5,0000000 \text{ [V]}$$

$$\bullet v_2 = \frac{V_{CC} \cdot (R + \Delta R)}{R + R + \Delta R} = \frac{10 \cdot (120 + 0,001)}{120 + 120} = 5,0000208 [V]$$

$$\therefore \frac{R_2}{R_1} = \left(\frac{22m}{20,8\mu} - 1 \right) \frac{1}{2} \approx 528$$

Elijo $R_1 = 1 [\text{K}\Omega]$ y por ende $R_2 = 528 \cdot R_1 = 528 \cdot 1\text{K} = 528 [\text{K}\Omega] = R_2$.

Ejercicio 2.22: Convertidor I-V con carga flotante.

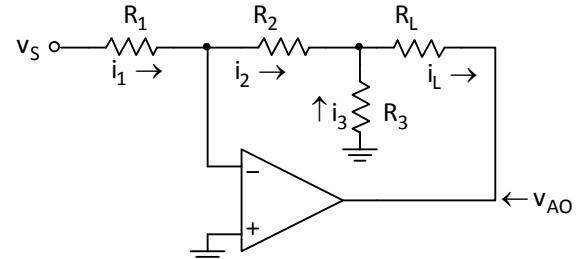
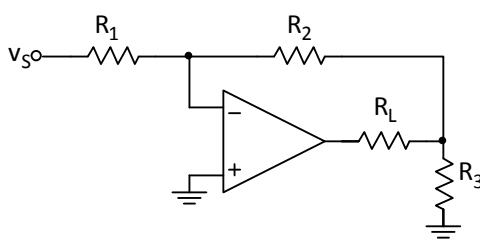
a) Hallar $i_L = f(v_s)$.

b) Diseñar para que Z_i que ve v_s sea $Z_i=1 [\text{K}\Omega]$, $i_L=10 [\text{mA}]$. Considerar $v_s=3 [\text{V}]$ y que una tensión de offset $V_{os}=1 [\text{mV}]$ produce un voltaje en el nodo de v_{o1} igual a $V_{o1,voffset}=6 [\text{mV}]$ cuando $v_s=0 [\text{V}]$.

c) Hallar el voltaje de salida del AO, es decir V_{AO} , si $R_L=100 [\Omega]$.

d) Si $V_{AO,max}=10 [\text{V}]$, hallar $R_{L,min}$.

e) En las condiciones del punto d) hallar v_s e i_L . Considerar que $V_{AO,max}=10 [\text{V}]$ y $R_L=100 [\Omega]$.



PUNTO A:

La corriente i_2 es igual en módulo que la corriente i_1 . El sentido de i_2 es del potencial más alto al más bajo, es decir va desde la tierra virtual hacia v_{o1} (suponiendo que v_s es positivo). Lo mismo sucede con el sentido de i_3 , va desde la tierra a v_{o1} . Por ende, i_L es la suma de estas dos corrientes.

$$i_L = i_2 + i_3 = \frac{v_s}{R_1} + \frac{R_2 v_s}{R_1 R_3} = \frac{v_s}{R_1} \left(1 + \frac{R_2}{R_3} \right) = i_L$$

$$\bullet i_2 = i_1 = \frac{v_s}{R_1}$$

$$\bullet i_3 = \frac{0 - v_{o1}}{R_3} = \frac{0 - (-R_2 / R_1) v_s}{R_3} = \frac{R_2 v_s}{R_1 R_3}$$

$$\bullet v_{o1} = \frac{-R_2}{R_1} v_s = -\frac{5K}{1K} \cdot 1 = -5 [\text{V}]$$

PUNTO B:

$$R_1 = Z_i = 1 [\text{K}\Omega] = R_1$$

$$V_{o1,voffset} = V_{OS} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \rightarrow \therefore R_2 = \left(\frac{V_{o1,voffset}}{V_{OS}} - 1 \right) R_1 = \left(\frac{6m}{1m} - 1 \right) 1\text{K} = 5 [\text{K}\Omega] = R_2$$

$$R_3 = \frac{-v_{o1}}{i_3} = -\left(\frac{-5}{4m}\right) = \boxed{1,25 [K\Omega] = R_3}$$

$$\bullet v_{o1} = \frac{-R_2}{R_1} v_S = -\frac{5K}{1K} 1 = -5 [V]$$

$$\bullet i_L = i_2 + i_3 \quad \rightarrow \therefore i_3 = i_L - i_2 = 5m - 1m = 4 [mA]$$

PUNTO C:

$$i_L = \frac{v_{o1} - V_{AO}}{R_L} \quad \rightarrow \therefore V_{AO} = -i_L R_L + v_{o1} = -5m \cdot 100 + (-5) = \boxed{-5,5 [V] = V_{AO}}$$

PUNTO D:

$$\text{De la misma ecuación anterior } \therefore R_L = \frac{v_{o1} - V_{AO}}{i_L} = \frac{-5 - (-10)}{5m} = \boxed{1 [K\Omega] = R_L}$$

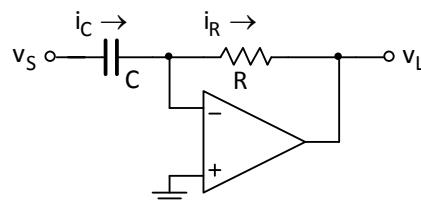
PUNTO E:

$$i_L = \frac{v_{o1} - V_{AO}}{R_L} = \frac{-5 - (-10)}{100} = \boxed{50 [mA] = i_L}$$

$$i_L = \frac{v_S}{R_1} \left(1 + \frac{R_2}{R_3} \right) \quad \rightarrow \therefore v_S = \frac{i_L R_1}{1 + R_2 / R_3} = \frac{50m \cdot 1K}{1 + 5K / 1,25K} = \boxed{10 [V] = v_S}$$

Ejercicio 2.23: Derivador

Encontrar la función de transferencia en el tiempo de un derivador.



Del circuito de la figura comenzamos forzando a que $i_C = i_R$. Recordando que la corriente en un condensador es $i_C = d(V_{Condensador}/dt)$ tenemos que

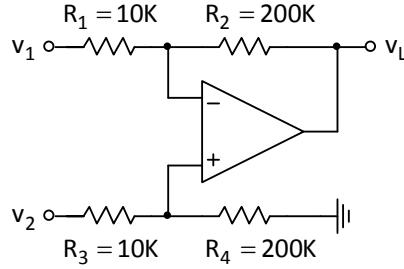
$$i_C = i_R$$

$$C \frac{d}{dt} [v_S(t) - 0] = \frac{0 - v_L(t)}{R} \quad \rightarrow \therefore \boxed{v_L = -RC \frac{dv_S(t)}{dt}}$$

Ejercicio 2.24: Restador

Del siguiente amplificador restador encontrar

- La ganancia de tensión diferencial G y las impedancias vistas por v_1 y v_2 .
- Rediseñar para que, manteniendo la misma G , la Z_i quede equilibrada en **10 [KΩ]**.
- En el punto a), hallar el voltaje de salida para una $V_{os}=1 [mV]$.
- Ídem para el punto b).



PUNTO A:

$$v_L = v_1 \left(-\frac{R_2}{R_1} \right) + v_2 \frac{1+R_2/R_1}{1+R_3/R_4} = v_1 \left(-\frac{200}{10} \right) + v_2 \frac{1+200/10}{1+10/200} = -20.v_1 + 20.v_2 = 20(v_2 - v_1) \Rightarrow$$

G = 20

$$Z_i = 10K \parallel 200K = \boxed{9,52 [K\Omega]} = Z_{i1} = Z_{i2}$$

PUNTO B:

Para mantener la misma ganancia se debe cumplir que

$$\frac{R_4}{R_3} = 20 \quad (1^{\text{ra}} \text{ condición})$$

Y para que la impedancia de entrada sea **10 [KΩ]** se debe cumplir que

$$R_4 \parallel R_3 = 10K \quad (2^{\text{da}} \text{ condición})$$

Mezclando la primera condición en la segunda tenemos

$$\frac{R_4 \cdot R_3}{R_4 + R_3} = \frac{R_4}{1+R_4/R_3} = \frac{R_4}{1+20} = 10K \quad \rightarrow \therefore R_4 = (1+20)10K = \boxed{210 [K\Omega] = R_4}$$

Y como reemplazando este valor en la primera condición, nos queda

$$R_3 = \frac{R_4}{20} = \frac{210K}{20} = \boxed{10,5 [K\Omega] = R_3}$$

PUNTO C:

$$V_{L,Voffset} = V_{OS} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) = 1m \left(1 + \frac{200K}{10K} \right) = \boxed{21[mV] = V_{L,Voffset}}$$

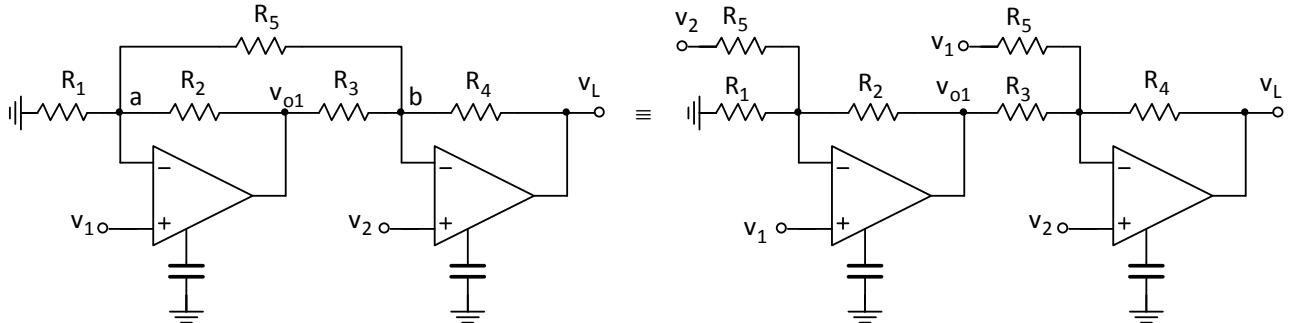
PUNTO D:

$$V_{L,Voffset} = V_{OS} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) = 1m \left(1 + \frac{210K}{10,5K} \right) = \boxed{21[mV] = V_{L,Voffset}}$$

Ejercicio 2.25: Amplificador dual con resistencia de realimentación

Del siguiente amplificador encontrar

- La función de transferencia y expresar $v_L = K(v_2 - v_1)$, sin considerar R_5 .
- Hacer $R_1 = R_4$ y $R_2 = R_3$, y calcular K .
- Conectar R_5 y hallar v_L en las condiciones del punto b).



PUNTO A:

$$v_L = v_{o1} \left(-\frac{R_4}{R_3} \right) + v_2 \left(1 + \frac{R_4}{R_3} \right) = v_1 \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \left(-\frac{R_4}{R_3} \right) + v_2 \left(1 + \frac{R_4}{R_3} \right) = \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \left[v_2 - v_1 \frac{1 + R_2 / R_1}{\left(1 + R_4 / R_3 \right) R_3 / R_4} \right] =$$

$$\bullet v_{o1} = v_1 \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right)$$

$$\boxed{v_L = \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \left[v_2 - v_1 \frac{1 + R_2 / R_1}{1 + R_3 / R_4} \right]}$$

No es posible poner v_L en función de $v_2 - v_1$, inevitablemente aparece un factor que multiplica a v_1 .

PUNTO B:

Si $R_1 = R_4$ y $R_2 = R_3$, entonces v_L

$$v_L = \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \left[v_2 - v_1 \frac{1 + R_2 / R_1}{1 + R_2 / R_1} \right] = \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) (v_2 - v_1) = v_L \quad \Rightarrow \boxed{K = 1 + \frac{R_2}{R_1}}$$

PUNTO C:

El circuito que usamos para hallar v_L es el de la derecha.

$$\begin{aligned} v_L &= v_{L1} + v_{L2} = -v_1 \left(1 + \frac{R_1}{R_2} + \frac{2R_1}{R_5} \right) + v_2 \left(1 + \frac{R_1}{R_2} + \frac{2R_1}{R_5} \right) = (v_2 - v_1) \left(1 + \frac{R_1}{R_2} + \frac{2R_1}{R_5} \right) = v_L \\ \bullet v_{L1} &= -\frac{R_1}{R_5} v_1 - \frac{R_1}{R_2} \left[\left(1 + \frac{R_2}{R_1 \parallel R_5} \right) v_1 \right] = -v_1 \left(\frac{R_1}{R_5} + \frac{R_1}{R_2} + \frac{R_1}{R_1 \parallel R_5} \right) = -v_1 \left[\frac{R_1}{R_5} + \frac{R_1}{R_2} + \frac{R_1(R_1 + R_5)}{R_1 R_5} \right] = \\ &= -v_1 \left(\frac{R_1 R_2 + R_1 R_5 + R_2 R_1 + R_2 R_5}{R_2 R_5} \right) = -v_1 \frac{R_2 R_5 + R_1 R_5 + 2R_1 R_2}{R_2 R_5} = -v_1 \left(1 + \frac{R_1}{R_2} + \frac{2R_1}{R_5} \right) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} v_{L2} &= v_2 \left(1 + \frac{R_1}{R_2 \parallel R_5} \right) - \frac{R_1}{R_2} \left(-\frac{R_2}{R_5} v_2 \right) = v_2 \left(1 + \frac{R_1}{R_2 \parallel R_5} + \frac{R_1}{R_5} \right) = v_2 \left(1 + \frac{R_1 R_2 + R_5 R_1 + R_1 R_2}{R_2 R_5} \right) = \\ &= v_2 \left(1 + \frac{R_5 R_1 + 2 R_1 R_2}{R_2 R_5} \right) = v_2 \left(1 + \frac{R_1}{R_2} + \frac{2 R_1}{R_5} \right) \end{aligned}$$

Otra forma de resolver este ejercicio es usar las corrientes en los nodos **a** y **b** del circuito de la izquierda.

Nodo a: $\frac{0 - v_1}{R_2} = \frac{v_1 - v_2}{R_5} + \frac{v_1 - v_{01}}{R_1}$

Nodo b: $\frac{v_2 - v_L}{R_2} = \frac{v_1 - v_2}{R_5} + \frac{v_{01} - v_2}{R_1}$

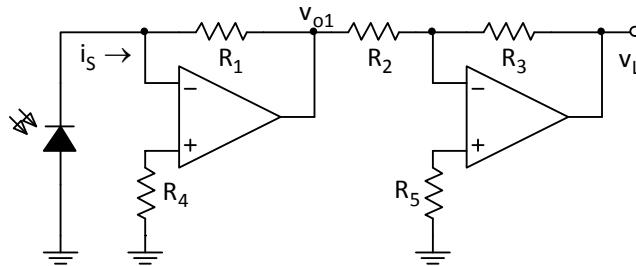
Si sumamos las dos ecuaciones nos queda

$$\frac{v_2 - v_1}{R_2} - \frac{v_L}{R_2} = 2 \frac{v_1 - v_2}{R_5} + \frac{v_1 - v_2}{R_1} \rightarrow v_L = (v_2 - v_1) \left(1 + \frac{R_1}{R_2} + \frac{2 R_1}{R_5} \right)$$

Ejercicio 2.26: Convertidor I-V con fotodiodo

Para el siguiente amplificador

- a) Hallar la función de transferencia.
- b) Diseñar para que $v_L = 3 [V]$ cuando $i_S = 3 [\mu A]$.
- c) ¿Qué características debe tener el primer AO?



PUNTO A:

$$v_L = -\frac{R_3}{R_2} v_{o1} = -\frac{R_3}{R_2} (-R_1 i_S) = \boxed{\frac{R_1 R_3}{R_2} i_S = v_L}$$

PUNTO B:

Elijo $R_1 = R_3 = 100 [K\Omega]$ entonces $R_2 = 10 [K\Omega]$

PUNTO C:

“...tiene relación con los cálculos de diseño del punto anterior Yo hable de que eran importantes una baja los y Vos para no sacarle corriente al fotodiodo.”

En la oscuridad el fotodiodo conduce por lo general corriente del orden de los [nA], y dependiendo de la energía radiante que incida en él, puede conducir hasta $50 [\mu A]$ o más; así que la corriente de polarización de la entrada inversora debe estar muy por debajo de estos valores. También la V_{os} tiene que hacer variar a la salida mucho me-

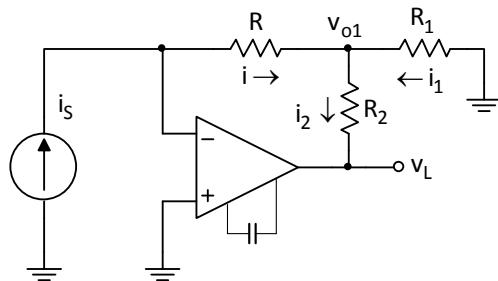
nos que lo que lo hace la corriente del fotodiodo. La variación de v_{o1} debido a la temperatura también debe tenerse en cuenta. En resumen, AO1 debe tener mejor comportamiento estático que AO2. También es cierto que si V_{os} e I_{os} añaden error a la salida de AO1, AO2 no tiene forma de discriminar entre ruido y señal.

Lo que está en cursiva y entre comillas lo saqué de un apunte de un final que lo bajé de Facebook; el segundo párrafo es una respuesta mía, que no tiene por qué ser exacta, sólo desarrollé un poco lo anterior.

Ejercicio 2.27: Convertidor I-V de alta sensibilidad compensado

Para el siguiente amplificador

- Hallar la función de transferencia.
- Efecto de la corriente de polarización en el voltaje de salida.



PUNTO A:

$$\frac{v_{o1} - v_L}{R_2} = i_2 \quad \rightarrow \therefore v_L = v_{o1} - R_2 i_2 = -i_S R - R_2 i_S \left(1 + \frac{R}{R_1} \right) = -i_S \left(R + R_2 + \frac{R_2 R}{R_1} \right) =$$

$$\boxed{-i_S R \left(1 + \frac{R_2}{R} + \frac{R_2}{R_1} \right)} = v_L$$

$$\bullet v_{o1} = -i_S R$$

$$\bullet i_2 = i + i_1 = i_S + \frac{R}{R_1} i_S = i_S \left(1 + \frac{R}{R_1} \right)$$

$$\bullet \bullet i = i_S$$

$$\bullet \bullet i_1 = \frac{0 - v_{o1}}{R_1} = \frac{0 - (-i_S R)}{R_1} = \frac{R}{R_1} i_S$$

PUNTO B: Suponiendo que R_s es la resistencia de v_s

$$v_{L,Voffset} = v_{o1} - R_2 i_2 = V_{OS} \left(1 + \frac{R}{R_S} \right) - \left[-\frac{V_{OS}}{R_S} \left(1 + \frac{R_S + R}{R_1} \right) \right] =$$

$$\boxed{V_{OS} \left[1 + \frac{R + R_2 \left(1 + \frac{R_S + R}{R_1} \right)}{R_S} \right] = v_{L,Voffset}}$$

$$\bullet v_{o1} = V_{OS} \left(1 + \frac{R}{R_S} \right)$$

$$\bullet i_2 = i + i_1 = -V_{OS} R_S - \frac{V_{OS}}{R_1} \left(1 + \frac{R}{R_S} \right) = -\frac{V_{OS}}{R_S} \left(1 + \frac{R_S + R}{R_1} \right)$$

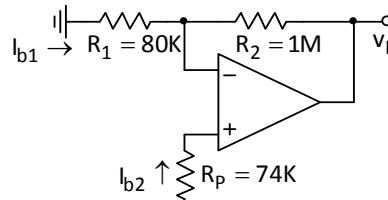
$$\bullet\bullet i = \frac{V_p - v_{o1}}{R} = \frac{V_{OS} - V_{OS} (1 + R/R_S)}{R} = -\frac{V_{OS}}{R_S}$$

$$\bullet\bullet i_1 = \frac{0 - v_{o1}}{R_1} = \frac{0 - V_{OS} (1 + R/R_S)}{R_1} = -\frac{V_{OS}}{R_1} \left(1 + \frac{R}{R_S} \right)$$

Ejercicio 2.28: Corrientes de polarización.

En un AO en configuración inversora: $I_{b1}=0,3 \text{ } [\mu\text{A}]$, $I_{b2}=0,4 \text{ } [\mu\text{A}]$, $R_2=1 \text{ } [\text{M}\Omega]$ y $R_1=80 \text{ } [\text{K}\Omega]$. Se pide:

- a) Circuito equivalente con I_B , I_{OS} , corrección para el circuito inversor y $V_{L,OS}$ del circuito corregido.
- b) Ídem para el circuito no inversor.
- c) Ídem para el circuito buffer (seguidor).



En los tres circuitos la compensación es la misma: una R_p en la pata no inversora.

$$I_B = \frac{I_{b2} + I_{b1}}{2} = \frac{0,4\mu + 0,3\mu}{2} = 3,5 \text{ } [\mu\text{A}] = I_B$$

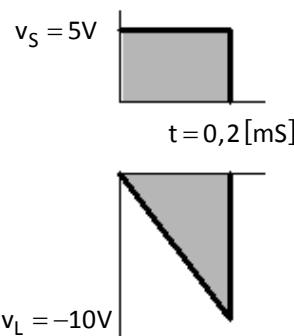
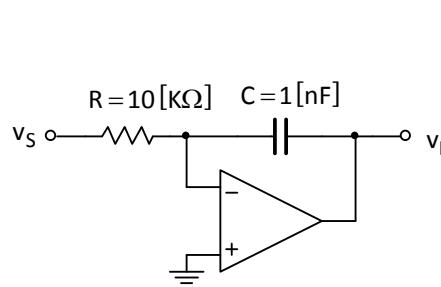
$$I_{OS} = I_{b2} - I_{b1} = 0,4\mu - 0,3\mu = 0,1 \text{ } [\mu\text{A}] = I_{OS}$$

$$R_p = R_2 \parallel R_1 = 1M \parallel 80K \approx 74 \text{ } [\text{K}\Omega] = R_p$$

$$V_{L,OS} = R_2 \cdot I_{OS} = 1M \cdot 0,1\mu = \boxed{100 \text{ } [\text{mV}] = V_{L,OS}}$$

Ejercicio 2.29: Integrador.

Hallar la salida con una entrada rectangular.



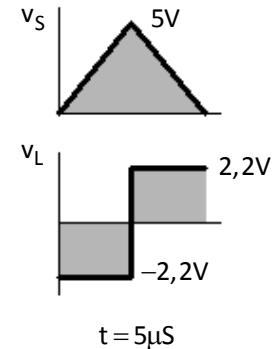
$$v_L(t) = \frac{-1}{RC} \int_0^t v_S(t) dt = \frac{-1}{10K \cdot 10n} \int_0^{0,2m} 5 \cdot dt = \frac{-5}{10K \cdot 10n} t = (50K) \cdot t = v_L(t)$$

Ejercicio 2.30: Derivador.

En un derivador donde $C=1 [nF]$ y $R=2,2 [k\Omega]$, hallar v_L para una entrada triangular.

$$v_L(+) = -RC \cdot \frac{dv_S(t)}{dt} = -RC \frac{\Delta v_S}{\Delta t} = -2,2K \cdot 1n \cdot \frac{5-0}{5\mu-0} = -2,2[V]$$

$$v_L(-) = -RC \cdot \frac{dv_S(t)}{dt} = -RC \frac{\Delta v_S}{\Delta t} = -2,2K \cdot 1n \cdot \frac{0-5}{10\mu-5\mu} = +2,2[V]$$



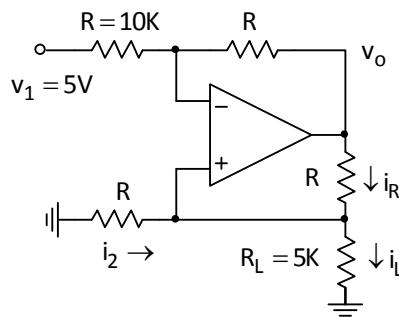
Ejercicio 3.31: Amplificador de instrumentación.

En un AI tenemos $R_f=25 [k\Omega]$ y $A_d=500$ hallar R_G (es el resistor variable).

$$A_d = 1 + \frac{2 \cdot R_f}{R_G} \rightarrow R_G = \frac{2 \cdot R_f}{A_d - 1} = \frac{2 \cdot 25K}{500 - 1} = 100,2[\Omega] = R_G$$

Ejercicio 3.32: Convertidor V-I con carga a masa (fuente Howland).

En el siguiente convertidor hallar i_L , v_L y v_o .



$$i_L = i_2 + i_R = \frac{v_2 - v_L}{R} + \frac{v_o - v_L}{R} = \frac{v_2 + v_o}{R} - \frac{2 \cdot v_L}{R} = \frac{v_2 + 2v_L - v_1}{R} - \frac{2 \cdot v_L}{R} = \frac{v_2 - v_1}{R} = \frac{0 - 5}{10K} =$$

$$-0,5 [\text{mA}] = v_L$$

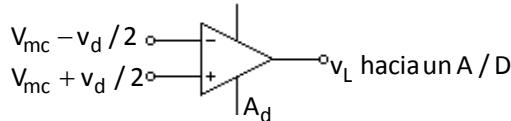
$$\bullet v_o = v_p \left(1 + \frac{R}{R} \right) - v_1 \frac{R}{R} = v_L (1+1) - v_1 = 2 \cdot v_L - v_1$$

$$v_L = i_L \cdot R_L = -0,5m \cdot 5K = -2,5 [\text{V}] = v_L$$

$$v_o = 2 \cdot v_L = 2 \cdot (-2,5) = -5 [\text{V}] = v_o$$

Ejercicio 3.33: Ganancia de un AO.

En el siguiente AO, $V_d = 1 [\text{mV}]$ y $V_{mc} = 10 [\text{mA}]$. El requerimiento del A/D es $V_{L,mc-\max} = 5\% \cdot V_L$. Hallar, A_d , A_{mc} , RRMC y $V_{mc,\max}$ con una RRMC = 110 dB.



$$A_d = \frac{V_L}{V_d} = \frac{1}{1m} = 1000 = A_d$$

$$A_{mc} = \frac{V_{L,mc}}{V_{mc}} = \frac{50m}{10m} = 5 = A_{mc}$$

$$\bullet V_{L,mc} = 0,05 [\text{V}]$$

$$RRMC_{dB} = 20 \cdot \log(RRMC) = 20 \cdot \log(200) = 46 \text{ dB} = RRMC_{dB}$$

$$\bullet RRMC = \frac{A_d}{A_{mc}} = \frac{1000}{5} = 200$$

Con una RRMC = 110 dB tengo que re calcular A_{mc} .

$$A_{mc} = \frac{V_{L,mc,\max}}{V_{mc,\max}} \rightarrow V_{mc,\max} = \frac{V_{L,mc,\max}}{A_{mc}} = \frac{0,05}{3,162K} = 15,81 [\text{V}] = V_{mc,\max}$$

$$\bullet RRMC_{dB} = 20 \cdot \log \left(\frac{A_d}{A_{mc}} \right) \rightarrow A_{mc} = \frac{A_d}{10^{RRMC_{dB}/20}} = \frac{1000}{10^{110/20}} = 3162$$

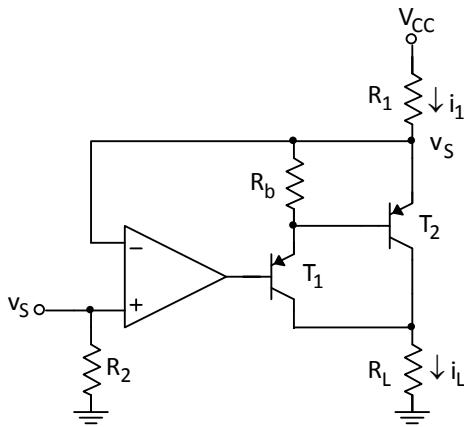
Ejercicio 2.34: Convertidor V-I con Darlington a la salida (Ejercicio no resuelto)

Del convertidor V-I de la figura:

- Obtener la función de transferencia.
- ¿Cuál es el efecto práctico del T_1 y T_2 y qué condiciones mínimas debe cumplir T_2 en cuanto a la tensión y la corriente?

Lo único que pude hacer de este ejercicio es que el hecho de que la intensidad de base sea mucho más pequeña que la intensidad de colector ($\beta \gg 1$). La intensidad de salida en estos circuitos es

$$i_1 = i_L = \frac{V_{CC} - v_S}{R_1}$$



Sin embargo, este circuito simulado da que la corriente i_1 efectivamente vale eso, independientemente del valor de R_L . Pero i_L no vale eso, no pude encontrar ningún apunte que me diga cuánta corriente se desvía a los transistores y por qué. Con respecto a las condiciones que deben cumplir los transistores, solo se me ocurre decir que la corriente de base de T_1 debe ser comparable a la corriente de salida del AO, para que pueda excitar T_1 . Con lo de la tensión, $V_{CE,sat2}=0,65V+V_{CE,sat1}$. Por supuesto que esto es lo primero que se me ocurre, y por lo general lo primero que se me ocurre suele estar mal jefe.

Ejercicio 2.35: RRMC

Un circuito sensor entrega una señal de $v_d=5 \text{ [mV]}$, la señal de ruido medido a la entrada del amplificador es de $v_{mc}=15 \text{ [mV]}$. Se requiere una señal de salida diferencial $V_{ca,d}=1 \text{ [V]}$ y que la $V_{ca,mc}$ no supere el 1% de $V_{ca,d}$. Encontrar la RRMC.

$$\text{RRMC} = 20 \cdot \log \frac{A_d}{A_{mc}} = 20 \cdot \log \frac{200}{0,67} \approx 49 \text{ [dB]} = \text{RRMC}$$

$$\bullet A_d = \frac{V_{ca,d}}{V_d} = \frac{1}{5m} = 200$$

$$\bullet A_{mc} = \frac{V_{ca,mc}}{V_{mc}} = \frac{0,01 \cdot V_{ca,d}}{V_{mc}} = \frac{0,01 \cdot 1}{15m} \approx 0,67$$

Ejercicio 2.36: Deriva

¿Cuánto vale V_{os} en el LM307 a una temperatura de $70 \text{ [^{\circ}C]}$?

De la hoja de datos del LM307 tenemos que la V_{os} para $T=25 \text{ [^{\circ}C]}$ es de 2 [mV] , y que las derivas de tensión típica y máxima son $6 \text{ [\mu V/^{\circ}C]}$ y $30 \text{ [\mu V/^{\circ}C]}$ respectivamente.

$$V_{os,typ}|_{T=70 \text{ [^{\circ}C]}} = V_{os}|_{T=25 \text{ [^{\circ}C]}} + \left. \frac{\partial V_{os}}{\partial T} \right|_{typ} \Delta T = 2m + 6\mu \cdot (70 - 25) = 2,27 \text{ [mV]} = V_{os,typ}|_{T=70 \text{ [^{\circ}C]}}$$

$$V_{os,max}|_{T=70 \text{ [^{\circ}C]}} = V_{os}|_{T=25 \text{ [^{\circ}C]}} + \left. \frac{\partial V_{os}}{\partial T} \right|_{max} \Delta T = 2m + 30\mu \cdot (70 - 25) =$$

$$3,35 \text{ [mV]} = V_{os,max}|_{T=70 \text{ [^{\circ}C]}}$$

En el apunte de González este ejercicio sale con otros valores, pero creo que está mal, porque vemos la siguiente expresión

$$\left[\frac{\mu\text{V}}{\text{^{\circ}C}} \right] * [\text{^{\circ}K}] = [\text{mV}]$$

O sea, que simplifica grados Kelvin con grados centígrados.

Ejercicio 2.37: PSRR

¿Cuál será el ripple de la V_{OS} en un LM324 si el ripple de la fuente de alimentación es de $\Delta V_{CC}=\pm 0,25 \text{ [V]}$?

De la hoja de datos del LM324 tenemos que la **PSRR=100 [dB]**. Entonces

$$\begin{aligned} \Delta V_{OS} &= V_{OS2} - V_{OS1} = 2,5\mu - (-2,5\mu) = 5[\mu\text{V}] = \Delta V_{OS} \\ \bullet V_{OS2} &= \frac{+\Delta V_{CC}}{\text{PSRR}} = \frac{0,25}{100\text{K}} = 2,5[\mu\text{V}] \\ \bullet \text{PSRR}_{\text{veces}} &= 10^{\text{PSRR}(\text{dB})/20} = 10^{100/20} = 100\text{K} \\ \bullet V_{OS1} &= \frac{-\Delta V_{CC}}{\text{PSRR}} = \frac{-0,25}{100\text{K}} = -2,5[\mu\text{V}] \end{aligned}$$

Ejercicio 2.38: Ancho de banda

Encontrar el BW aproximado del LM747.

De la hoja de datos, vemos que $t_r \approx 0,3 \text{ [\mu s]}$, entonces

$$\text{BW} \text{ [MHz]} = \frac{0,35}{t_r \text{ [\mu s]}} = \frac{0,35}{0,3} = 1,2 \text{ [MHz]} = \text{BW}$$

Ejercicio 2.39: Distorsión para señal fuerte

Hallar la frecuencia máxima para que la salida (sinusoidal) no distorsione en un LM307.

- a) Para $V_{o,pp}=16 \text{ [V]}$ (voltaje pico a pico).
- b) Para $V_{o,pp}=28 \text{ [V]}$.

PUNTO A:

De la hoja de datos del LM307 tenemos que **SR=0,5 [V/\mu V]**. Tenemos entonces

$$f_{\max} \approx \frac{\text{SR}}{6,28 \cdot V_{o,p}} = \frac{0,5}{6,28 \cdot 8} = 9,9 \text{ [kHz]} = f_{\max}$$

En la hoja de datos figura que esta frecuencia es aproximadamente **9 [KHz]**.

PUNTO B:

$$f_{\max} \approx \frac{\text{SR}}{6,28 \cdot V_{o,p}} = \frac{0,5}{6,28 \cdot 14} = 5,7 \text{ [kHz]} = f_{\max}$$

En la hoja de datos figura que esta frecuencia es aproximadamente **5 [KHz]**.

Ejercicio 2.40: Impedancia de entrada y de salida

Hallar la impedancia de entrada del AO y de salida en un amplificador con un LF157 en configuración inversora. Los valores de las resistencias son $R_1=1 \text{ [K}\Omega\text{]}$ y $R_2=10 \text{ [K}\Omega\text{]}$.

De la hoja de datos del LF157: $Z_{i,AO}=10^{12} \text{ [\Omega]}$, $Z_{o,AO}=10 \text{ [\Omega]}$ y la ganancia de lazo abierto es $a_v=100K$.

$$Z_{if} = \frac{R_2 || Z_{i,AO}}{a_v} = \frac{10K || 1T}{100K} \approx \frac{10K}{100K} = \boxed{0,1 \text{ [\Omega]} = Z_{if}}$$

$$Z_{of} = \frac{Z_o}{D} = \frac{R_2 || Z_{o,AO}}{a_v \frac{R_1 || R_2}{R_2}} \approx \frac{Z_{o,AO}}{a_v \frac{R_1 || R_2}{R_2}} = \frac{Z_{o,AO}}{a_v} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) = \frac{10}{100K} \left(1 + \frac{10}{1} \right) = \boxed{1100\mu \approx 0 = Z_{of}}$$

1.3 – Respuesta en frecuencia

Los primeros nueve ejercicios están dedicados a la respuesta en frecuencia del amplificador de una etapa en emisor común y son los que da Olmos en clase. Los últimos tres son circuitos con AO y pueden llegar a salir en el múltiple-opción de González.

A continuación, la etapa amplificador en emisor común; el circuito equivalente para media, alta y baja frecuencia; las fórmulas necesarias para calcular las frecuencias de corte; y las resistencias y capacidades equivalentes.

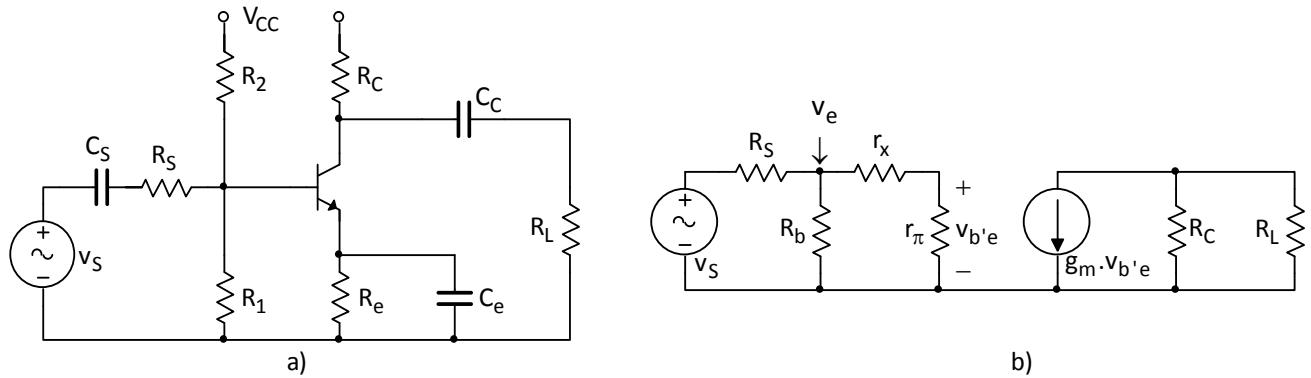


Figura 1-1: a) Amplificador de una etapa en emisor común y b) circuito equivalente para pequeña señal (a frecuencias medias).

Las resistencias h_{ie} y r_π , y la ganancia g_m serán

$$h_{ie} = r_\pi + r_x \quad (1 -)$$

$$r_\pi = \frac{25\text{mV} \cdot h_{fe}}{I_{CQ}} \quad (1 -)$$

$$g_m = \frac{h_{fe}}{r_\pi} = C_\pi \cdot \omega_T \quad (1 -)$$

A baja frecuencia tendremos que las frecuencias de corte que introducen cada uno de los condensadores, dependen del valor del condensador en sí y de la resistencia equivalente vista desde el condensador en cuestión.

$$f_{Le} = f_L = \frac{1}{2\pi \cdot R_{eq,e} \cdot C_e} \quad (1 -)$$

$$\bullet R_{eq,e} = R_{\text{equivalente vista desde } C_e} = R_e \parallel \left[h_{ib} + \frac{R_S \parallel R_b}{h_{fe}} \right]$$

$$f_{LS} = \frac{f_{Le}}{10} = \frac{1}{2\pi \cdot R_{eq,S} \cdot C_S} \quad (1 -)$$

$$\bullet R_{eq,S} = R_{\text{equivalente vista desde } C_S} = R_S + R_b \parallel (h_{ie} + R_e \cdot h_{fe})$$

$$f_{LC} = \frac{f_{Le}}{10} = \frac{1}{2\pi \cdot R_{eq,C} \cdot C_C} \quad (1 -)$$

- $R_{eq,C} = R_{equivalente}$ vista desde $C_C = R_C + R_L$

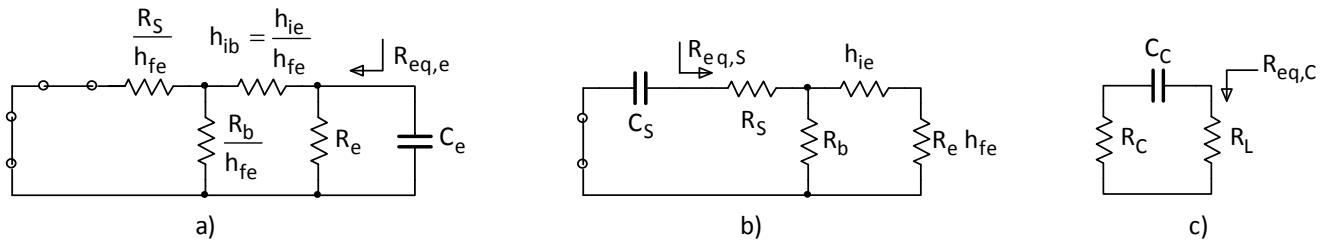


Figura 1-2: Circuito equivalente para calcular la resistencia vista por el condensador **a)** de desacoplo C_e , **b)** de acomplamiento de señal de entrada C_s y **c)** de acomplamiento de señal de salida C_c . Las resistencias en el análisis de baja frecuencia se reflejan.

Para alta frecuencia tendremos las siguientes expresiones:

$$f_H = \frac{1}{2\pi \cdot R_T \cdot C_T} \quad (1-7)$$

$$\bullet C_T = C_\pi + C_M \quad (1-8)$$

$$\bullet C_M = C_\mu (1 + g_m \cdot R_C \parallel R_L) \quad (1-9)$$

$$\bullet R_T = R_{equivalente} \text{ vista desde } C_T \text{ con la señal pasivada} = r_\pi \parallel (r_x + R_b \parallel R_S)$$

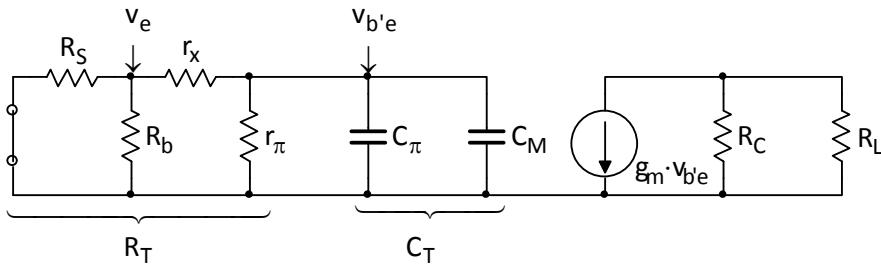


Figura 1-3: Circuito equivalente para pequeña señal a alta frecuencia. Las resistencias en el análisis de alta frecuencia NO se reflejan.

Por último, las ecuaciones de las rectas de polarización y de carga en continua y la $I_{CQ,MES}$.

$$rp: \quad V_b = I_{CQ} \left(\frac{R_b}{\beta} + R_e \right) + V_{BEQ} \quad (1-10)$$

$$rcc: \quad V_{CC} = I_{CQ} \cdot R_{CC} + V_{CEQ} \quad (1-11)$$

$$\text{MES} \quad I_{CQ,MES} = \frac{V_{CC}}{R_{CC} + R_{CA}} \quad V_{CEQ,MES} = \frac{V_{CC}}{2}$$

$$(1 - 12)$$

Ejercicio 3.1: Etapa amplificadora EC

En una etapa amplificadora como la de la **Figura 1-1a**.

Datos: $V_{CC}=15 \text{ [V]}$ $h_{fe}=80$
ra $R_C=100 \text{ [\Omega]}$.

$R_2=7,5 \text{ [K}\Omega]$ $f_T=750 \text{ [MHz]}$
ra $R_C=200 \text{ [\Omega]}$.

$R_1=2,7 \text{ [K}\Omega]$ $r_x=30 \text{ [\Omega]}$
 $R_e=200 \text{ [\Omega]}$ $C_\mu=2,5 \text{ [pF]}$
 $R_S=500 \text{ [\Omega]}$ $C_C \text{ y } R_L \text{ no son tenidas en cuenta.}$

Se pide a) A_{vm} y f_H pa-

b) A_{vm} y f_H pa-

Frecuencias medias: el circuito es como el de la **Figura 1-1b** (sin R_L). Sus elementos son

$$R_b = R_2 \parallel R_1 = 7,5 \text{ K} \parallel 2,7 \text{ K} = 1,98 \text{ [K}\Omega]$$

$$r_\pi = \frac{25m \cdot h_{fe}}{I_{CQ}} = \frac{25m \cdot 80}{14,53m} \approx 137 \text{ [\Omega]} \quad \text{Ecuación (1 - 2)}$$

$$\bullet I_{CQ} = \frac{V_b - V_{BEQ}}{R_b / \beta + R_e} = \frac{3,97 - 0,7}{2K / 80 + 200} = 14,53 \text{ [mA]} \quad \text{Despejado de (1 - 10)}$$

La ganancia de tensión a frecuencias medias será

$$A_v = \frac{V_L}{V_S} = \frac{V_L}{V_{b'e}} \cdot \frac{V_{b'e}}{V_b} \cdot \frac{V_b}{V_S} = (-58 \cdot R_C) \cdot (0,82) \cdot (0,23) = -0,109 \cdot R_C$$

$$\bullet \frac{V_L}{V_{b'e}} = -g_m \cdot R_C = -0,58 \cdot R_C$$

$$\bullet g_m = \frac{h_{fe}}{r_\pi} = \frac{80}{137} = 0,58$$

$$\bullet \frac{V_{b'e}}{V_b} = \frac{r_\pi}{r_x + r_\pi} = \frac{137}{137 + 30} = 0,82$$

$$\bullet \frac{V_b}{V_S} = \frac{R_b \parallel (r_x + r_\pi)}{R_S + R_b \parallel (r_x + r_\pi)} = \frac{2K \parallel (30 + 137)}{500 + 2K \parallel (30 + 137)} = 0,23$$

Frecuencias altas: el circuito es como el de la **Figura 1-3** (sin R_L). La frecuencia f_H será

$$f_H = \frac{1}{2\pi \cdot C_{T1} \cdot R_T} = \frac{1}{2\pi \cdot (125,5p + 1,45p \cdot R_C) \cdot (104)} = \frac{1}{82n + 947p \cdot R_C}$$

$$\bullet R_T = r_\pi \parallel (r_x + R_b \parallel R_S) = 137 \parallel (30 + 2K \parallel 500) \approx 104 \text{ [\Omega]}$$

$$\bullet C_T = C_\pi + C_{M1} = 123p + 2,5p + 145p \cdot R_C = 125,5p + 1,45p \cdot R_C \text{ [F]}$$

$$\bullet C_M = C_\mu (1 + g_m \cdot R_C) = 2,5p (1 + 0,58 \cdot R_C) = 2,5p + 1,45p \cdot R_C \text{ [F]}$$

$$\therefore C_{\pi} = \frac{g_m}{2\pi \cdot f_T} = \frac{0,58}{2\pi \cdot 750M} = 123[\mu F]$$

PUNTO A:

$$A_{vo}|_{R_C=100} = -0,109 \cdot 100 = \boxed{-10,9[V/V] = A_{vo1}}$$

$$f_H|_{R_C=100} = \frac{1}{82n + 947p \cdot 100} \approx \boxed{5,66[\text{MHz}] = f_{H1}}$$

PUNTO B:

$$A_{vo}|_{R_C=200} = -0,109 \cdot 200 = \boxed{-21,8[V/V] = A_{vo2}}$$

$$f_H|_{R_C=200} = \frac{1}{82n + 947p \cdot 200} \approx \boxed{3,68[\text{MHz}] = f_{H2}}$$

Ejercicio 3.2:

En una etapa amplificadora como la de la [Figura 1-1a](#).

Datos:	$R_S = 1 [K\Omega]$	$r_x = 100 [\Omega]$	Se pide:	a) CS
	$R_e = 300 [\Omega]$	$C_{\mu} = 5 [\mu F]$		b) Ce
	$R_b = 10 [K\Omega]$	$f_T = 200 [\text{MHz}]$		c) VCC
	$h_{fe} = 40$	$f_L = 20 [\text{Hz}]$		d) RC
	$V_{CEQ} = 5 [V]$	$f_H = 20 [\text{KHz}]$		
	$I_{CQ} = 2,5 [\text{mA}]$	R_L no es tenida en cuenta		

PUNTO A:

De ¡Error! No se encuentra el origen de la referencia.

$$\therefore C_S = \frac{1}{2\pi \cdot R_{eq,S} \cdot f_{LS}} = \frac{1}{2\pi \cdot (6,53K) \cdot (2)} = \boxed{12,2[\mu F] = C_S}$$

$$\bullet f_{LS} = f_{Le} / 10 = f_L / 10 = 20 / 10 = 2 [\text{Hz}]$$

$$\bullet R_{eq,S} = R_S + R_b \parallel (r_x + r_{\pi} + R_e^*) = 1K + 10K \parallel (100 + 300 + 300 \cdot 40) = 6,53 [K\Omega]$$

$$\bullet r_{\pi} = \frac{25m \cdot h_{fe}}{I_{CQ}} = \frac{25m \cdot 40}{2,5m} = 400 [\Omega]$$

$$\bullet R_e^* = R_e h_{fe} = 300 \cdot 40 = 12 [K\Omega]$$

PUNTO B:

De ¡Error! No se encuentra el origen de la referencia.

$$C_e = \frac{1}{2\pi \cdot f_{Le} \cdot R_{eq,e}} = \frac{1}{2\pi \cdot 20 \cdot 31,52} \approx \boxed{252[\mu F] = C_e}$$

$$\bullet f_{Le} = f_L = 20 [\text{Hz}]$$

$$\bullet R_{eq,e} = R_e \parallel (h_{ib} + R_b' \parallel R_S') = 300 \parallel (12,5 + 250 \parallel 25) = 31,52 [\Omega]$$

$$\bullet\bullet h_{ib} = \frac{h_{ie}}{h_{fe}} = \frac{500}{40} = 12,5 [\Omega]$$

$$\bullet\bullet\bullet h_{ie} = r_x + r_\pi = 100 + 400 = 500 [\Omega]$$

$$\bullet\bullet\bullet r_\pi = \frac{25m \cdot h_{fe}}{I_{CQ}} = \frac{25m \cdot 40}{2,5m} = 400 [\Omega]$$

$$\bullet\bullet R_b' = \frac{R_b}{h_{fe}} = \frac{10K}{40} = 250 [\Omega]$$

$$\bullet\bullet R_S' = \frac{R_S}{h_{fe}} = \frac{1K}{40} = 25 [\Omega]$$

PUNTO C:

$$\underline{rcc} \quad V_{CC} = I_{CQ} (R_C + R_e) + V_{CEQ} = 2,5m(55,4K + 300) + 5 = \boxed{143,6 [V] = V_{CC}}$$

$$\bullet \text{ De } \underline{(1-9)} \quad \therefore R_C = \left(\frac{C_M}{C_\mu} - 1 \right) \frac{1}{g_m} = \left(\frac{27,7n}{5p} - 1 \right) \frac{1}{0,1} = 55,4 [K\Omega]$$

$$\bullet\bullet \text{ De } \underline{(1-8)} \quad \therefore C_M = C_T - C_\pi = 27,78n - 79,58p = 27,7 [nF]$$

$$\bullet\bullet\bullet \text{ De } \underline{(1-7)} \quad \therefore C_T = \frac{1}{2\pi \cdot f_H \cdot R_T} = \frac{1}{2\pi \cdot 20K \cdot 286,45} = 27,78 [nF]$$

$$\bullet\bullet\bullet R_T = r_\pi \parallel (r_x + R_b \parallel R_S) = 400 \parallel (100 + 10K \parallel 1K) = 286,45 [\Omega]$$

$$\bullet\bullet\bullet C_\pi = \frac{g_m}{2\pi \cdot f_T} = \frac{0,1}{2\pi \cdot 200M} = 79,58 [pF]$$

$$\bullet\bullet\bullet g_m = \frac{h_{fe}}{r_\pi} = \frac{40}{400} = 0,1 [\mathcal{O}]$$

..... De (1 - 1)

$$\therefore r_\pi = h_{ie} - r_x = 500 - 100 = 400 [\Omega]$$

PUNTO D:

Ya fue calculada en el punto anterior.

$$\boxed{R_C = 55,4 [K\Omega]}$$

Ejercicio 3.3:

En una etapa amplificadora como la de la Figura 1-1a.

Datos: $R_2=480 [K\Omega]$ $r_x=0$ Se pide: a) C_e para $f_L=100 [\text{Hz}]$

$R_e=100 [\Omega]$ $\omega_T=1.108 [\text{rad/seg}]$ b) V_{CEQ} para un BW=10 [KHz]

$$h_{fe}=100 (\text{Ge}) \quad C_\mu=62,5 [\text{pF}]$$

$$C_\pi=800 [\text{pF}]$$

R_S , R_1 , R_L y C_C no son tenidas en cuenta

PUNTO A:

De **¡Error!** No se encuentra el origen de la referencia.

$$\therefore C_e = \frac{1}{2\pi \cdot R_{eq,e} \cdot f_L} = \frac{1}{2\pi \cdot 98 \cdot 100} = [16,24 \mu F] = C_e$$

$$\bullet R_{eq,e} = R_e \parallel (h_{ib} + R_2') = 100 \parallel (12,5 + 4,8K) \approx 98 \Omega$$

$$\bullet\bullet R_2' = R_2 / h_{fe} = 480K / 100 = 4,8 K\Omega$$

$$\bullet\bullet h_{ib} = h_{ie} / h_{fe} = 1,25K / 100 = 12,5 \Omega$$

$$\bullet\bullet\bullet h_{ie} = r_x + r_\pi = 0 + 12,5 = 12,5 \Omega$$

$$\bullet\bullet\bullet r_\pi = h_{fe} / g_m = 100 / 0,08 = 1,25 K\Omega$$

$$\bullet\bullet\bullet g_m = C_\pi \cdot \omega_T = 800p \cdot 1 \cdot 10^8 = 0,08 V$$

PUNTO B:

$$\text{De } rcc \quad \therefore V_{CEQ} = V_{CC} - I_{CQ}(R_L + R_e) = 10 - 2m(2374 + 100) = [5,05 V] = V_{CEQ}$$

$$\bullet V_{CC} = V_b = I_{CQ} \left(\frac{R_2}{h_{fe}} + R_e \right) + v_{BEQ} (Ge) = 2m \left(\frac{480K}{100} + 100 \right) + 0,2 = 10 V$$

$$\bullet\bullet I_{CQ} = \frac{25m \cdot h_{fe}}{r_\pi} = \frac{25m \cdot h_{fe}}{h_{ie} - 0} = \frac{25m \cdot 100}{1,25K} = 2 mA$$

$$\bullet \text{ De (1-9)} \quad \therefore R_L = \left(\frac{C_M}{C_\mu} - 1 \right) \frac{1}{g_m} = \left(\frac{11,93p}{62,5p} - 1 \right) \frac{1}{g_m} = 2373,98 \Omega$$

$$\bullet\bullet \text{ De (1-8)} \quad \therefore C_M = C_T - C_\pi = 12,73n - 800p = 11,93 pF$$

$$\bullet\bullet\bullet \text{ De (1-7)} \quad \therefore C_T = \frac{1}{2\pi \cdot R_T \cdot f_L} = \frac{1}{2\pi \cdot (1,25K) \cdot 10K} = 12,7 pF$$

$$\bullet\bullet\bullet R_T = r_\pi \parallel R_b = 1,25K \parallel 480K \approx 1,25 K\Omega$$

Ejercicio 3.4:

En una etapa amplificadora como la de la **Figura 1-1a**.

Datos: $h_{fe}=100$ $r_x=0$

Se pide: a) $V_{CEQ,MES}$

$R_e=100 \Omega$ $C_\mu=500 pF$

b) BW exacto

$h_{ie}=125 \Omega$ $C_\pi=5 nF$

$R_b=?$ C_C, R_S y R_L no son tenidas en cuenta

PUNTO A:

$$\text{De } rcc \quad \therefore V_{CEQ,MES} = V_{CC} - I_{CQ,MES}(R_C + R_e) = 2,9 - 20m(22,5 + 100) = [0,45 V] = V_{CEQ,MES}$$

$$\bullet I_{CQ} = \frac{25m \cdot h_{fe}}{h_{ie}} = \frac{25m \cdot 100}{125} = 20 mA$$

$$\bullet V_b = V_{CC} = I_{CQ} \left(\frac{R_b}{\beta} + R_e \right) + v_{BEQ} (\text{Si}) = 20m \left(\frac{1K}{100} + 100 \right) + 0,7 = 2,9 V$$

$$\bullet R_b = \frac{R_e \cdot \beta}{10} = \frac{100 \cdot 100}{10} = 1[\text{K}\Omega] \quad \text{Por criterio de estabilidad}$$

$$\bullet I_{CQ,MES} = \frac{V_{CC}}{R_{CA} + R_{CC}} = \frac{V_{CC}}{R_L + (R_e + R_L)} \rightarrow \therefore R_L = \left(\frac{V_{CC}}{I_{CQ,MES}} - R_e \right) \frac{1}{2} = \left(\frac{2,9}{20\text{m}} - 100 \right) \frac{1}{2} = 22,5[\Omega]$$

PUNTO B:

$$BW = f_H - f_L = 98,88\text{K} - 500 \approx [98,4 \text{ [kHz]} = BW]$$

$$\bullet f_H = \frac{1}{2\pi \cdot R_T \cdot C_T} = \frac{1}{2\pi \cdot (111) \cdot (14,5n)} = 98,88 \text{ [kHz]}$$

$$\bullet R_T = R_b \parallel h_{ie} = 1\text{K} \parallel 125 = 111[\Omega]$$

$$\bullet C_T = C_\pi + C_M = 5n + 9,5n = 14,5[\text{nF}]$$

$$\bullet g_m = C_M \cdot R_C = 500\text{p} \cdot (1 + 0,8 \cdot 22,5) = 9,5[\text{nF}]$$

$$\bullet g_m = \frac{h_{fe}}{r\pi} = \frac{h_{fe}}{h_{ie}} = \frac{100}{125} = 0,8[\mathfrak{D}]$$

$$\bullet f_L = \frac{1}{2\pi \cdot R_{eq,e} \cdot C_e} = \frac{1}{2\pi \cdot (10,1) \cdot (31,5\mu)} = 500,25 \approx 500 \text{ [Hz]}$$

$$\bullet R_{eq,e} = R_e \parallel (h_{ib} + R_b') = 100 \parallel (1,25 + 10) = 10,1[\Omega]$$

$$\bullet h_{ib} = \frac{h_{ie}}{h_{fe}} = \frac{125}{100} = 1,25[\Omega]$$

$$\bullet R_b' = \frac{R_b}{h_{fe}} = \frac{1\text{K}}{100} = 10[\Omega]$$

Ejercicio 3.5:

En una etapa amplificadora como la de la **Figura 1-1a**.

Datos:	$R_C = 1 \text{ [K}\Omega]$	$R_b = 1 \text{ [\text{K}\Omega]}$	Se pide:	a) V_b , V_{CC} y $V_{CEQ;MES}$
	$R_L = 100 \text{ [\Omega]}$	$h_{ie} = 1 \text{ [\text{K}\Omega]}$		b) C_e
	$R_e = 60 \text{ [\Omega]}$	$h_{fe} = 100$		c) C_s
	$R_S = 10 \text{ [\text{K}\Omega]}$	$f_L = 20 \text{ [Hz]}$		d) C_c
El circuito funciona para MES				

PUNTO A:

$$\text{rp: } V_b = I_{CQ,MES} \left(\frac{R_b}{\beta} + R_e \right) + V_{BEQ} \text{ (Si)} = 2,5\text{m} \left(\frac{1\text{K}}{100} + 60 \right) + 0,7 = [0,875 \text{ [V]} = V_b]$$

$$\bullet I_{CQ,MES} = \frac{25\text{m} \cdot h_{fe}}{h_{ie}} = \frac{25\text{m} \cdot 100}{1\text{K}} = 2,5 \text{ [mA]}$$

$$I_{CQ,MES} = \frac{V_{CC}}{R_{CA} + R_{CC}} \rightarrow \therefore V_{CC} = I_{CQ,MES} (R_{CA} + R_{CC}) = 2,5\text{m} (91 + 1060) = [2,875 \text{ [V]} = V_{CC}]$$

$$\bullet R_{CA} = R_C \parallel R_L = 1\text{K} \parallel 100 = 91[\Omega]$$

$$\bullet R_{CC} = R_C + R_e = 1\text{K} + 60 = 1060[\Omega]$$

De r_{CC}: $\therefore V_{CEQ,MES} = V_{CC} - I_{CQ,MES} \cdot R_{CC} = 2,875 - 2,5m \cdot 1060 = \boxed{0,225 [V]} = V_{CEQ,MES}$

PUNTO B:

De iError! No se encuentra el origen de la referencia.

$$\therefore C_e = \frac{1}{2\pi \cdot R_{eq,e} \cdot f_L} = \frac{1}{2\pi \cdot (14,5) \cdot (20)} = 549,2 [\mu F] \approx \boxed{550 [\mu F]} = C_e$$

$$\bullet R_{eq,e} = R_e \parallel (h_{ib} + R_b' \parallel R_S') = 60 \parallel (10 + 10 \parallel 100) = 14,5 [\Omega]$$

$$\bullet h_{ib} = \frac{h_{ie}}{h_{fe}} = \frac{1K}{100} = 10 [\Omega]$$

$$\bullet R_b' = \frac{R_b}{h_{fe}} = \frac{1K}{100} = 10 [\Omega]$$

$$\bullet R_S' = \frac{R_S}{h_{fe}} = \frac{10K}{100} = 100 [\Omega]$$

PUNTO C:

De iError! No se encuentra el origen de la referencia.

$$\therefore C_S = \frac{1}{2\pi \cdot R_{eq,S} \cdot f_{LS}} = \frac{1}{2\pi \cdot (10,87K) \cdot (2)} = \boxed{7,32 [\mu F]} = C_S$$

$$\bullet R_{eq,S} = R_S + R_b \parallel (h_{ie} + R_e^*) = 10K + 1K \parallel (1K + 60 \cdot 100) = 10,87 [K\Omega]$$

$$\bullet f_{LS} = \frac{f_L}{10} = \frac{20}{10} = 2 [\text{Hz}]$$

PUNTO D:

De iError! No se encuentra el origen de la referencia.

$$\therefore C_S = \frac{1}{2\pi \cdot R_{eq,C} \cdot f_{LC}} = \frac{1}{2\pi \cdot (1,1K) \cdot (2)} = \boxed{72,34 [\mu F]} = C_C$$

$$\bullet R_{eq,C} = R_C + R_L = 1K + 100 = 1,1 [K\Omega]$$

$$\bullet f_{LC} = \frac{f_L}{10} = \frac{20}{10} = 2 [\text{Hz}]$$

Ejercicio 3.6:

En una etapa amplificadora como la de la Figura 1-1a.

Datos: $R_S=1 [K\Omega]$ $f_L=50 [\text{Hz}]$ Se pide: R_C

$R_b=10 [K\Omega]$ $f_H=1 [\text{MHz}]$

$I_{CQ}=2,5 [\text{mA}]$ $f_T=200 [\text{MHz}]$

$C_\mu=5 [\text{pF}]$

$r_x=100 [\Omega]$

R_L y C_C no son tenidas en cuenta

$$\text{De (1-9)} \therefore R_C = \left(\frac{C_M}{C_\mu} - 1 \right) \frac{1}{g_m} = \left(\frac{476,9p}{5p} - 1 \right) \frac{1}{0,1} \approx [944 [\Omega] = R_C]$$

$$g_m = \frac{h_{fe}}{r_\pi} = \frac{40}{400} = 0,1 [\Omega]$$

$$\bullet \text{ De (1-8)} \therefore C_M = C_T - C_\pi = 556,5p - 79,6p = 476,9 [\text{pF}]$$

$$\bullet\bullet \text{ De (1-3)} \therefore C_\pi = \frac{h_{fe}}{r_\pi \cdot 2\pi \cdot f_T} = \frac{40 \cdot 2\pi}{400 \cdot 2\pi \cdot 200M} = 79,57 [\text{pF}]$$

$$\bullet\bullet\bullet \text{ De (1-7)} \therefore C_T = \frac{1}{2\pi \cdot R_T \cdot f_H} = \frac{1}{2\pi \cdot (286) \cdot (1M)} \approx 556,5 [\text{pF}]$$

$$\bullet\bullet\bullet R_T = r_\pi \parallel (r_x + R_S \parallel R_b) = 400 \parallel (100 + 1K \parallel 10K) = 286 [\Omega]$$

$$\bullet\bullet\bullet r_\pi = \frac{25m \cdot h_{fe}}{I_{CQ}} = \frac{25m \cdot 40}{2,5m} = 400 [\Omega]$$

Ejercicio 3.7:

Diseñar una etapa amplificadora que permita obtener una respuesta en frecuencia que tenga una ganancia a frecuencias media de **10** y una frecuencia de corte inferior de **50 [Hz]**.

Utilizamos una etapa amplificadora de un BJT en configuración EC sólo con el condensador **C_e**, similar a de la [Figura 1-1a](#). **C_c** y **C_s** no son tenidos en cuenta para hacer que la frecuencia de corte inferior dependa solamente de **C_e**.

$$|A_v| = \frac{v_L}{v_S} = \frac{v_L}{i_b} \cdot \frac{i_b}{v_e} \cdot \frac{v_e}{R_C} = \frac{h_{fe} \cdot R_C}{r_{bb} + r_x} \cdot \frac{R_b \parallel (r_{bb} + r_x)}{R_S + R_b \parallel (r_{bb} + r_x)}$$

$$\bullet \frac{v_L}{i_b} = +h_{fe} \cdot R_C$$

$$\bullet \frac{i_b}{v_e} = \frac{1}{r_{bb} + r_x}$$

$$\bullet \frac{v_e}{v_S} = \frac{R_b \parallel (r_{bb} + r_x)}{R_S + R_b \parallel (r_{bb} + r_x)}$$

Si **r_{bb}=0** entonces **r_x=h_{ie}** y

$$|A_v| = \frac{h_{fe} \cdot R_C}{h_{ie}} \cdot \frac{R_b \parallel h_{ie}}{R_S + R_b \parallel h_{ie}} \rightarrow \therefore R_S = R_b \parallel h_{ie} \left(\frac{h_{fe} \cdot R_C}{h_{ie} \cdot A_v} - 1 \right) = (5K \parallel 520,8) \left(\frac{100K \cdot 1K}{520,8 \cdot 10} - 1 \right) \approx 8,6 [\text{K}\Omega] = R_S$$

$$\bullet R_C = 1K [\Omega] \quad (\text{Valor asignado})$$

$$\bullet R_b = 5K [\Omega] \quad (\text{Valor asignado})$$

$$\bullet h_{ie} = \frac{25m \cdot h_{fe}}{I_{CQ}} = \frac{25 \cdot 100}{4,8} = 520,8 [\Omega]$$

$$\bullet\bullet I_{CQ} = I_{CQ,MES} = \frac{V_{CC}}{R_{CC} + R_{CA}} = \frac{V_{CC}}{2 \cdot R_C + R_e} = \frac{12}{2 \cdot 1K + 500} = 4,8 [\text{mA}]$$

$$\bullet\bullet\bullet R_e = 500 [\Omega] \quad (\text{Valor asignado})$$

$$R_b = R_1 \parallel R_2 \rightarrow \therefore R_2 = R_b \frac{R_1 + R_2}{R_1} = 5K \cdot 3,6 = \boxed{17,9 [K\Omega] = R_2}$$

$$\bullet V_b = \frac{V_{CC} \cdot R_1}{R_1 + R_2} \rightarrow \therefore \frac{R_1 + R_2}{R_1} = \frac{V_{CC}}{V_b} = \frac{12}{3,34} = 3,6$$

$$\bullet\bullet V_b = \left(\frac{R_b}{\beta} + R_e \right) \cdot I_{CQ} + V_{BEQ} = \left(\frac{5K}{100} + 500 \right) \cdot 4,8mA + 0,7 = 3,34 [V]$$

$$R_1 = \frac{R_2 \cdot R_b}{R_2 + R_b} = \frac{17,9K \cdot 5K}{17,9K - 5K} = \boxed{6,9 [K\Omega] = R_1}$$

De **iError! No se encuentra el origen de la referencia.**

$$\therefore C_e = \frac{1}{2\pi \cdot R_{eq,e} \cdot f_L} = \frac{1}{2\pi \cdot 34,3 \cdot 50} = 92,8 [\mu F] = C_e$$

$$\bullet R_{eq,e} = R_e \parallel (h_{ie}' + R_b' \parallel R_S') = 500 \parallel \left(\frac{520,8}{100} + \frac{5K \parallel 8,6K}{100} \right) = 34,4 [\Omega]$$

Ejercicio 3.8:

En una etapa amplificadora como la de la **Figura 1-1a.**

Datos: $R_S=1 [K\Omega]$ $f_L=50 [\text{Hz}]$ Se pide: a) R_C para $A_v=\text{cte}$ desde 50 [Hz] hasta 1 [MHz].

$$C_S=20 [\mu F] \quad f_T=200 [\text{MHz}] \quad \text{b) Bode.}$$

$$R_b=10 [K\Omega] \quad f_H=1 [\text{MHz}]$$

$$R_e=300 [\Omega] \quad C_\mu=5 [\text{pF}]$$

$$I_{CQ}=2,5 [\text{mA}] \quad r_x=100 [K\Omega]$$

$$V_{CEQ}=5 [V] \quad r_\pi=400 [\Omega]$$

$$G_m=0,1 [\Omega^{-1}]$$

R_L y C_C no son tenidas en cuenta.

PUNTO A:

$$\text{De (1-9)} \therefore R_C = \left(\frac{C_M}{C_\mu} - 1 \right) \frac{1}{g_m} = \left(\frac{482p}{5p} - 1 \right) \frac{1}{0,1} \approx \boxed{954 [\Omega] = R_C}$$

$$\bullet \text{ De (1-8)} \therefore C_M = C_T - C_\pi = 557p - 75p = 482 [\text{pF}]$$

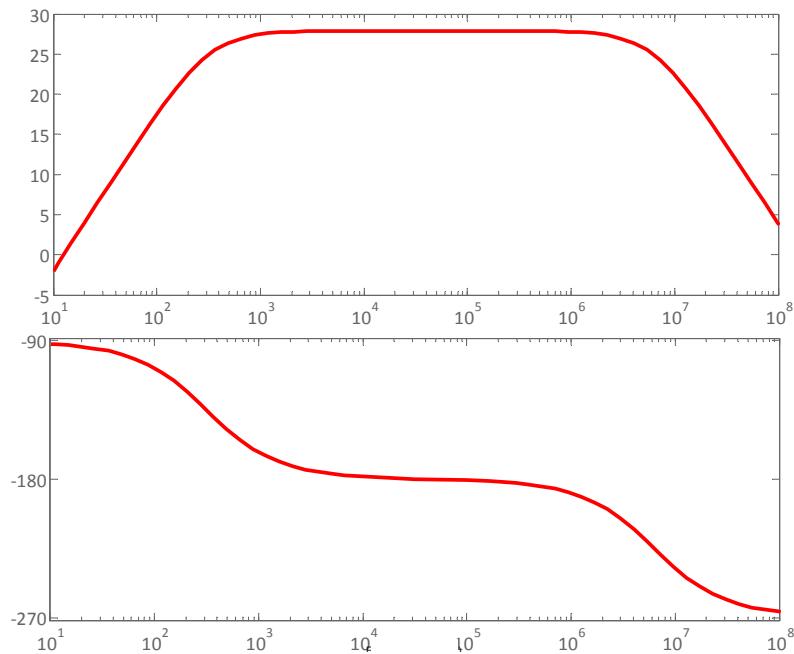
$$\bullet\bullet \text{ De (1-7)} \therefore C_T = \frac{1}{2\pi \cdot R_T \cdot f_H} = \frac{1}{2\pi \cdot (285,71) \cdot (1M)} \approx 557,5 [\text{pF}]$$

$$\bullet\bullet\bullet R_T = r_\pi \parallel (r_x + R_S \parallel R_b) = 400 \parallel (100 + 1K \parallel 10K) = 285,71 [\Omega]$$

PUNTO B:

$$A_v(p) = \frac{A_{f_0} \cdot p}{(p + p_L) \cdot (1 + p/p_H)} = \frac{-24,4 \cdot p}{(p + 341) \cdot (1 + p/6,28M)} \approx \boxed{\frac{-24,4 \cdot p}{(159\mu)p^2 + p + 314} = A_v(p)}$$

- $p_H = \omega_H = 2\pi \cdot f_H = 2\pi \cdot 1M = 6,28M$
- $p_L = \omega_L = 2\pi \cdot f_L = 2\pi \cdot 50 = 341$
- $A_{vo} = \frac{v_L}{v_S} = \frac{v_L}{v_{be}} \cdot \frac{v_{be}}{v_b} \cdot \frac{v_b}{v_S} = (-95,4) \cdot (0,8) \cdot (0,32) = -24,4 [V/V]$
- $\frac{v_L}{v_{be}} = \frac{i_L \cdot R_L}{v_{be}} = -g_m \cdot R_L = -0,1 \cdot 954 = -94,5$
- $\frac{v_{be}}{v_b} = \frac{r_\pi}{r_\pi + r_x} = \frac{400}{400 + 100} = 0,8$
- $\frac{v_b}{v_S} = \frac{R_b \parallel (r_x + r_\pi)}{R_S + R_b \parallel (r_x + r_\pi)} = \frac{10K \parallel (100 + 400)}{1K + 10K \parallel (100 + 400)} = 0,32$



Ejercicio 3.9:

En una etapa amplificadora EC cuya frecuencia de corte inferior $f_L=20 \text{ [HZ]}$ y que no tiene C_S :

a) Hallar C_e y C_b para $\omega_L=\omega_{Le}$, es decir que C_e define la frecuencia de corte inferior.

a) Hallar C_e y C_b para $\omega_L=\omega_{Lb}$, es decir que C_b define la frecuencia de corte inferior.

PUNTO A:

De **iError!** No se encuentra el origen de la referencia.

$$\therefore C_e = \frac{1}{R_{eq,e} \cdot \omega_L} = \frac{1}{2\pi \cdot R_{eq,e} \cdot f_{Le}} = \frac{1}{2\pi \cdot R_{eq,e} \cdot 20} = \boxed{\frac{7,96m}{R_{eq,e}} = C_e}$$

De **iError!** No se encuentra el origen de la referencia.

$$\therefore C_b = C_S = \frac{1}{R_{eq,e} \cdot \omega_L} = \frac{1}{2\pi \cdot R_{eq,e} \cdot f_{LS}} = \frac{1}{2\pi \cdot R_{eq,e} \cdot 20/10} = \boxed{\frac{79,6m}{R_{eq,e}} = C_S}$$

PUNTO B: Haciendo lo mismo pero ahora $f_{LS}=f_L=20 \text{ [Hz]}$ y $f_{Le}=20/10=2 \text{ [Hz]}$

$$C_S = \frac{7,96m}{R_{eq,e}}$$

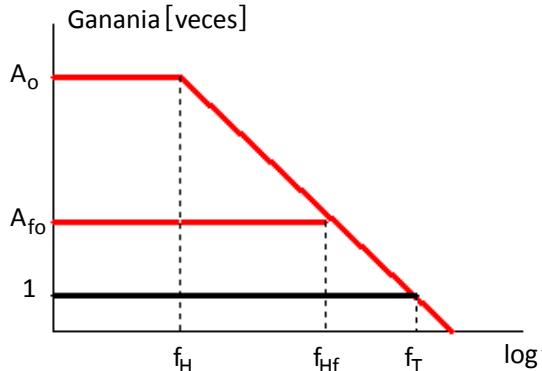
y

$$C_e = \frac{79,6m}{R_{eq,e}}$$

Ejercicio 3.10: Circuito con AO

En un AO donde la $A_o=80 \text{ [dB]}$ y la $f_T=1 \text{ [MHz]}$:

- a) ¿Cuál será la f_H suponiendo un modelo de un solo polo?
 b) Escribir la ecuación final con el valor calculado.



La siguiente fórmula relaciona los parámetros de la figura de la izquierda

$$A_o \cdot f_H = A_{fo} \cdot f_{Hf} \approx GBW = f_T = BW$$

Donde A_o : ganancia (en veces) a lazo abierto.

f_H : frecuencia (en hertz) de corte superior a lazo abierto.

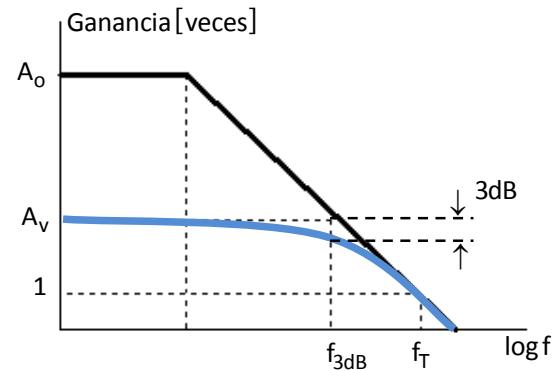
A_{fo} : ganancia (en veces) a lazo cerrado.

f_{Hf} : frecuencia (en hertz) de corte superior a lazo cerrado.

GBW : producto ganancia-ancho de banda.

f_T : frecuencia de transición (por eso la ganancia es 1).

BW : ancho de banda.



En este ejercicio y en el que sigue se dan las ganancias en **dB**, a lazo cerrado y a lazo abierto, solo hace falta convertirlas de **[dB]** a **[veces]**. En cambio, cuando se presenta un AO con las **R** exteriores, la ganancia a lazo cerrado de la configuración **A_v** que calculamos, se relaciona con la frecuencia de transición mediante la siguiente fórmula:

$$f_T = GBW = \frac{A_v \cdot f_{3dB} (= f_{Hf})}{\sqrt{2}}$$

Es una fórmula empírica sacada de los manuales, **A_v** y **f_{3dB}** se pueden ver en la figura de la derecha. Esta última fórmula debe usarse en algunos ejercicios de la sección anterior.

$$\begin{aligned} GBW = f_T = A_o f_H &\rightarrow \therefore f_H = \frac{f_T}{A_o} = \frac{1M}{10K} = 100 [\text{Hz}] = f_H \\ \bullet A_o = 10^{80\text{dB}/20} &= 10K \end{aligned}$$

Ejercicio 3.11:

Un circuito con un AO tiene un polo en alta frecuencia, una **A_o=70 [dB]** y un **t_r=0,35 [μS]**. Si se realimenta de modo que la ganancia sea de **20 [dB]** (**A_{fo}**) ¿Cuál es la frecuencia de corte superior a lazo abierto (**f_H**) y a lazo cerrado (**f_{Hf}**)?

Si despreciamos el valor de **f_L** entonces **BW=f_T**. Haciendo lo mismo que en el ejercicio anterior

$$\begin{aligned} f_H &= \frac{1 \cdot f_T}{A_o} = \frac{1 \cdot 1M}{3162,28} = \boxed{316,22 [\text{Hz}] = f_H} \\ \bullet A_o &= 10^{70\text{dB}/20} = 3162,28 \\ \bullet f_T &\approx \frac{0,35}{t_r} = \frac{0,35}{0,35\mu} = 1 [\text{MHz}] \\ \bullet A_{fo} &= 10^{20\text{dB}/20} = 10 \end{aligned}$$

$$f_{Hf} = \frac{f_T}{A_{fo}} = \frac{1M}{10} = \boxed{100 [\text{KHz}] = f_{Hf}}$$

Ejercicio 3.12:

En un AO ideal, se tiene un **SR=1 [V/μS]** y está alimentado con **±10 [V]**:

- a) ¿Cuál será el ancho de banda de máxima potencia?
- b) ¿Cuál será el ancho de banda para una salida de **±2 [V]**?

PUNTO A:

Suponiendo que el AO no tiene ninguna limitación en el rango de salida

$$\begin{aligned} f_{max} &= \frac{SR}{2\pi \cdot V_p} = \frac{1/1\mu}{2\pi \cdot 10} = 15,91 [\text{KHz}] = f_{max} \\ \bullet V_p &= +V_S = 10 [\text{V}] \end{aligned}$$

PUNTO B:

$$f_{\max} = \frac{SR}{2\pi \cdot V_p} = \frac{1/1\mu}{2\pi \cdot 2} = 79,57 [\text{KHz}] = f_{\max}$$

$$\bullet v_p = +v_S = 2 [V]$$

1.4 – Amplificadores de potencia y fuentes reguladas

Ejercicio 4.1: Clase B push-pull.

Diseñar un amplificador clase B push-pull con BJTs que posean las siguientes especificaciones: $P_{C,max}=4 \text{ [W]}$, $i_{C,max}=1 \text{ [A]}$ y $BV_{CEO}=40 \text{ [V]}$ y con una carga $R_L=10 \text{ [\Omega]}$. Se pide

- V_{CC}
- $P_{L,max}$
- N
- Realizar cálculos para la red de polarización para eliminar la distorsión por cruce.

PUNTO A:

$$V_{CC} = \frac{BV_{CEO}}{2} = \frac{40}{2} = \boxed{20 \text{ [V]} = V_{CC}}$$

PUNTO B:

$$P_{L,max} = \frac{V_{CC}^2}{2 \cdot R'_L} = \left(\frac{V_{CC}}{R'_L} \right) \frac{V_{CC}}{2} = \frac{i_{C,max} V_{CC}}{2} = \frac{1 \cdot 20}{2} = \boxed{10 \text{ [W]} = P_{L,max}}$$

PUNTO C:

$$I_{cm} = \frac{V_{CC}}{R'_L} = \frac{V_{CC}}{N^2 \cdot R_L} \quad \rightarrow \therefore N = \sqrt{\frac{V_{CC}}{I_{cm} R_L}} = \sqrt{\frac{20}{1 \cdot 10}} = \boxed{1,41 = N}$$

PUNTO D:

$$V_{BE} = \frac{V_{CC} \cdot R_1}{R_1 + R_2} \quad \rightarrow \therefore R_2 = R_1 \left(\frac{V_{CC}}{V_{BE}} - 1 \right)$$

Eligiendo $R_1=1 \text{ [K}\Omega\text{]}$ tenemos

$$V_{BE} = \frac{V_{CC} \cdot R_1}{R_1 + R_2} \quad \rightarrow \therefore R_2 = 1K \left(\frac{20}{0,7} - 1 \right) \approx \boxed{27,5 \text{ [K}\Omega\text{]} = R_2}$$

Ejercicio 4.2: Clase B push-pull directamente acoplado y simétrico complementario.

- Realizar el mismo cálculo anterior para un amplificador clase B push-pull directamente acoplado.
- Ídem para un amplificador simétrico complementario.

PUNTO A:

$$P_{L,max} = \frac{1}{2} I_{cm}^2 R_L = \frac{1}{2} (i_{C,max}^2) R_L = \frac{1}{2} \cdot 1^2 \cdot 10 = \boxed{5 \text{ [W]} = P_{L,max}}$$

$$V_{CC} = I_{cm} R_L + V_{CE,sat} = 1 \cdot 10 + 2 = \boxed{12 \text{ [V]} = V_{CC}}$$

• $V_{CE,sat} = 2 \text{ [V]}$ Tenemos en cuenta este valor para evitar problemas con la saturación.

PUNTO B:

$$V_{CC} = I_{cm} \cdot R_L = i_{C,max} \cdot R_L = 1 \cdot 10 = \boxed{10 \text{ [V]} = V_{CC}}$$

$$P_{L,\max} = \frac{V_{CC}^2}{2 \cdot R_L} = \frac{10^2}{2 \cdot 10} = 5 \text{ [W]} = P_{L,\max}$$

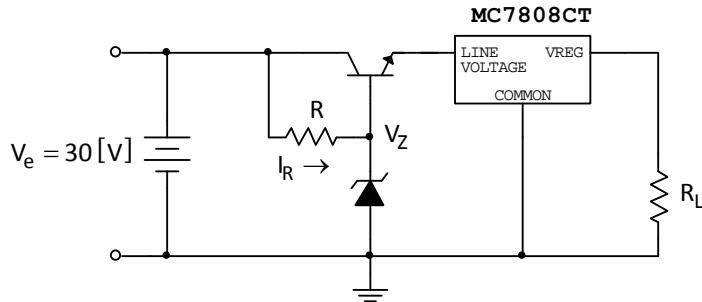
O también

$$P_{L,\max} = \frac{1}{2} I_{Lm}^2 R_L = \frac{1}{2} I_{cm}^2 R_L = \frac{1}{2} \cdot 1^2 \cdot 10 = 5 \text{ [W]} = P_{L,\max}$$

Ejercicio 4.3: Regulador lineal integrado

Del siguiente circuito con el regulador μA7808. La máxima corriente que puede entregar el regulador es de **1 [A]** pero se toma **0,8 [A]** por seguridad. El voltaje dropout es de **2 [V]**. El zener es ideal. La carga varía entre **10 [Ω]** y **20 [Ω]**. Se pide:

- a) Potencia máxima que puede suministrar el regulador.
- b) Tensión máxima colector-emisor que soporta el transistor.
- c) Potencia máxima que soporta el transistor.
- d) Mínimo voltaje de zener que garantice el funcionamiento del regulador.
- e) Diseñar **R** para una $I_R=20 \text{ [mA]} \gg I_b$.
- f) Potencia del zener considerando la simplificación del punto anterior.



PUNTO A:

La potencia máxima que puede soportar el regulador es el producto entre la tensión entre su entrada y salida, y la corriente máxima que puede entregar. Ésta última es igual al cociente entre la tensión de salida del regulador y el mínimo valor que toma la carga. Para el voltaje entre entrada y salida del regulador (dropout) opto por la nomenclatura que aparece en la hoja de datos: $V_I - V_O$.

$$\begin{aligned} P_{reg,max} &= (V_I - V_O) \cdot I_{reg,max} = 2 \cdot 0,8 = 1,6 \text{ [W]} = P_{reg,max} \\ \bullet I_{reg,max} &= I_{L,max} = \frac{V_O}{R_{L,min}} = \frac{8}{10} = 0,8 \text{ [A]} \end{aligned}$$

PUNTO B:

Haciendo LKV a la malla de entrada sacamos V_{CE} , que vale lo mismo sin importar R_L .

$$\begin{aligned} V_e &= V_{CE} + V_I \quad \rightarrow \therefore V_{CE} = V_e - V_I = 30 - 10 = 20 \text{ [V]} = V_{CE,max} \\ \bullet V_I &= (V_I - V_O) + V_O = 2 + 8 = 10 \text{ [V]} \end{aligned}$$

PUNTO C:

La máxima potencia que aguanta el transistor es el producto de su tensión colector-emisor y la corriente $I_{c,max}$ que lo atraviesa, en este caso igual a la corriente máxima que entrega el regulador (calculada en el punto a).

$$P_{CE,max} = V_{CE} \cdot I_{C,max} = 20 \cdot 0,8 = 16 [W] = P_{CE,max}$$

PUNTO D:

Haciendo LKV a la red de polarización del transistor, tenemos

$$V_Z = V_{BEQ} + V_I = 0,7 + 10 = 10,7 [V] = V_Z$$

La tensión necesaria para que funcione el regulador es de **10 [V]** (calculada en el punto B) y la tensión del diodo del transistor es de **0,7 [V]**. Eso quiere decir que para garantizar el funcionamiento del regulador, **V_Z** debe ser de **10,7 [V]**.

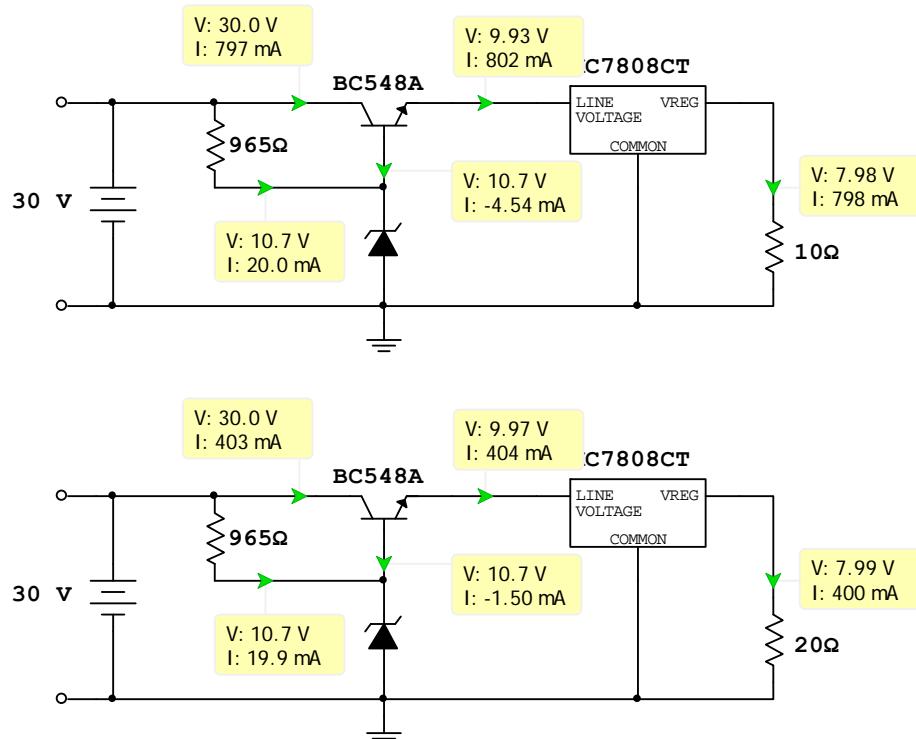
PUNTO E:

$$R = \frac{V_R}{I_R} = \frac{V_e - V_Z}{I_R} = \frac{30 - 10,7}{20m} = 965 [\Omega] = R$$

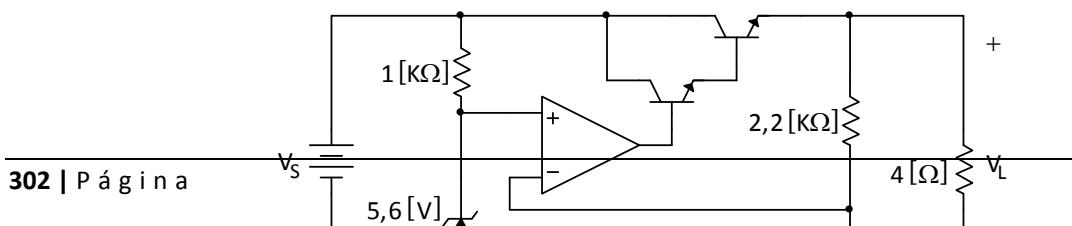
PUNTO F:

$$P_Z = I_Z V_Z \approx I_R V_Z = 20m \cdot 10,7 = 214 [mW] = P_Z$$

Las siguientes figuras son simulaciones. El primer caso la resistencia de carga es de **10 [Ω]**, en el segundo es de **20 [Ω]**.

**Ejercicio 4.4: Regulador de tensión lineal en serie**

¿Cuánto vale aproximadamente **V_L**? ¿Por qué se usa un Darlington?



$$V_L \approx \frac{2,7K + 2,2K}{2,7K} 5,6 = 10,2 [V] \quad \Rightarrow \quad I_L = \frac{V_L}{R_L} = \frac{10,2}{4} = 2,55 [A]$$

Si usamos un transistor típico (**$\beta=100$**), el AO deberá proporcionar una corriente de salida de **25,5 [mA]** para poder hacer que el transistor haga circular una corriente de **2,55 [A]** por la carga. **25,5 [mA]** es mucha corriente para un AO típico. Por eso utilizamos un Darlington, para que la corriente necesaria del AO de salida sea menor.

2 – MÚLTIPLE OPCIÓN

2.1 – Amplificadores realimentados. Ruido y distorsión no lineal

1. Ganancia

a) La siguiente pregunta viene dada de 4 formas distintas: suponiendo un amplificador de tensión A_v ¿cómo varía su función de transferencia si se realimenta con las siguientes topologías? (Colocar la unidad de β en cada caso).

- a) Muestra de tensión y mezcla en paralelo.
- b) Muestra de tensión y mezcla en serie.
- c) Muestra de corriente y mezcla en paralelo.
- d) Muestra de corriente y mezcla en serie.

Las respuestas a cada uno de estos 4 puntos se enumeran, respectivamente, a continuación. (Por ejemplo, la respuesta a la pregunta c) es la tercer opción.)

- Se transforma en $A_r (R_m)$, $\beta [\Omega^{-1}]$.
- Se transforma en A_v , β [adimensional].
- Se transforma en A_i , β [adimensional].
- Se transforma en $A_y (G_m)$, $\beta [\Omega]$.

Nota: estas son las funciones de transferencia que se ven beneficiadas por la realimentación negativa. Sin importar de qué amplificador se trataba a lazo abierto.

b) En la realimentación negativa A_f es insensible a las variaciones de..., esa insensibilidad está dada por el factor:

- $1/A$.
- $1/(1+\beta)$
- $(1+A\beta)$
- $1/(1+A\beta)$

Nota: en la primera línea de puntos poner A.

c) ¿Por qué no se aplica la realimentación negativa en amplificadores de potencia?

- A_p depende de la distorsión de la salida.
- A_p depende de R_L .
- A_p es intrínsecamente estable.
- A_p varía con la temperatura.

Nota: para señales fuertes, es decir para grandes potencias, la función de transferencia de un amplificador realimentado entra a depender de la carga que alimentemos y de las características del excitador o generador. Cuando esto sucede, no podemos independizar la ganancia de éstos factores. Es por esto que el amplificador de potencia debe considerarse como un caso particular. Desde el punto de vista teórico la realimentación de potencia es irrealizable.

2. Impedancias

a) ¿Qué sucede con los niveles de impedancia de entrada y salida si aplicamos las siguientes topologías? (Escribir las ecuaciones de Z_{if} y Z_{of} .)

- a) Muestra de tensión y mezcla en serie.
- b) Muestra de corriente y mezcla en paralelo.
- c) Muestra de corriente y mezcla en serie.
- d) Muestra de tensión y mezcla en paralelo.

Las respuestas a cada uno de estos cuatro puntos se enumeran, respectivamente, a continuación.

- | | |
|------------------------------------------------------------------------------------------------|--------------------------------------|
| <input type="checkbox"/> Z_i aumenta y Z_o disminuye. $Z_{if} = Z_i \cdot (1 + \beta A_v)$ | $Z_{of} = \frac{Z_o}{1 + \beta A_v}$ |
| <input type="checkbox"/> Z_i disminuye y Z_o aumenta. $Z_{if} = \frac{Z_i}{1 + \beta A_i}$ | $Z_{of} = Z_o \cdot (1 + \beta A_i)$ |
| <input type="checkbox"/> Z_i y Z_o disminuyen. $Z_{if} = \frac{Z_i}{1 + \beta G_m}$ | $Z_{of} = \frac{Z_o}{1 + \beta G_m}$ |
| <input type="checkbox"/> Z_i y Z_o aumentan. $Z_{if} = Z_i \cdot (1 + \beta G_m)$ | $Z_{of} = Z_o \cdot (1 + \beta G_m)$ |

Nota: estas son las modificaciones que sufren las impedancias Z_i y Z_o sin importar de qué amplificador se trataba a lazo abierto. Esta pregunta puede aparecer al revés, por ejemplo ¿qué topología permite aumentar la Z_i y disminuir la Z_o ?

3. Ruido

a) ¿En qué forma influye la realimentación negativa a la R_{SN} con fuente de ruido de entrada?

- Depende de la topología adaptada.
- Depende de la ganancia a lazo abierto.
- No influye.
- Depende de la cantidad de etapas.

b) La mejora de la relación señal ruido con realimentación negativa se debe a

- La topología permite identificar el ruido
- La ecuación señal ruido se modifica
- La ecuación señal ruido no se modifica
- Ninguna

Nota: la ecuación R_{SN} no se modifica en ninguna etapa interna o externa del amplificador, lo que sí se modifica es la atenuación a la que se ve sometido el ruido dependiendo en qué etapa se encuentre.

c) ¿Cómo actúa la realimentación negativa sobre los ruidos internos del amplificador?

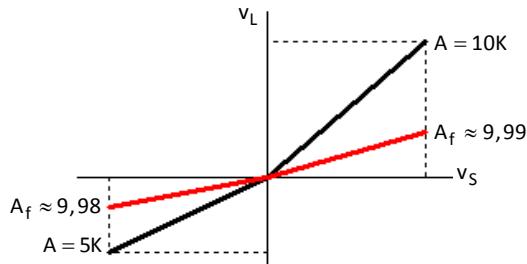
- Mejora la relación señal ruido
- Empeora la relación señal ruido
- No altera la relación señal ruido
- Ninguna de las anteriores

Nota: hay que tener cuidado con la pregunta. La R_{SN} no cambia, pero el nivel de ruido sí lo hace dependiendo la etapa en el que esté presente.

4. Distorsión

a) ¿Cómo actúa la realimentación negativa sobre la distorsión no lineal generada a la salida de un amplificador?

- La atenúa en un factor $(1+A\beta)$
- La atenúa en un factor $1/(1+A\beta)$
- La atenúa en un factor $A/(1+A\beta)$
- La atenúa en un factor $(1+A\beta).(1+A\beta)$



Nota: en la figura se ve mejor, mientras que para lazo abierto hay una gran diferencia entre la ganancia para el ciclo positivo y el negativo, a lazo cerrado esta diferencia se redujo al 1%. Sacrificio de ganancia por linealidad.

b) ¿Cuál es la principal causa de distorsión armónica en amplificadores de potencia clase A?

- El punto Q pasa por la zona no lineal.
- Excesiva respuesta a altas frecuencias.
- Variación de los parámetros del transistor respecto al máximo.
- Ninguna.

Nota: en realidad sucede los elementos activos que componen el circuito no trabajan en su zona lineal.

c) Si la red β no posee dispositivos reactivos ¿qué sucede con la distorsión de frecuencia?

- Se mantiene en el mismo valor
- Su valor empeora
- Se consigue una disminución
- Ninguna

Nota: ni idea por qué se consigue una disminución.

d) ¿Qué tipo de distorsión es especialmente perjudicial en los amplificadores de audio?

- Distorsión en frecuencia
- Distorsión en fase
- Distorsión no lineal
- Otros

Nota: la distorsión por cruce, que es una forma de distorsión no lineal, produce una cantidad de frecuencias que no son armónicas de la original. Al no haber armonía se produce una sensación desagradable al oído. Mi respuesta fue que la distorsión no lineal no es deseada en audio justamente por esto, pero no dije nada sobre cómo afecta al funcionamiento del amplificador. Yo entendí de la primera forma a la pregunta.

e) ¿A qué tipo de distorsión corresponde la distorsión por cruce?

- Distorsión de frecuencia
- Distorsión de fase
- Distorsión no lineal
- Ninguna

Nota: esta distorsión se ocasiona porque cerca del cero, el punto de trabajo pasa por la zona de corte de los transistores ($V_{BE} \approx 0,65V$). Podría verse como una distorsión como en la figura anterior, en donde para valores de polarización entre 0 y 0,65V la ganancia vale cero; y para valores más grandes que V_{BE} la ganancia deja de ser nula.

2.2 – Circuitos con amplificadores operacionales

5. Introducción y etapas del AO

a) ¿A qué tipo de amplificador tiende un AO en configuración inversora?

- De corriente
- De tensión
- De transconductancia
- De transresistencia

b) La tensión de entrada diferencial en un AO es:

- La máxima tensión que puede aplicarse en forma diferencial con seguridad
- El rango de tensión entre las terminales de entrada para el cual el amplificador opera dentro de las especificaciones
- La tensión para el cual el consumo de corriente es mínimo por el que su estabilidad es óptima
- Ninguna es correcta por depender de otros valores

Nota: el intervalo de voltaje en modo común está limitado por la saturación de la etapa de entrada, en base a esto se especifica el rango de voltaje de entrada dentro del cual se garantiza las especificaciones del AO para funcionamiento lineal. Si el dispositivo se opera fuera de este rango, pero todavía por debajo de la especificación máxima de voltaje de entrada (entre ± 13 [V] y ± 15 [V] para el 741C), no necesariamente causa daño, sólo origina un mal funcionamiento; por ejemplo, se causa la saturación de la salida o la inversión de la polaridad de salida.

c) ¿Sobre qué etapa interna del AO actúa generalmente el ajuste V_{OS} y por qué?

- En la etapa de salida para lograr la máxima excursión del AO
- En la etapa intermedia para mejorar la respuesta en frecuencia del AO
- En la etapa de entrada pues un pequeño desbalance en esta es muy notorio a la salida del AO
- Ninguna

d) La fuente de corriente Widlar garantiza:

- Alta impedancia de entrada Z_{in}
- Alta relación de rechazo de modo común **RRMC**
- Baja corriente de polarización
- Ninguna de las anteriores

Nota: la fuente de corriente Widlar, si bien tiene una gran impedancia de entrada, la Z_{in} así como la corriente de fuga (de polarización) del AO la da el par diferencial de entrada (BJT o FET) o el cascode. A causa de su gran impedancia de entrada, a la fuente de corriente Widlar se la usa como conexión de gran impedancia a la alimentación negativa para poder tener una tensión de referencia sin que haya efecto de carga en el circuito de entrada. Este espejo de corriente se aplica a las bases de los T_5 y T_4 (ver figura correspondiente) para mejorar de esta forma la RRMC.

6. Parámetros

a) El factor de rechazo de alimentación en un AO es la relación entre:

- ΔV_{cc} y el corrimiento térmico de V_{os}
- ΔV_{cc} y el corrimiento térmico de I_{os}
- ΔV_{os} y ΔV_{cc}
- ΔI_{os} y ΔV_{cc}

b) ¿De qué orden es la Z_{in} en un AO bipolar 741?

- $Z_d=1 \text{ [K}\Omega\text{]} \text{ y } Z_{mc}=0,5 \text{ [K}\Omega\text{]}$
- $Z_d=1 \text{ [K}\Omega\text{]} \text{ y } Z_{mc}=10 \text{ [K}\Omega\text{]}$
- $Z_d=10 \text{ [M}\Omega\text{]} \text{ y } Z_{mc}=1 \text{ [M}\Omega\text{]}$
- $Z_d=1 \text{ [M}\Omega\text{]} \text{ y } Z_{mc}=10 \text{ [M}\Omega\text{]}$

El teórico dice que $Z_{in}=100 \text{ [M}\Omega\text{]}$ en lugar de los 10 que aparece en la 4ta opción, pero es la que más se aproxima.

c) La principal causa de la deriva térmica en los AO en sus parámetros V_{os} , I_B e I_{os} es:

- El ripple de V_{cc}
- La variación de la temperatura
- El envejecimiento
- El ruido térmico

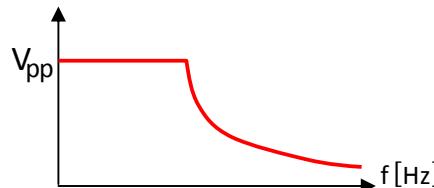
La palabra deriva se refiere a todo lo que tenga que ver con el cambio de temperatura.

d) ¿Qué parámetro da una idea sobre la respuesta a señales fuertes en un AO?

- RRMC
- Máxima tensión de modo común
- Tiempo de respuesta
- Velocidad de crecimiento (**SR**)

e) ¿A qué característica de la hoja de datos de un AO corresponde la siguiente gráfica? Si usted considera que el parámetro del gráfico tiene un equivalente en respuesta temporal, escriba el nombre del parámetro en español y coloque su unidad.

- Ganancia de V a lazo abierto para señal débil
- Ganancia de V a lazo cerrado para señal débil
- Ganancia de V a lazo abierto compensado para señal débil
- Ninguna



El parámetro al que se refiere el dibujo es la «Respuesta en frecuencia del voltaje de salida para señales fuertes». Con respecto a lo del «equivalente temporal», no hay ningún parámetro, considero, equivalente para trabajar en el tiempo. En la fotocopia aparece que dicho parámetro equivalente es el SR. Pero no lo creo así, pues el gráfico de arriba, me establece un límite para el voltaje de salida, un tope; en cambio el SR me pone un límite pero a la pendiente del voltaje de salida. Sin embargo, puedo estar equivocado, lo mejor va a ser que investigues por tu cuenta.

f) El factor de rechazo de alimentación (escribir la unidad) en un AO es la relación entre:

- ΔV_{CC} y el corrimiento térmico de V_{OS}
- ΔV_{CC} y el corrimiento térmico de I_{OS}
- ΔV_{OS} y ΔV_{CC}
- ΔI_{OS} y ΔV_{CC}

En realidad el parámetro se define de la siguiente forma $\frac{1}{PSRR} = \frac{\partial V_{OS}}{\partial V_{CC}}$. Se mide en [$\mu V/V$]

g) Para elegir un AO en función de sus fuentes de ruido suponiendo conocidas sus R exteriores ¿qué criterio se utiliza? Escribir la unidad de e_n e i_n .

- El que tiene menor valor de ambos
- Se basa en las R exteriores
- El que tiene menor e_n
- El que tiene menor i_n

El e_n se mide en [μV] e i_n en [μA]

Del libro FRANCO Sergio – Diseño con amplificadores operacionales y circuitos integrados analógicos, página 340, tengo que la densidad espectral de ruido completa en un AO en configuración inversora o no inversora, es

$$e_{ni}^2 = e_n^2 + (2R^2)i_n^2 + 8KTR$$

Donde $R=R_3//R_1$, siendo R_3 la resistencia en la pata no inversora, R_1 la resistencia de entrada y R_2 la resistencia de realimentación. El término $8KTR$ es el ruido asociado a las resistencias externas. Mientras que el término de en no depende de R , los otros dos sí lo hacen. Si R es pequeña, puedo elegir un AO que tenga una R grande, pero la debo tener en cuenta si es que R es grande. De aquí concluyo que para elegir un AO en base a sus fuentes de ruido, esta elección estará condicionada por los valores externos de las resistencias. Sin embargo, la respuesta que aparece correcta en el apunte es la 1ra, es decir, elijo el AO que tenga las fuentes de ruido más pequeñas. En fin, otro tema para preguntarle a González.

h) ¿A qué se debe la mejora del BW en el amplificador diferencial cascode respecto al amplificador diferencial básico?

- Mayor Z_{in} en el cascode
- Mayor Z_{out} en el cascode
- Menor R_L en la etapa de EC del cascode
- Mayor A_v en el amplificador cascode

La capacidad de entrada de un cascode es muy pequeña, por lo que mejora el ancho de banda. Sin embargo, la opción marcada como correcta es la 3ra en los apuntes. Hay que investigar mejor.

7. Configuraciones

a) En un inversor $Z_{in}=R_1$ porque:

- R_1 es muy grande
- Se hace $R_L > R_1$ para obtener mayor A_v
- La $Z_{in} \approx 0$ por el tipo de realimentación
- Ninguna

b) En un amplificador no inversor con AO la Z_{in} está dada por:

- $Z_{in}=Z_{id} \cdot (1 + \beta A)$
- $Z_{in}=Z_{id} / (1 + \beta A)$
- $Z_{in}=Z_{id} + (R_T || R_L) \cdot (1 + \beta A)$

$Z_{in}=Z_{mc} \parallel [Z_{id} \cdot (1 + \beta A)]$

c) ¿En qué configuración amplificadora es más importante la RRMC?

- Inversora
- No inversora
- En las dos por igual
- Ninguna

En la configuración inversora, $v_N=v_P$ y ésta última está a tierra, lo cual hace que la tensión de entrada de modo común sea $v_{mc} \approx v_P \approx 0$ y casi no se amplificará la tensión de modo común y la salida de esa tensión será cero. Esta salida solo se vería afectada si por alguna razón se deriva corriente por la entrada inversora, modificando así la tensión en v_P . Pero como la impedancia $Z_{i,AO}$ es muy grande, prácticamente este punto es una masa virtual, lo cual hace que RRMC no sea crítica en esta configuración. Sin embargo, la RRMC ha de tenerse en cuenta cuando v_P no sea cero, como en las aplicaciones que tengan la configuración no inversa.

También esta pregunta puede aparecer como: ¿en qué configuración es más grande la RRMC?

- Inversora
- No inversora
- Las dos por igual
- En ninguna

La respuesta correcta es la 1ra, pues como dijimos antes, no es crítica en la configuración inversora, eso quiere decir que es elevada como para que amplifique de manera considerable la señal de modo común.

d) ¿Qué tipo de medición se realiza en un amplificador de instrumentación clásico de 3 operacionales? (creo que es de corto circuito).

- De corto circuito
- De circuito abierto
- De ambas
- Ninguna

Creo que es la primera opción.

2.3 – Respuesta en frecuencia

8. Respuesta a baja y alta frecuencia (sin realimentación)

a) El producto Ganancia–Ancho de banda puede ser usado en el diseño para:

- Determinar la velocidad de circuito para ganancia fija
- Determinar el BW para una ganancia fija
- Determinar la excursión mínima para una ganancia fija
- Determinar la excursión mínima sin distorsión

Si tenemos GPW podemos usar la ecuación

$$GPW = f_T \cdot 1 = f_L A_1$$

Donde A_1 es el valor de la ganancia en la frecuencia f_L . La segunda opción es la correcta, pues podemos hallar BW, que es igual a f_L si consideramos $f_L \approx 0$, para una determinada ganancia fija A_1 .

b) En la función de trasferencia de un EC para baja frecuencia aparecen 2 polos debido a C_C y C_e ¿Cuál se elige para determinar f_L y por qué?

- C_C por que bloquea la continua
- C_C por su tamaño y costo
- C_e por su tamaño y costo
- C_e por su tamaño y estabilidad en frecuencia

El teórico dice que es C_e , aunque desconozco el motivo. Aunque la tercera opción es la que está marcada en todos los múltiple-opción que encontré.

c) La frecuencia de transición f_T de un transistor bipolar es la frecuencia para la cual:

- La A_i cae 0 [dB]
- La A_i cae -3 [dB]
- La A_v cae 0 [dB]
- La A_v cae -3 [dB]

Las opciones están mal escritas, la f_T es la frecuencia para el cual la ganancia de corriente A_i ha caído hasta no producir ganancia, es decir $A_i=1=0$ dB. La primera opción es la correcta, pero debería decir «La A_i cae hasta 0 dB.»

d) La capacidad de Miller que se refleja a la entrada de un amplificador en alta frecuencia depende de:

- Z_{in}
- Ganancia de tensión a frecuencias centrales
- Frecuencia de transición
- Frecuencia de corte

La capacidad de Miller viene dada por:

$$C_M = C_\mu (1 + g_m R_L)$$

C_μ es la capacidad base-emisor intrínseca del transistor, g_m es la ganancia de tensión a frecuencias medias (ver circuito equivalente, ver modelo híbrido π) y R_L es la carga. En las opciones solo está presente g_m , así que la opción correcta es la 2da.

e) ¿Por qué no se consideran en las respuestas de baja y media frecuencia de un amplificador emisor común, las capacidades intrínsecas del transistor?

- Sus reactancias son muy bajas a esas frecuencias
- La tensión de base está determinada por C_μ
- La tensión de colector está determinada por C_M
- Ninguna

La reactancia capacitiva es igual a

$$X_C = \frac{1}{2\pi f \cdot C}$$

Las capacidades intrínsecas están en el orden de los pF, lo que hace que su reactancia sea muy elevada, es por eso que se las consideran como circuito abierto a las frecuencias mencionadas. Para un C de valor fijo, X_C se vuelve de valor finito a frecuencias altas. La respuesta correcta sería "Porque sus reactancias son muy altas", pero esa opción no está.

También pueden aparecer las siguientes opciones a la misma pregunta:

- Sus características son muy bajas a esa frecuencia
- La tensión de base está determinada por C_π
- La tensión de base está determinada por C_μ
- Ninguna es correcta

Aunque no sé muy bien a que se refiere con «características bajas.»

g) ¿Qué relación existe entre la frecuencia de corte superior en un amplificador EC y el valor de R_L ?²

- No hay relación
- $R_L \propto 1/f_H$
- $R_L \propto f_H$
- Ninguna es correcta

² El símbolo \propto quiere decir proporcional.

Justificación en la sección "4.3 – 1: Aproximación a un solo polo" del capítulo 3. En especial en la Figura 4-6.

9. Polos en un amplificador realimentado

a) ¿Cómo influye la variación de βA en realimentación negativa sobre la estabilidad de un amplificador de 3 polos en alta frecuencia?

- Siempre estable con sobre picos para cualquier valor de βA
- Inestable para cualquier valor de βA
- Puede volverse inestable para grandes valores de βA
- Ninguna

*En realidad, el sistema puede volverse inestable cuando $\beta A > 8$, pero éste no es un valor muy grande que digamos.
La pregunta es capciosa creo.*

10. Compensación

a) ¿Qué tipo de compensación disminuye más fuertemente el BW del AO?

- Polo dominante
- Polo - cero
- Cero - polo
- Las 3 anteriores

b) ¿Qué entiende por margen de fase?

- La diferencia de fase entre la frecuencia central y 3 dB
- Diferencia de fase entre las A_{dB} para 0 dB y 180°.
- Diferencia de fase entre entrada y la salida
- Diferencia de fase entre la A_{dB} para -3 dB y 180°

La respuesta correcta es la segunda siempre y cuando A_{dB} sea la ganancia de lazo.

c) La inversión de fase de 180° necesaria para la realimentación negativa en general es introducida por:

- Los polos en alta frecuencia
- Los polos en baja frecuencia
- La configuración del amplificador
- Ninguna

Cada polo introduce un desfasaje de 90°, sea a alta o baja frecuencia, por lo que la 1ra y 2da opción podrían ser válidas. Aunque la cantidad mínima de polos necesaria para un desfasaje de 180° es 2, y eso lo determina la configuración del amplificador. Por lo tanto la 3ra opción es la más acertada.

d) Suponiendo un AO con polo dominante en alta frecuencia ¿Qué parámetro permite calcular BW con facilidad para una ganancia determinada (señal débil)?

- Frecuencia de máxima excursión pico a pico
- Velocidad de crecimiento
- BW para ganancia unitaria
- Ninguna

Es igual a la pregunta 38, pero formulada al revés.

e) La compensación cero-polo se usa cuando:

- Es necesario mayor BW que con compensación simple
- Es necesario mayor estabilidad de la ganancia que con compensación de polo simple
- Es necesario menor influencia del ruido térmico que con compensación polo simple
- Ninguna

Lo del ruido térmico es cualquiera. La 2da no puede ser porque la mayor estabilidad la da la compensación por polo dominante (polo simple), justamente se sacrifica mucho BW por una buena estabilidad. La 1ra es la correcta.

f) La compensación por avance consiste en meter:

- Cero dominante en la FdT³
- Polo dominante en la FdT
- Cero y polo en una frecuencia conveniente
- Ninguna

La 1ra opción es cualquiera. En ningún lado encontré el concepto de «cero dominante».

g) La compensación por retardo consiste en

- Meter un cero en FdT
- Polo y cero en forma aleatoria en FdT
- Polo en la FdT
- Ninguna

La 2da podría ser correcta, pero el polo y el cero no se introducen de manera aleatoria; así que no es. La opción marcada como correcta en los apuntes es la 3ra, pero falta introducir el cero, que cancela al polo de menor valor.

h) ¿Qué tipo de compensación «integrada»⁴ usa generalmente un AO?

- Polo dominante
- Polo - cero
- Cero - polo
- Ninguna de las anteriores

i) ¿Cuál es la principal causa que limita la respuesta en frecuencia del AO auto-compensado en alta frecuencia?

- La capacidad interna del AO
- La temperatura ambiente
- La impedancia de salida
- Ninguna

Esto también está se explica en el capítulo 2.2.4 – Amplificadores de potencia y fuentes de tensión reguladas.

2.4 – Amplificadores de potencia y fuentes de alimentación reguladas

11. Amplificadores clase B

a) En un amplificador de potencia clase B, la máxima potencia disipada en el colector depende de:

- La corriente pico máxima que circula por el colector. I_{cm}
- El valor medio máximo de corriente suministrado por V_{CC} , es decir $I_{c,medio}$.
- La corriente máxima de saturación del transistor
- El valor pico de colector equivalente al máximo valor medio de la corriente suministrada por V_{CC}

$$2P_C = P_{CC} - P_L = \frac{2}{\pi} V_{CC} I_{cm} - \frac{1}{2} I_{cm}^2 R'_L$$

El único valor que aparece aquí es I_{cm} . Sin embargo no se cuales son los otros parámetros, la respuesta marcada en el apunte es la 1ra.

³ FdT es función de transferencia.

⁴ La palabra «compensación» es un sustantivo abstracto, no se puede hacer chiquita e integrarla en un chip. La pregunta correcta sería: ¿Qué tipo de compensación trae de fábrica por lo general un AO?

b) ¿Cuál es la razón por la cual el rendimiento en un amplificador clase B es mayor que en clase A?

- Los transistores en clase A disipan más potencia
- La V_{cc} es mayor en clase A
- Los transistores en clase B disipan la mitad de potencia
- Ninguna

El motivo principal es la forma en qué están polarizados. En el de clase A el punto de trabajo está situado a un determinado valor, lo que hace que cuando la señal vale cero, hay una continua en la salida, hay un desperdicio de potencia; mientras que en el de clase B, el punto de trabajo está cerca de cero, lo que hace que en ausencia de señal, la salida valga cero.

c) ¿Cómo son COMPARATIVAMENTE los niveles de entrada y salida de un amplificador clase B push-pull?

- $Z_i \gg Z_o$
- $Z_i \ll Z_o$
- $Z_i \geq Z_o$
- $Z_i = Z_o$

d) ¿Cuál es la principal causa de distorsión ARMÓNICA en los amplificadores clase B?

- El ripple en la fuente de alimentación
- Excesiva respuesta a altas frecuencias
- El parámetro estabilizado es la frecuencia
- Ninguna

12. Amplificadores de audiofrecuencia

a) ¿Qué efecto tiene sobre la distorsión por cruce, en un amplificador simétrico complementario, el uso de realimentación negativa?

- No afecta la distorsión
- Atenúa las armónicas $(1+\beta A)$ veces
- Empeora la distorsión $(1+\beta A)$ veces
- Ninguna

b) El circuito boost trapping en un amplificador clase B simétrico complementario se usa para:

- Mejorar la respuesta a frecuencias centrales
- Mantener polarizado al transistor próximo a la zona de saturación
- Estabilizar térmicamente al transistor
- Ninguna

También pueden aparecer estas opciones:

- Mejorar la respuesta en frecuencia
- Mejorar la estabilidad en frecuencia
- Mejorar el consumo de corriente
- Ninguna

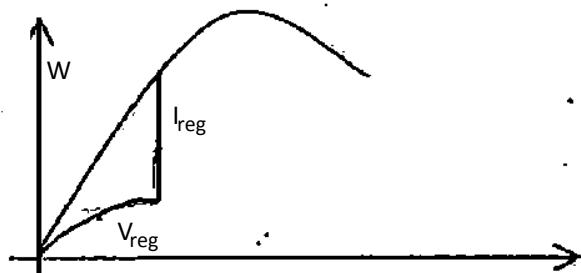
b) ¿Qué efecto tiene sobre la distorsión por cruce, en un amplificador simétrico complementario, el uso de realimentación negativa?

- No afecta la distorsión
- Atenúa las armónicas $(1+\beta A)$ veces
- Empeora la distorsión $(1+\beta A)$ veces
- Ninguna

13. Convertidores

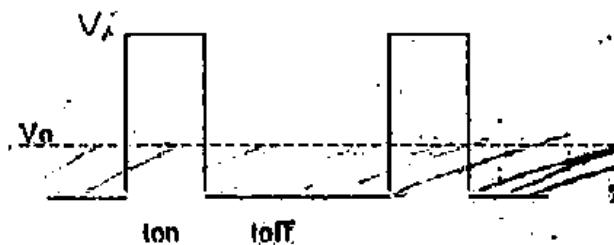
a) El siguiente gráfico muestra el comportamiento de una protección de regulador en una fuente lineal ¿A qué tipo de protección se refiere?

- Por corriente máxima regulada
- Por potencia máxima regulada
- Combinada
- Corriente reflejada



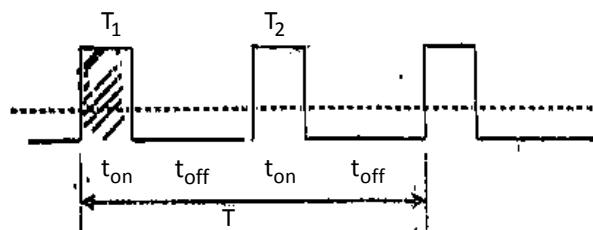
b) El siguiente diagrama muestra la conducción, y bloques en un convertidor comutado básico. ¿A qué tipo de convertidor se refiere? Escriba la V_{out} en función de t_{in} y t_{off} .

- Convertidor directo
- Convertidor indirecto
- Convertidor simétrico
- Convertidor híbrido



c) ¿A qué circuito de convertidor corresponde la siguiente gráfica? Dibujar el circuito que represente este tipo de gráfica.

- Convertidor directo
- Convertidor indirecto
- Convertidor simétrico
- Convertidor híbrido



3 – PREGUNTAS DEL TEÓRICO

3.1 – Teórico de Celdrán

Estos temas son los que aparecen con más frecuencia en las hojas que reparte Celránd en el final. Me animaría a decir que no se sale de esto. Así que CREO que estudiándose estos temas de memoria, la parte de él está aprobada.

1. Realimentación negativa:

- 1) Diagrama de bloques del amplificador realimentado.
 - a) Función de transferencia del sistema.
 - b) Explicar el método de análisis de un amplificador realimentado.
 - c) Analizar las funciones sensibilidad e insensibilidad.
 - d) Analizar la incidencia de señales espurias en un amplificador realimentado.
- 2) Amplificador con muestra de tensión y mezcla en paralelo.
 - a) Realizar los circuitos correspondientes.
 - b) Encontrar A_f , R_{if} , R_{of} y R'_{of} .

2. Respuesta en alta frecuencia de amplificadores monoetapas:

- Circuito principal.
- Ganancia de corriente o de tensión.
- Capacidad de Miller.
- Pulsación de corte beta.
- Pulsación de transición.
- Ancho de banda.
- Producto Ganancia-Ancho de banda.

3. Respuesta en baja frecuencia de amplificadores con acoplamiento RC (configuración EC):

- Circuito principal.
- Análisis del circuito teniendo en cuenta el condensador de desacoplamiento de emisor.
- Análisis del circuito teniendo en cuenta el condensador de acoplamiento de entrada.
- Análisis del circuito teniendo en cuenta el condensador de acoplamiento de salida.
- Determinación de la función de transferencia resultante.
- Determinación de la frecuencia de corte inferior.
- Criterios de selección de los condensadores externos.

4. Compensación interna y externa en AO. Compensación de adelanto de fase:

- Circuito principal de la red de adelanto.
- Función de transferencia de la red de adelanto.
- Representación del módulo y fase del compensador.
- Determinación de la atenuación α .

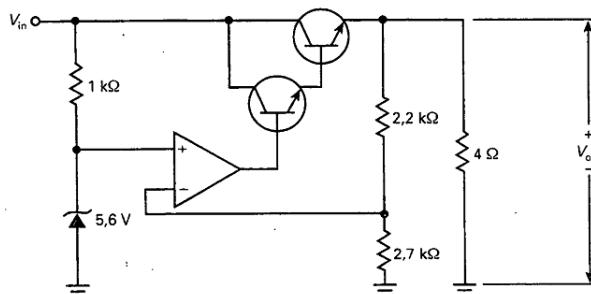
- Especifique las características de las redes compensadas respecto de los M.F. y M.G.

5. Amplificador de potencia simétrico complementario clase AB:

- Circuito principal.
 - ✓ Formas de onda de las corrientes en el circuito.
 - ✓ Determinación de las rectas de carga de CC y CA.
 - ✓ Red de polarización.
- Cálculos de potencias.
 - ✓ Potencia suministrada $P_{CC,max}$.
 - ✓ Potencia transferida a la carga $P_{L,max}$.
 - ✓ Potencia disipada en el colector $P_{C,max}$.
 - ✓ Rendimiento.
 - ✓ Factor de mérito.
 - ✓ Gráfico de las potencias y rendimiento en función de I_{cm} .

6. Fuentes de alimentación reguladas

- Etapa reguladora serie:
 - ✓ Determinar la función de transferencia del siguiente circuito:



- Reguladores monolíticos de tres terminales con tensión de salida ajustable.
 - ✓ Circuito esquemático.
 - ✓ Función de transferencia.
 - ✓ Regulación de línea (definición y distintas formas de representación paramétrica).
 - ✓ Regulación de carga (definición y distintas formas de representación paramétrica).
 - ✓ Coeficiente de temperatura.
 - ✓ Estabilidad a largo plazo.
 - ✓ Circuitos de protección.
 - Limitador de corriente máxima.
 - Limitador de corriente por repliegue.
 - Protección del área de seguridad.
 - Corte térmico.

7. Amplificador de instrumentación con entrada puente:

- Circuito principal.
- Análisis del circuito puente y ajustes debido a desequilibrios.

- Análisis de V_L en función de V_1 y V_2 .
- Análisis de V_L en función de V_{mc} y V_{os} .
- Conclusiones.

3.2 – Teórico de González

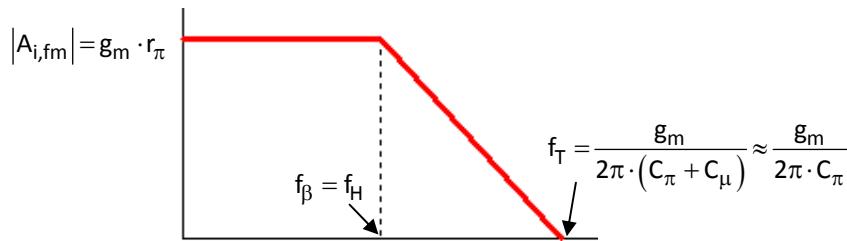
8. Fuente de tensión regulada lineal en serie.

- Función de transferencia y circuito.
- Implementar una protección de corriente.
- Definir regulación de carga y de línea.
- Especificar $I_{C,max}$, $V_{CE,max}$ y $P_{C,max}$ que debe soportar el transistor.

9. Realizar el modelo incremental del transistor en alta frecuencia.

- a) Hallar la frecuencia de corte.
- b) realizar el bode indicando ω_H y ω_T .

PUNTO B: Para realizar el Bode, basta con tener tres parámetros: f_T , $f_H (=f_\beta)$ y $A_{i,fm}$. Siendo ésta última la ganancia de corriente a frecuencias medias, recordar también que la f_T es la frecuencia a la cual la ganancia de corriente es 1 (o 0 dB).



10. Teniendo en cuenta el transistor en EC, para baja frecuencia:

- Encontrar la función de transferencia teniendo en cuenta el condensador de base.
- La función de transferencia teniendo en cuenta ahora el condensador de emisor.
- Realizar el bode de los puntos a) y b).
- Realizar la respuesta al escalón de los puntos a) y b).

11. Dibujar el convertidor doble directo y explicar su funcionamiento.

12. Realimentación negativa:

- Confeccionar diagrama de bloques de una realimentación.
- Sensibilidad e insensibilidad.
- Señales espurias.
- Clasificación de los amplificadores realimentados.

13. Dibujar circuito de un amplificador realimentado con muestra de corriente y mezcla serie.

- Obtener función de transferencia.
 - Obtener impedancias de entrada y salida.
-

14. Convertidor conmutado inversor.

- Circuito básico.
 - Diagrama de tensión vs tiempo.
 - Determinación de la tensión de salida (V_L) en función de la fuente primaria (V_S).
-

15. Dibujar el diagrama de bloques del regulador lineal en serie que limita los parámetros seleccionados en el punto anterior.

16. Regulador conmutado a frecuencia propia con convertidor simétrico.

- Circuito básico.
 - Ciclos de conducción y bloqueo.
 - Determinar tensión de salida en función de la tensión primaria.
 - Desarrollo completo en la sección 6.1 – 3: Convertidor simétrico del capítulo 4.
-

17. Lugar de raíces con el cual se evalúa la estabilidad de un amplificador de tres polos.

- Dibujar circuito.
 - Indicar el o los puntos que producen inestabilidad.
 - Dibujar la respuesta temporal equivalente para los distintos tramos de la figura anterior.
-

18. Amplificadores simétricos complementarios.

- Circuito.
 - Determinación rectas de carga.
 - Determinación de las potencias involucradas (Potencias, η , FM), gráfico.
 - ¿Cómo se reduce la distorsión por cruce?
-

19. Amplificador de tensión con muestra de tensión y mezcla serie.

- Circuito.
 - Ganancia estabilizada (o a lazo cerrado).
 - Impedancias de entrada y de salida.
-

20. Amplificador de 2 polos en alta frecuencia.

- Gráfico de respuesta temporal en función de ξ (o Q).
- Graficar el lugar de raíces y cómo se mueven en función de Q.

21. ¿A qué se debe la distorsión armónica en los amplificadores clase B (polarizado en la zona lineal, región de corte)?.

Consideremos el semiciclo positivo: Mientras la entrada sea menor que el voltaje VBE de polarización en directa (≈ 0.65 [V]) en el transistor NPN de la parte superior, éste estará apagado o conducirá muy poco (similar a un diodo), y el voltaje de salida no sigue a la entrada, por no decir que tira una salida nula. El transistor PNP inferior sigue apagado porque está polarizado en inversa con la entrada positiva. Lo mismo sucede con el transistor inferior en el semiciclo negativo: permanece apagado a pesar de estar polarizado directamente y el NPN no se enciende porque está polarizado en inversa. Por ello, para entradas entre 0 y aproximadamente ± 0.65 [V], el voltaje de salida no es una réplica ni una versión amplificada de la entrada, y podemos verlo como una imperfección en la forma de onda de salida cerca de 0 [V]. Esta es la forma más evidente de la distorsión por cruce y se hace aún más notoria cuando el rango de voltaje de salida es pequeño.

22. ¿Con qué tipo de compensación se obtiene mejor sensibilidad en la ganancia a lazo abierto?

Con compensación por adelanto. (No estoy seguro de la respuesta)

23. Dibujar y explicar el funcionamiento del amplificador push pull clase B.

24. Realizar el circuito equivalente del amplificador EC con transistor bipolar en alta frecuencia

25. Convertidor híbrido

- Circuito principal
- Diagrama temporal
- Función de transferencia

26. Control de fuente conmutada a frecuencia propia

- Diagrama de bloques de un control a frecuencia fija para regular conmutador a frecuencia propia.
- Diagrama de bloques de un control a frecuencia fija para regular conmutador a frecuencia propia (PWM)
- Formas de onda en función del tiempo en circuito PWM

27. Amplificador de tensión realimentado un amplificador con muestra de V en paralelo

- Diagrama de bloques.
- Desarrollar la función estabilizada A_f , indicar el parámetro estabilizado y especificar la unidad de β .
- Desarrollar Z_{if} y Z_{of} .

28. Para un detector de nivel inversor realimentado positivamente con una compensación externa mediante un capacitor y una resistencia a masa. (pregunta no contestada)

- Determinar la función de transferencia de V_{UT} y V_{LT}
- Dibujar V_o en función de V_i
- Dibujar el ciclo de histeresis
- ¿Qué compensación externa tiene? Rta: Polo-Cero

29. Convertidor simétrico

- Circuito
- V en función de t

30. Elaborar un cuadro sinóptico clasificando los ruidos en un amplificador

31. Escriba la expresión aproximada que relaciona el SR con la $V_{L,max}$ a máxima frecuencia sin distorsión que se puede obtener en un AO auto compensado.

Esta relación sale de la ecuación (2 – 21) (sección 2.15 – *Velocidad de crecimiento* del capítulo 2):

$$SR = \frac{\text{cambio de voltaje a la salida}}{\text{tiempo}} = \frac{I}{C}$$

Donde I es la corriente que suministra una parte del circuito interno del AO al condensador C de compensación. Entonces podemos decir que:

$$\frac{V_{L,max}}{t_{\min}} = \frac{I}{C} \quad \rightarrow \therefore V_{L,max} = \frac{I \cdot t_{\min}}{C} = \frac{I}{C \cdot f_{\max}}$$

32. Compensación en convertidor V-I con dos AO

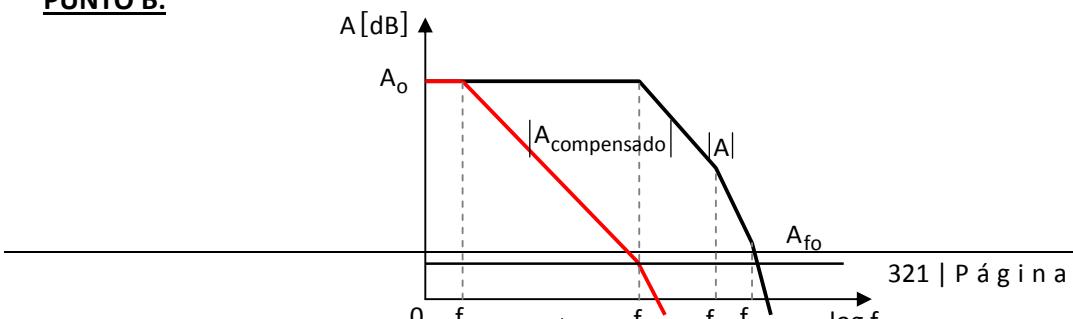
En el convertidor V-I del ejercicio 2.5 de la sección *Circuitos con Amplificadores operacionales*:

- ¿Qué tipo de compensación están usando los AO?
- Realizar Bode de módulo y fase (también de la red compensadora) suponiendo que los AO tienen 3 polos en alta frecuencia.

PUNTO A:

Compensación por polo dominante. Esta configuración alternativa tiene la particularidad de que aumenta el rechazo a la fuente de ruido en un factor de 10. En lo que a ancho de banda y velocidad de respuesta se refiere, es similar a la configuración del ejercicio 2.28 de *Circuitos con amplificadores operacionales*, es decir, son proporcionales a $1/C$.

PUNTO B:



33. Compensación en el amplificador de instrumentación con dos AO

En el amplificador dual del ejercicio 2.25 de la sección Circuitos con Amplificadores operacionales:

- ¿Qué tipo de compensación tiene?
- ¿Qué ocurre con el ancho de banda?
- ¿Qué ocurre con el ancho de banda en las otras configuraciones?

PUNTO A:

Compensación por polo dominante.

PUNTO B:

Se reduce drásticamente, por lo general se busca que la nueva frecuencia de corte superior sea tal que la ganancia a lazo abierto (A_o) decaiga a **20 dB/dec** y valga A_{fo} en la frecuencia f_1 (polo dominante original).

PUNTO C:

El ancho de banda en la compensación por adelanto es mayor que en la de polo dominante, aunque se reduce la estabilidad. (No estoy seguro de esta respuesta).

34. Compensación en el convertidor I-V de alta sensibilidad

En el amplificador dual del ejercicio 2.27 de la sección Circuitos con Amplificadores operacionales:

- ¿Qué tipo de compensación tiene?
- ¿Cuáles son los dos tipos de compensaciones que más se usan en los AO y cuál es el que mejor ancho de banda e insensibilidad posee?

PUNTO A:

Compensación por polo dominante.

PUNTO B:

Las dos más usadas son la compensación por *polo dominante* y por *adelanto*, siendo ésta última la que mayor ancho de banda e insensibilidad posee. (No estoy seguro de esta respuesta.)