

Universidade do Algarve

Departamento de Engenharia Electrónica e Computação

Apontamentos de Electrónica II

2002

Luis Moura

Estes apontamentos não substituem a bibliografia indicada.

O docente: Luis Moura

In fact, (...) electronic circuits obey very simple laws, the ones we learned in nursery: Ohm's law, Kirchoff's law, Lenz's law and Faraday's laws. The problem, however, lies in Murphys's law.

James Bryant, Professor.

Conteúdo

1	O Par diferencial	8
1.1	Introdução	8
1.2	Princípios básicos de funcionamento	9
1.2.1	Operação do par diferencial em modo comum	9
1.2.2	Operação do par diferencial para sinais diferenciais	10
1.3	Operação do par diferencial para grandes sinais	11
1.4	Operação do par diferencial para pequenos sinais. Ganho de tensão diferencial	13
1.4.1	Resistência de entrada diferencial	14
1.5	Equivalência entre o Par diferencial e a configuração Emissor Comum	15
1.6	Operação em modo comum	16
1.6.1	Ganho de tensão em modo comum	17
1.6.2	Resistência de entrada em modo comum	19
1.7	Características não ideais do amplificador diferencial	20
1.7.1	Tensão de <i>offset</i> referida à entrada	20
1.7.2	Correntes de polarização. Corrente de <i>offset</i> de entrada	22
1.8	Fontes de corrente constante	24
1.8.1	Fontes de corrente discretas	24
1.8.2	Espelhos de corrente	25
1.9	O par diferencial implementado com uma carga activa	30
1.10	O Par diferencial implementado com MOSFETs	31
1.10.1	Espelhos de corrente implementados com MOSFETs	35
2	Análise na frequência de transístores e amplificadores	38
2.1	Introdução	38
2.2	O modelo π -híbrido para o transístor bipolar para altas frequências	39
2.2.1	A frequência f_T	39
2.3	O Modelo π -híbrido do MOSFET para altas frequências	41
2.4	Transformadas de Laplace e Análise em frequência	42
2.4.1	A função de transferência de um amplificador	45

2.4.2	O Ganho $A(s)$	47
2.4.3	A aproximação de $A(s)$ através de pólos dominantes . .	47
2.5	Resposta em frequência da configuração Emissor Comum . . .	53
2.5.1	Circuito equivalente para médias frequências	53
2.5.2	Circuito equivalente para baixas frequências	54
2.5.3	Circuito equivalente para altas frequências	56
2.6	Resposta em frequência da configuração Base Comum	58
2.6.1	Circuito equivalente para médias frequências	58
2.6.2	Circuito equivalente para baixas frequências	59
2.6.3	Circuito equivalente para altas frequências	60
2.7	Resposta em frequência da configuração Seguidor de Emissor (Colector Comum)	61
2.7.1	Circuito equivalente para médias frequências	61
2.7.2	Circuito equivalente para baixas frequências	62
2.7.3	Circuito equivalente para altas frequências	62
2.8	Resposta em frequência da configuração <i>Cascode</i>	66
2.8.1	Circuito equivalente para médias frequências	67
2.8.2	Circuito equivalente para altas frequências	68
2.9	Resposta em frequência da configuração Seguidor de Emissor- Emissor Comum	69
2.9.1	Circuito equivalente para médias frequências	69
2.9.2	Circuito equivalente para altas frequências	70
2.10	Resposta em frequência da configuração Par Diferencial	71
2.10.1	Circuito equivalente para baixas e médias frequências .	72
2.10.2	Circuito equivalente para altas frequências	72
2.10.3	Efeito da resistência de Emissor na largura de banda .	73
3	Aplicações de Amplificadores Operacionais	76
3.1	Introdução	76
3.2	O Amplificador Operacional Ideal	76
3.3	Análise de Circuitos com Amplificadores Operacionais Ideais .	77
3.3.1	O Amplificador Inversor	77
3.3.2	O Amplificador Somador	78
3.3.3	O Amplificador Integrador	79
3.3.4	O Amplificador Diferenciador	80
3.3.5	O Amplificador Logarítmico	80
3.3.6	O Amplificador Exponencial	81
3.3.7	O Amplificador Não-Inversor	81
3.3.8	O Amplificador Diferença	82
3.3.9	O Amplificador de Instrumentação	82
3.4	O Amplificador Operacional Real	83

3.4.1	O Amplificador Operacional: Operação para Grandes Sinais	83
3.4.2	Efeito do ganho de tensão finito no desempenho dos circuitos	85
3.4.3	Efeito da largura de banda limitada no desempenho dos circuitos	85
3.4.4	O <i>slew-rate</i> em Amplificadores Operacionais	87
3.5	Tensões e Correntes de <i>offset</i> em Amplificadores Operacionais	88
4	Realimentação - <i>Feedback</i>	93
4.1	Introdução	93
4.2	Sistema com realimentação	94
4.2.1	Estabilidade do ganho em malha fechada	96
4.2.2	Aumento da Largura de Banda em malha fechada	96
4.2.3	Redução da não-linearidade do ganho em malha fechada	97
4.3	Topologias de realimentação	97
4.3.1	Amostragem em paralelo - mistura em série	98
4.3.2	Amostragem em série - mistura em paralelo	104
4.3.3	Amostragem em paralelo - mistura em paralelo	109
4.3.4	Amostragem em série - mistura em série	113
4.4	Estabilidade de amplificadores com <i>feedback</i>	119
5	Andares de saída	123
5.1	Introdução	123
5.2	Classificação de andares de saída	124
5.3	Andar de saída classe A	125
5.3.1	Curva estática tensão de entrada - tensão de saída	125
5.3.2	Formas de onda	126
5.3.3	Dissipação de potência	127
5.3.4	Eficiência da transferência de potência	128
5.4	Andar de saída classe B	129
5.4.1	Curva estática tensão de entrada - tensão de saída	129
5.4.2	Eficiência da transferência de potência	130
5.4.3	Dissipação de potência	131
5.4.4	Redução da distorção de <i>Cross-over</i>	132
5.5	Andar de saída classe AB	133
5.5.1	Curva estática tensão de entrada - tensão de saída	134
5.5.2	Resistência de saída	136
5.5.3	Polarização do andar de saída classe AB	137
5.6	Variantes do andar de saída classe AB	139
5.6.1	Uso de seguidores de emissor	139

5.6.2	Configuração <i>Darlington</i>	140
5.6.3	Protecções para Curto-circuitos	141
6	Análise de Amplificadores Operacionais	143
6.1	Introdução	143
6.2	O Amplificador Operacional μA 741	143
6.2.1	Descrição geral do 741	144
6.2.2	Análise DC	147
6.2.3	Análise para pequenos sinais	150
6.2.4	Análise no domínio da frequência	158
6.3	O Amplificador Operacional com CMOS	159
6.3.1	Análise DC	160
6.3.2	Análise para pequenos sinais	161
6.3.3	Análise no domínio da frequência	162
A	Teoremas de Miller	167
A.1	Teorema de Miller	167
A.2	Dual do teorema de Miller	168

Capítulo 1

O Par diferencial

1.1 Introdução

O par diferencial é uma configuração muito utilizada como andar de entrada na maioria dos amplificadores por permitir uma amplificação diferencial de sinais eléctricos. Com efeito, este tipo de amplificação diferencial é muito comum na maioria dos amplificadores operacionais existentes no mercado. A elevada resistência de entrada¹ e o facto de não necessitar de condensadores de acoplamento são algumas das vantagens deste tipo de configuração. A possibilidade de amplificação de sinais eléctricos sem necessidade de condensadores de acoplamento torna esta configuração propícia para a sua utilização em circuitos integrados. Na verdade, os circuitos que necessitam de condensadores de acoplamento não são facilmente integrados numa única pastilha de silício já que tais condensadores, devido às capacidades relativamente elevadas, requerem áreas de silício para a sua implementação bastante grandes o que na maioria dos casos não é possível.

O par diferencial também é utilizado como elemento fundamental em multiplicadores de transconductância, em moduladores de rádio-frequência, etc. No domínio digital podemos encontrar o par diferencial nas famílias lógicas do tipo *current-mode logic* como por exemplo na lógica ECL (*Emitter Coupled Logic*) cujo princípio básico de funcionamento é baseado neste tipo de circuitos.

Seguidamente estudam-se os princípios básicos de funcionamento do par diferencial.

¹Esta característica depende fortemente do tipo de transístor utilizado e/ou do tipo de par diferencial utilizado (FET's, montagem Darlington, etc.)

1.2 Princípios básicos de funcionamento

A figura 1.1 a) mostra a estrutura básica de um par diferencial. É constituído por dois transístores (neste caso bipolares NPN) cujos emissores estão ligados electricamente entre si e a uma fonte de corrente constante que polariza os dois transístores. Na análise que se segue assume-se que os transístores são perfeitamente iguais e possuem as mesmas características eléctricas.

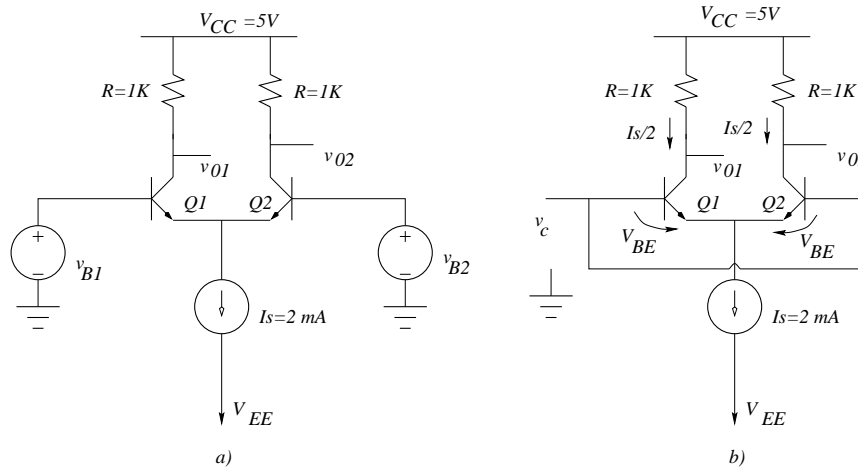


Figura 1.1: a) Par diferencial. b) Operação do par diferencial em modo comum

1.2.1 Operação do par diferencial em modo comum

Considere-se que às bases dos dois transístores é aplicada a mesma tensão constante e igual a $V_c = 1V$. Como o circuito é simétrico é óbvio que, nesta situação, a corrente I_s se divide igualmente pelos dois transístores. É fácil de mostrar, aplicando a lei das malhas, que, para este caso, $V_{BE1} = V_{BE2}$, o que implica correntes de emissor (e de colectador) iguais em ambos os transístores. Nesta situação é também fácil de mostrar que:

$$V_{c01} = V_{cc} - \frac{RI_s}{2} = 4V \quad (1.1)$$

$$V_{c02} = V_{cc} - \frac{RI_s}{2} = 4V \quad (1.2)$$

Se agora for aplicada uma tensão constante às bases dos dois transístores igual a $V_c = 0V$ a corrente I_s continuará dividida igualmente pelos dois transístores já que $V_{BE1} = V_{BE2}$ e neste caso continua a verificar-se as igualdades das

equações (1.1) e (1.2). Poderíamos concluir o mesmo caso a tensão aplicada às bases dos dois transístores seja agora igual a $V_c = -1V$. Assim, podemos concluir que **o par diferencial ideal não responde a sinais em modo comum.**

1.2.2 Operação do par diferencial para sinais diferenciais

Considere-se ainda o caso descrito anteriormente em que a tensão aplicada às bases dos dois transístores é igual a $V_c = 0V$, o que dá origem a uma divisão igual da corrente I_s pelos dois transístores já que $V_{BE1} = V_{BE2} = V_{BE}$. Considere-se que, seguidamente, é aplicada uma tensão diferencial, tal como

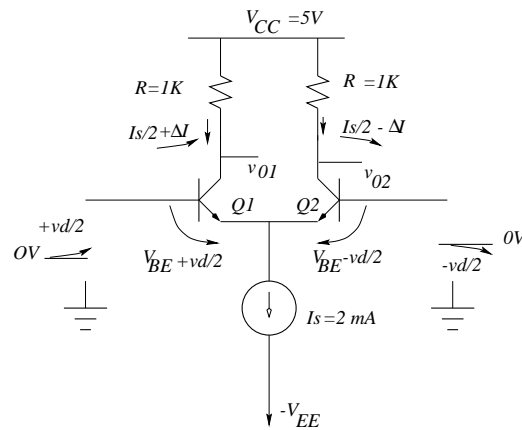


Figura 1.2: Par diferencial. Operação para sinais diferenciais.

ilustrado na figura 1.2. Neste caso a tensão V_{BE1} sofre um incremento de $v_d/2$ enquanto que V_{BE2} sofre um decremento de $v_d/2$. Na verdade, e pela lei das malhas, temos que:

$$-v_d/2 + V_{BE1} = V_{BE2} + v_d/2 \quad (1.3)$$

A equação anterior é válida caso²:

$$V_{BE1} = V_{BE} + v_d/2 \quad (1.4)$$

$$V_{BE2} = V_{BE} - v_d/2 \quad (1.5)$$

O aumento de V_{BE1} e a diminuição de V_{BE2} implicam que a corrente de Emissor (e de colector) de Q1 aumenta de ΔI (em relação a $I_s/2$) enquanto

²Note que V_{BE} é a tensão Base-Emissor para a tensão em modo comum.

que corrente de Emissor (e de colector) de Q2 diminui de ΔI (em relação a $I_s/2$) de acordo com as equações de Ebers-Moll aplicadas a um transístor na zona activa. A figura 1.3 mostra as várias formas de onda no par diferencial

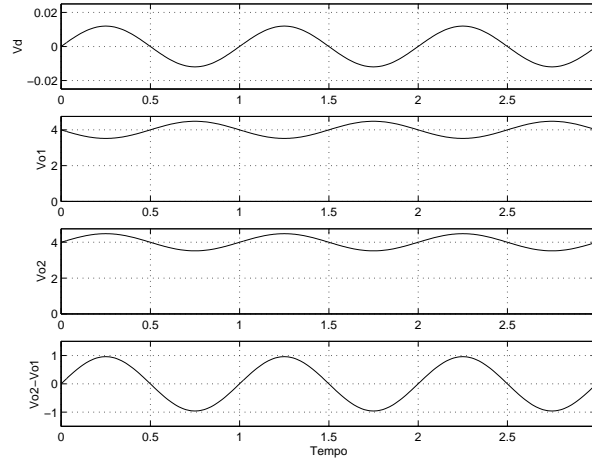


Figura 1.3: Formas de onda no par diferencial para entrada diferencial

da figura 1.2. Note-se as variações **diferenciais** do sinal de entrada que dão origem a variações **diferenciais** da tensão de saída em torno da tensão de polarização (4 Volt).

1.3 Operação do par diferencial para grandes sinais

A descrição da operação do par diferencial para grandes sinais é analisada usando as equações de Ebers-Moll (ver Apêndice A). Considerando a notação do circuito na figura 1.4 temos que:

$$I_{C1} = \alpha_N I_{E0} \left(e^{\frac{V_{B1}-V_E}{V_T}} - 1 \right) \quad (1.6)$$

$$\cong I_{E0} e^{\frac{V_{B1}-V_E}{V_T}} \quad ; \alpha_N \cong 1 \quad (1.7)$$

$$I_{C2} = \alpha_N I_{E0} \left(e^{\frac{V_{B2}-V_E}{V_T}} - 1 \right) \quad (1.8)$$

$$\cong I_{E0} e^{\frac{V_{B2}-V_E}{V_T}} \quad (1.9)$$

$$I_s = I_{C1} + I_{C2} \quad (1.10)$$

Manipulando estas equações obtêm-se as seguintes equações que relacionam a corrente dos colectores em cada um dos transístores do par difer-

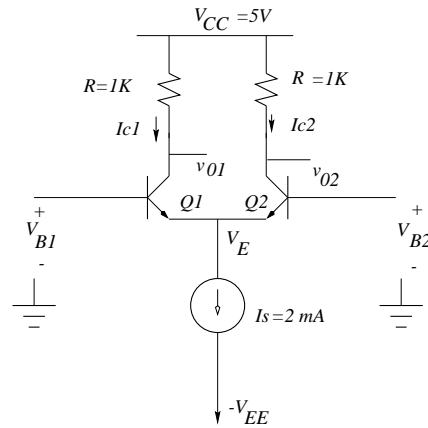


Figura 1.4: Par diferencial

encial com a tensão diferencial $V_{B1} - V_{B2}$:

$$I_{C1} = \frac{I_s}{1 + e^{\frac{V_{B2} - V_{B1}}{V_T}}} \quad (1.11)$$

$$I_{C2} = \frac{I_s}{1 + e^{\frac{V_{B1} - V_{B2}}{V_T}}} \quad (1.12)$$

Estas equações indicam claramente que as flutuações de corrente no par diferencial são independentes da tensão em modo comum e somente dependem da **diferença** de tensão aplicada nas bases dos transístores. A figura 1.5

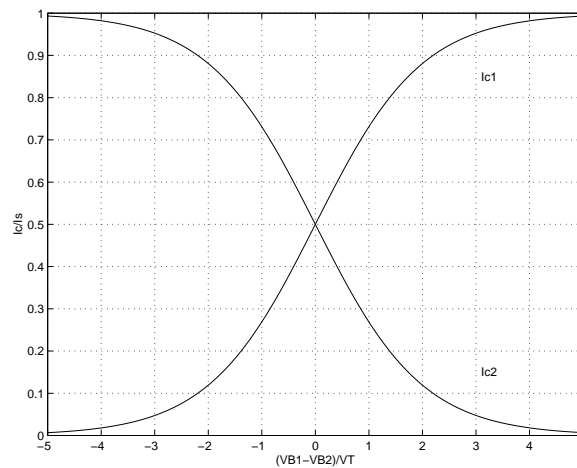


Figura 1.5: Variação das correntes de colectores do par diferencial com a tensão diferencial

ilustra a variação das correntes dos colectores em cada um dos transístores

do par diferencial normalizadas em relação a I_s , (I_c/I_s) , e a tensão diferencial normalizada em relação a V_T , $(V_{B1} - V_{B2})/V_T$, dada pelas equações (1.11) e (1.12)

Desta figura nota-se que para $V_{B1} = V_{B2}$ (tensão de modo comum) as correntes de colectores são iguais tal como esperado. Verifica-se também que uma tensão diferencial $|V_{B1} - V_{B2}| = 4V_T$ é suficiente para desviar a corrente, I_s , na sua (quase) totalidade, de um transistor para outro .

As variações lineares de corrente de colectores implicam uma variação da tensão diferencial inferior a cerca de $|V_T|/2$.

1.4 Operação do par diferencial para pequenos sinais. Ganho de tensão diferencial

Para pequenos sinais de entrada o par diferencial comporta-se como um amplificador linear e é possível calcular o ganho de tensão do amplificador expandindo as equações (1.11) e (1.12) em torno do ponto de operação $v_d = 0$ ($v_d = V_{B1} - V_{B2}$) que corresponde a uma corrente de polarização nos colectores dos transístores do par diferencial igual a $I_s/2$.

De facto, expandindo a equação (1.11) e (1.12) em torno de $v_d = 0$ obtém-se a seguinte expressão **linear** para I_{C1} e I_{C2} válida para pequenos sinais de tensão diferenciais:

$$I_{C1} = \frac{I_s}{2} + \frac{I_s}{2V_T} \frac{v_d}{2} \quad (1.13)$$

$$I_{C2} = \frac{I_s}{2} - \frac{I_s}{2V_T} \frac{v_d}{2} \quad (1.14)$$

Estas duas equações podem ser interpretadas como sendo a soma da corrente de polarização, $I_s/2$, com a corrente de sinal, $i_{C1} = \frac{I_s}{2V_T} \frac{v_d}{2}$ e $i_{C2} = -\frac{I_s}{2V_T} \frac{v_d}{2}$. A quantidade $\frac{I_s}{2V_T}$ pode facilmente ser reconhecida como o parâmetro de transcondutância, g_m , do modelo π -híbrido para sinal dos transístores. Com efeito, g_m é igual à razão entre a corrente de polarização no colectores e V_T ³.

Pode-se também calcular as tensões dos colectores dos transístores:

$$V_{C1} = V_{CC} - R \frac{I_s}{2} - R \frac{I_s}{2V_T} \frac{v_d}{2} \quad (1.15)$$

$$= V_{CC} - R \frac{I_s}{2} - R g_m \frac{v_d}{2} \quad (1.16)$$

$$V_{C2} = V_{CC} - R \frac{I_s}{2} + R \frac{I_s}{2V_T} \frac{v_d}{2} \quad (1.17)$$

³Ver capítulo 4 secção 8 - Sedra e Smith.

$$= V_{CC} - R \frac{I_s}{2} + R g_m \frac{v_d}{2} \quad (1.18)$$

$$(1.19)$$

em que $V_{CC} - R \frac{I_s}{2}$ corresponde à tensão de polarização e $v_{C1} = -R \frac{I_s}{2V_T} \frac{v_d}{2}$ e $v_{C2} = R \frac{I_s}{2V_T} \frac{v_d}{2}$, correspondem às tensões de sinal em cada um dos colectores, respectivamente.

O ganho em tensão diferencial é definido pela seguinte expressão;

$$A_d = \frac{V_{C1} - V_{C2}}{v_d} \quad (1.20)$$

e pode ser facilmente calculado:

$$A_d = -g_m R \quad (1.21)$$

Pode-se também calcular o ganho de tensão considerado apenas entre um dos colectores do par diferencial e o sinal de entrada v_d :

$$\frac{v_{C1}}{v_d} = -\frac{g_m R}{2} \quad (1.22)$$

$$\frac{v_{C2}}{v_d} = +\frac{g_m R}{2} \quad (1.23)$$

1.4.1 Resistência de entrada diferencial

A resistência de entrada diferencial é a resistência vista entre as duas bases, ou seja é a resistência vista pelo sinal diferencial.

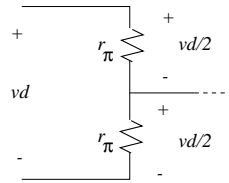


Figura 1.6: Circuito equivalente para as bases dos transístores para sinal diferencial

O circuito equivalente da figura 1.6 mostra que o incremento da corrente de base de Q_1 é dado por:

$$i_b = \frac{v_d}{2r_\pi} \quad (1.24)$$

enquanto que a corrente de base de Q_2 sofre igual decremento. Assim, a resistência diferencial é obtida por

$$R_{dif} = \frac{v_d}{i_b} \quad (1.25)$$

$$R_{dif} = 2r_\pi \quad (1.26)$$

1.5 Equivalência entre o Par diferencial e a configuração Emissor Comum

Note-se que o ganho em tensão diferencial expresso pela equação (1.21) é idêntico ao obtido para uma configuração Emissor Comum (EC) tal como se mostra na figura 1.7 a). De facto, é possível interpretar o desempenho do par diferencial, ao qual foi aplicado um sinal diferencial v_d , como duas configurações EC (em que cada transistor está polarizado com $I_s/2$) em que o sinal diferencial é aplicado de uma forma complementar (*push-pull*) como se ilustra na figura 1.7 c). No circuito da figura 1.7 b), também se inclui a resistência de saída da fonte de corrente. As características de funcionamento do par diferencial, completamente simétrica, tem também como consequência que a tensão nos emissores dos transistores do par diferencial não varia, ou seja, a tensão **de sinal** nesse ponto é nula. Assim, costuma-se denominar este ponto por “terra virtual” para sinal. **Este conceito pode apenas aplicar-se para sinais de entrada diferenciais!**

Em muitas aplicações, o par diferencial não é utilizado com um sinal diferencial aplicado directamente às duas bases dos transistores mas sim numa situação em que o sinal é aplicado a uma das entradas e a outra entrada é ligada à terra⁴. Neste caso, o sinal de tensão nos emissores dos transistores não é zero e assim a resistência de saída da fonte de corrente, R_s , tem influência na operação do circuito. No entanto, desde que esta resistência seja bastante maior do que r_E ⁵, como é geralmente o caso, pode-se considerar que v_d se divide igualmente entre as duas junções tal como ilustrado na figura 1.8. Neste caso podemos igualmente aplicar a equivalência entre o par diferencial e o Emissor Comum (EC), tal como descrito anteriormente.

Esta equivalência permite o cálculo do ganho diferencial, A_d , a partir de uma configuração EC assumindo que o sinal de entrada é $v_d/2$.

⁴Seria mais correcto escrever-se ao potencial nulo. No entanto é vulgar designar-se tal potencial como ‘a terra’.

⁵ r_E é a resistência do modelo T para pequenos sinais do transistor. Ver Sedra & Smith, Capitulo 4 secção 8.

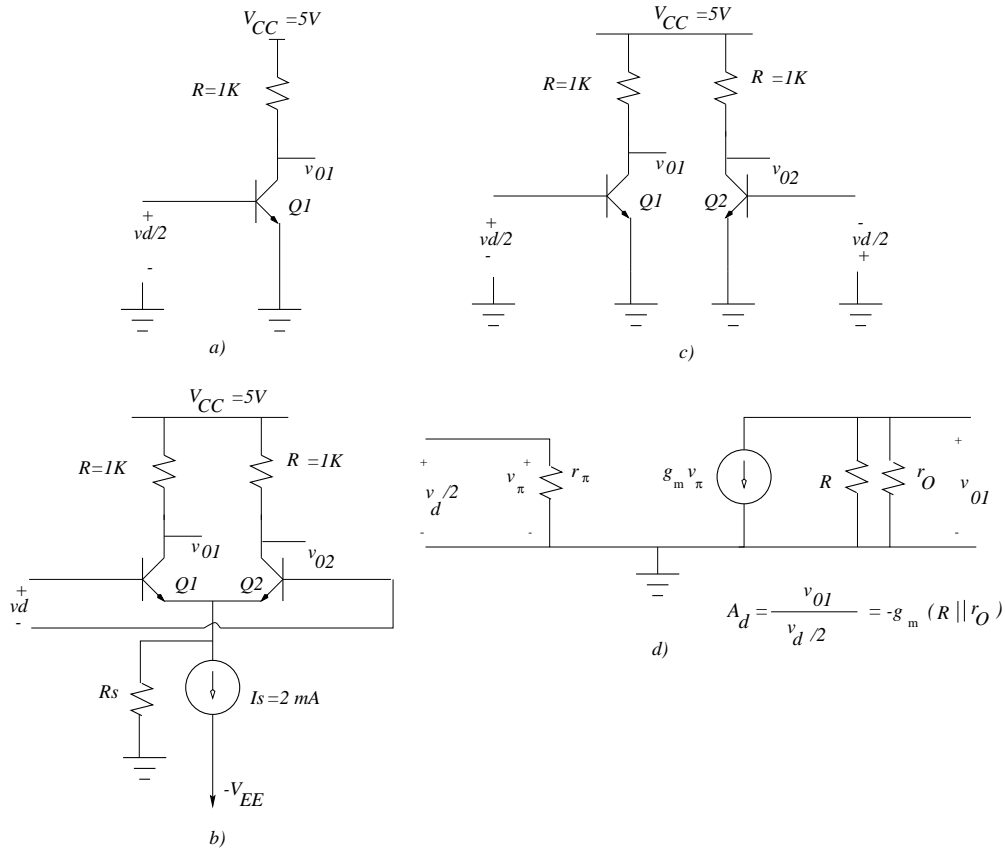


Figura 1.7: a) Circuito EC b) Par diferencial com sinal diferencial c) Circuito equivalente d) Circuito equivalente (EC) para sinal para cálculo de A_d .

Note-se que a forma de calcular o ganho diferencial A_d utilizando o circuito equivalente EC leva a um resultado um pouco diferente daquele calculado anteriormente devido ao facto de nos cálculos do ganho de tensão do par diferencial não se ter tido em conta a dependência da corrente de colectores com a tensão V_{CE} - o denominado efeito Early - que é tida em conta, em termos de modelo para pequenos sinais, pela resistência dinâmica r_0 . Geralmente, e na maioria dos casos práticos $r_0 \gg R$ de modo que é razoável considerar-se que $A_d = -g_m R$.

1.6 Operação em modo comum

A discussão prévia, na secção (1.2.1), da operação do par diferencial para sinais em modo comum pressupõe que a fonte de corrente que polariza o par diferencial é ideal, ou seja, a fonte de corrente é caracterizada por uma

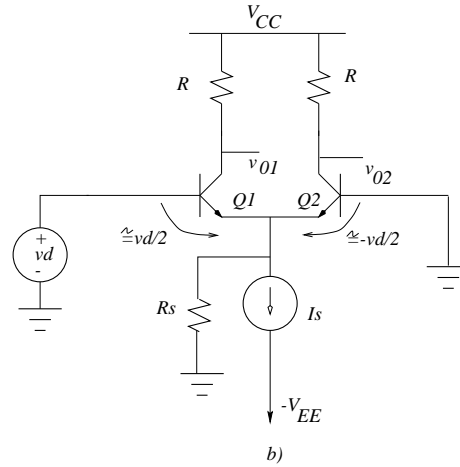


Figura 1.8: Amplificador diferencial com uma entrada ligada ao potencial nulo.

resistência de saída infinita. Neste caso, mostrou-se qualitativamente que o par diferencial não respondia a sinais em modo comum, ou seja, o par diferencial ideal tem um ganho em modo comum, A_c nulo. Na realidade, tal fonte de corrente terá uma resistência R_s finita e, neste caso prático, o ganho em modo comum será diferente de zero. Importa salientar que na prática é desejável que este ganho (em modo comum) seja o mais pequeno possível.

1.6.1 Ganho de tensão em modo comum

A figura 1.9 a) mostra o amplificador diferencial em que o sinal de entrada é o mesmo nas duas bases do transistor e em que a fonte de corrente tem uma resistência finita, R_s . Dada a simetria desta configuração é possível decompô-la em dois circuitos do tipo Emissor Comum com uma resistência de emissor $2R_s$ ⁶ como se mostra na figura 1.9 b) O circuito equivalente para sinal do EC com resistência de emissor é mostrado na figura 1.9 c).

A análise deste circuito permite obter as tensões nos colectores de Q_1 e Q_2 :

$$v_{C1} = -g_m R \frac{r_\pi}{r_\pi + (1 + g_m r_\pi) 2R_s} v_{CM} \quad (1.27)$$

$$= -\frac{\alpha R}{r_E + 2R_s} v_{CM} \quad (1.28)$$

$$v_{C2} = v_{C1} \quad (1.29)$$

⁶Note que $R_s = 2R_s || 2R_s$.

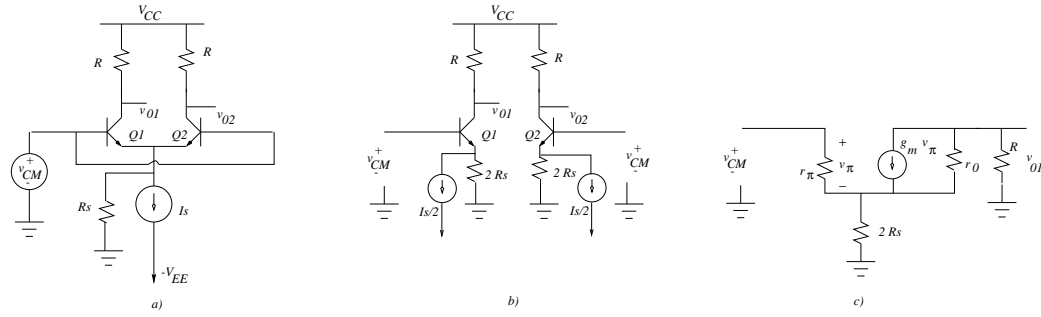


Figura 1.9: a) Par diferencial em modo comum. b) Circuito EC equivalente para operação em modo comum. c) Circuito EC equivalente para sinal para a operação em modo comum.

Se a saída for diferencial então a saída em modo comum, $v_{C1} - v_{C2}$, será zero e o ganho em modo comum será nulo. No entanto, se a saída for considerada apenas de um dos colectores então o ganho em modo comum será finito e dado por:

$$\begin{aligned} A_c &= -\frac{\alpha R}{r_E + 2R_s} \\ &\simeq -\frac{R}{2R_s} \end{aligned} \quad (1.30)$$

Da equação anterior verifica-se que para que o ganho em modo comum seja o mais pequeno possível é necessário que a resistência de saída da fonte de corrente, R_s seja o mais elevada possível.

Neste caso em que a saída é considerada apenas de um dos colectores o ganho diferencial (em modulo) é dado por:

$$|A_d| = \frac{g_m R}{2} \quad (1.31)$$

A razão de rejeição do modo comum (*Common-Mode Rejection Ratio*) $CMRR$ é definida como:

$$CMRR = \left| \frac{A_d}{A_c} \right| \quad (1.32)$$

Para o caso descrito anteriormente tem-se que:

$$CMRR \simeq g_m R_s \quad (1.33)$$

A razão de rejeição em modo comum é, por vezes, expressa em dB e neste caso:

$$CMRR_{dB} = 20 \log_{10} \left| \frac{A_d}{A_c} \right| \quad (1.34)$$

$$= 20\log_{10}(g_m R_s) \quad (1.35)$$

Esta análise assume que o circuito é absolutamente simétrico, ou seja, as duas resistências de colectores são absolutamente iguais e os dois transístores possuem as mesmas características. Na prática tal não se verifica e o $CMRR$ não será nulo mesmo se a saída for considerada de um modo diferencial. Por exemplo, suponha-se que existe uma diferença de ΔR entre as resistências de colectores do par diferencial. Neste caso:

$$v_{C1} = -\frac{\alpha(R + \Delta R)}{r_E + 2R_s}v_{CM} \quad (1.36)$$

$$v_{C2} = -\frac{\alpha R}{r_E + 2R_s}v_{CM} \quad (1.37)$$

Se o ganho em modo comum for considerado de forma diferencial então:

$$A_c = \frac{v_{C1} - v_{C2}}{v_{CM}} \quad (1.38)$$

$$= -\frac{\alpha \Delta R}{r_E + 2R_s} \quad (1.39)$$

1.6.2 Resistência de entrada em modo comum

A resistência de entrada do par diferencial em modo comum, R_{cm} , pode ser vista como o paralelo da resistência de entrada dos circuitos em EC com resistência de emissor, tal como se mostra na figura 1.10.

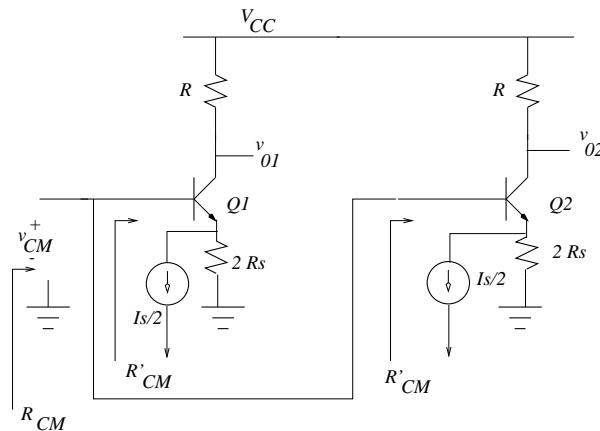


Figura 1.10: Circuito equivalente para determinar qual a resistência de entrada do par diferencial em modo comum

Assim, tal resistência é então igual a:

$$R_{cm} = R'_{CM} || R'_{CM} \quad (1.40)$$

$$R_{cm} = \frac{r_{\pi} + (\beta + 1)2R_s}{2} \quad (1.41)$$

1.7 Características não ideais do amplificador diferencial

1.7.1 Tensão de *offset* referida à entrada

Considere-se um par diferencial com ambas as entradas ligadas à terra como se mostra na figura 1.11. Caso os dois ramos do par diferencial fossem perfeitamente iguais então a corrente dividir-se-ia igualmente pelos dois transístores e a tensão diferencial de saída seria nula, tal como foi dito anteriormente. No entanto, na prática tal não acontece e as resistências e/ou os transístores serão diferentes. Tais diferenças levam a que a tensão diferencial de saída, V_O , seja não nula. Esta tensão designa-se por tensão de *offset*. Normalmente considera-se a tensão de *offset* dividida pelo ganho diferencial:

$$V_{OS} = \frac{V_O}{A_d} \quad (1.42)$$

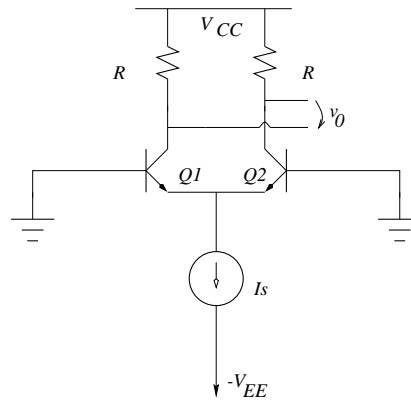


Figura 1.11: Par diferencial com entradas ligadas ao potencial nulo

Caso se aplique uma tensão de entrada igual a $-V_{OS}$ aos terminais do par diferencial a tensão diferencial anula-se. Esta observação leva à definição de V_{OS} como tensão de *offset* referida à entrada.

Resistências de Colector diferentes

Considere-se que os dois transístores têm as mesmas características enquanto que as resistências de colector não são iguais:

$$R_{C1} = R + \frac{\Delta R}{2} \quad (1.43)$$

$$R_{C2} = R - \frac{\Delta R}{2} \quad (1.44)$$

Neste caso, assumindo que os terminais de entrada do par diferencial estão ligados à terra, tem-se que:

$$V_{C1} = V_{CC} - \frac{I_s}{2} \left(R + \frac{\Delta R}{2} \right) \quad (1.45)$$

$$V_{C2} = V_{CC} - \frac{I_s}{2} \left(R - \frac{\Delta R}{2} \right) \quad (1.46)$$

$$V_O = V_{C2} - V_{C1} = \frac{I_s}{2} \Delta R \quad (1.47)$$

A tensão de *offset* referida à entrada é dada por:

$$V_{OS} = \frac{\frac{I_s}{2} \Delta R}{A_d} \quad (1.48)$$

$$A_d = R \frac{I_s}{2V_T} \quad (1.49)$$

$$V_{OS} = V_T \frac{\Delta R}{R} \quad (1.50)$$

$$(1.51)$$

Para resistências com tolerância de $\pm 1\%$ a tensão de *offset* referida à entrada máxima é de cerca de 0.5 mV ⁷

Transístores diferentes

Considere-se que as resistências de colector são iguais enquanto que agora os dois transístores não têm as mesmas características, nomeadamente que diferem quanto às correntes de saturação inversa das respectivas junções Base-Emissor:

$$I_{ES1} = I_{ES} + \frac{\Delta I_{ES}}{2} \quad (1.52)$$

$$I_{ES2} = I_{ES} - \frac{\Delta I_{ES}}{2} \quad (1.53)$$

⁷Assume-se $V_T = 25 \text{ mV}$

Esta diferença leva a que a corrente I_s não se divida igualmente pelos dois emissores dos transístores quando os dois terminais estão ao potencial nulo e $V_{BE1} = V_{BE2} = V_{BE}$. De facto:

$$I_s = I_{E1} + I_{E2} \quad (1.54)$$

$$= (I_{ES1} + I_{ES2}) \left(e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} - 1 \right) \quad (1.55)$$

Uma simples manipulação matemática mostra que:

$$I_{E1} = \frac{I_s}{2} + \left(1 + \frac{\Delta I_{ES}}{4I_{ES}} \right) \quad (1.56)$$

$$I_{E2} = \frac{I_s}{2} - \left(1 - \frac{\Delta I_{ES}}{4I_{ES}} \right) \quad (1.57)$$

Deste modo a tensão de *offset*, V_O , e a tensão de *offset* referida à entrada, V_{OS} , são dadas, respectivamente, por:

$$V_O = \frac{I_s \Delta I_{ES}}{2 I_{ES}} R \quad (1.58)$$

$$V_{OS} = V_T \frac{\Delta I_{ES}}{I_{ES}} \quad (1.59)$$

Como as duas situações de possíveis diferenças entre resistências e diferenças entre transístores não estão correlacionadas, pode-se obter uma estimativa da tensão total de *offset* referida à entrada através da seguinte expressão:

$$V_{OS} = V_T \sqrt{\left(\frac{\Delta R}{R} \right)^2 + \left(\frac{\Delta I_S}{I_S} \right)^2} \quad (1.60)$$

1.7.2 Correntes de polarização. Corrente de *offset* de entrada

As correntes de polarização num par diferencial absolutamente simétrico são dadas por:

$$I_{B1} = I_{B2} = \frac{I_s/2}{\beta + 1} \quad (1.61)$$

Diferenças no parâmetro β tem como consequência uma diferença entre as duas correntes de polarização de entrada. Esta diferença é denominada por corrente de *offset* de entrada, I_{OS} , dada por:

$$I_{OS} = |I_{B1} - I_{B2}| \quad (1.62)$$

Suponhamos que a diferença nos ganhos de corrente dos transístores pode ser expressa da seguinte maneira:

$$\beta_1 = \beta + \frac{\Delta\beta}{2} \quad (1.63)$$

$$\beta_2 = \beta - \frac{\Delta\beta}{2} \quad (1.64)$$

$$(1.65)$$

então tem-se que:

$$I_{B1} = \frac{I_s}{2} \frac{1}{\beta + 1 + \Delta\beta/2} \quad (1.66)$$

$$= \frac{I_s}{2} \frac{1}{\beta + 1} \frac{1}{1 + \frac{\Delta\beta/2}{\beta + 1}} \quad (1.67)$$

$$= \frac{I_s}{2} \frac{1}{\beta + 1} \left(1 + \frac{\Delta\beta/2}{\beta + 1}\right)^{-1} \quad (1.68)$$

Atendendo a que $\beta \gg 1$ e a que

$$(1 + x)^{-1} \cong 1 - x \quad |x| \ll 1 \quad (1.69)$$

pode-se escrever I_{B1} da seguinte forma:

$$I_{B1} = \frac{I_s}{2} \frac{1}{\beta + 1} \left(1 - \frac{\Delta\beta}{2\beta}\right) \quad (1.70)$$

Da forma semelhante se demonstra que

$$I_{B2} = \frac{I_s}{2} \frac{1}{\beta + 1} \left(1 + \frac{\Delta\beta}{2\beta}\right) \quad (1.71)$$

e pode-se determinar I_{OS} , dada por:

$$I_{OS} = \frac{I_s}{2} \frac{1}{\beta + 1} \frac{\Delta\beta}{\beta} \quad (1.72)$$

Como a corrente de polarização de entrada, I_B , é definida como:

$$I_B = \frac{I_{B1} + I_{B2}}{2} \quad (1.73)$$

tem-se que

$$I_{OS} = I_B \left(\frac{\Delta\beta}{\beta}\right) \quad (1.74)$$

1.8 Fontes de corrente constante

Estudam-se agora algumas configurações que implementam fontes de corrente constante.

1.8.1 Fontes de corrente discretas

O circuito que se mostra na figura 1.12 implementa uma fonte de corrente. A corrente debitada por esta fonte de corrente - I_O - é, assumindo que o β do transistor é razoavelmente elevado⁸, aproximadamente igual à corrente de emissor, I_E , que é dada por:

$$I_E \cong \frac{V_B - 0.7 - (-V_{EE})}{R_E} \quad (1.75)$$

$$V_B \cong -V_{EE} \frac{R_{B2}}{R_{B2} + R_{B1}} \quad (1.76)$$

Das equações anteriores verifica-se que a corrente fornecida pela fonte depende principalmente dos valores das resistências e da fonte de tensão $-V_{EE}$ sendo por isso bastante estável. Outra das suas características é a sua ele-

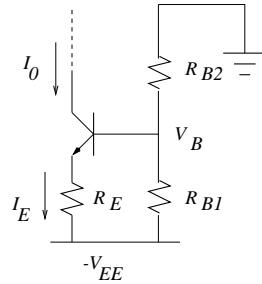


Figura 1.12: Fonte de corrente

vada impedância de saída. De facto é possível demonstrar que a resistência de saída desta fonte de corrente é dada por:

$$R_o = r_o + [(r_\pi + R_B) || R_E] + \frac{r_o \beta R_E}{r_\pi + R_B + R_E} \quad (1.77)$$

$$R_B = R_{B1} || R_{B2} \quad (1.78)$$

Dado que a r_o representa uma impedância elevada conclui-se assim que R_o é elevada tal como desejado.

⁸Um β elevado implica que, para efeitos de cálculos DC, $I_E \cong I_C$ e $I_B \cong 0$

1.8.2 Espelhos de corrente

A figura 1.13 mostra uma configuração denominada por espelho de corrente. Os espelhos de corrente são configurações normalmente empregues na realização de fontes de corrente em circuitos integrados. Com efeito o princípio de funcionamento baseia-se no facto de os dois transístores possuírem as mesmas características o que pode ser conseguido com relativa facilidade numa implementação integrada, ou seja, na mesma pastilha de silício. Supõe-se

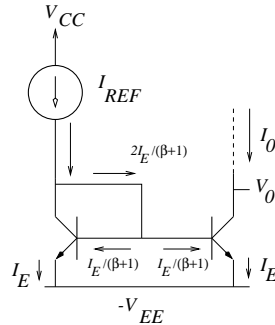


Figura 1.13: Fonte de corrente - Espelho de corrente

ainda que o efeito Early não é significativo, $r_o \rightarrow \infty$. Estas suposições implicam que os dois transístores conduzem a mesma corrente de emissor dado que têm a mesma tensão V_{BE} . Assim, a corrente I_O é dada por:

$$I_O = I_{REF} \frac{\beta}{\beta + 2} \quad (1.79)$$

Caso $\beta \gg 1$ então $I_O = I_{REF}$.

Note-se que estes cálculos pressupõem que a corrente de colector apenas depende da tensão V_{BE} . Esta suposição despreza a dependência da corrente de colector com a tensão V_{CE} - efeito Early⁹.

É possível demonstrar que a corrente debitada pelo espelho de corrente, tendo em consideração o efeito Early, é dada por:

$$I_O \cong \frac{I_{REF}}{1 + 2/\beta} \left(1 + \frac{V_0 + V_{EE} - V_{BE}}{V_A} \right) \quad (1.80)$$

Caso V_A seja muito elevada então a eq. anterior reduz-se à eq. (1.79)

⁹Ver Sedra & Smith: capítulo 4 secção 5

Exemplo de um espelho de corrente

A figura 1.14 mostra uma fonte de corrente em que a fonte de corrente de referência I_{REF} é constituída por uma fonte de tensão V_{CC} e uma resistência R . Neste caso tem-se que:

$$I_{REF} = \frac{V_{CC} - V_{BE} + V_{EE}}{R} \quad (1.81)$$

A corrente debitada, I_0 , é dada pela equação (1.79) desde que $V_O \geq V_{BE}$ por forma a que Q_2 se mantenha na zona activa.

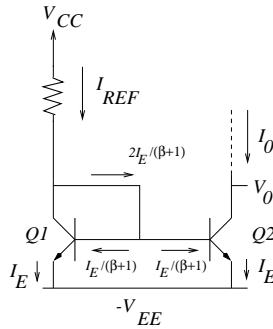


Figura 1.14: Espelho de corrente

A resistência de saída desta fonte de corrente é r_0 do transístor Q_2 .

Implementação de N fontes de corrente

Num circuito integrado muitas vezes gera-se uma corrente constante (DC) de referência que, caso seja necessário, é replicada em vários pontos do circuito integrado com o propósito de polarizar os vários andares de amplificação, etc. O circuito da figura 1.15 ilustra este conceito, ou seja, a corrente de referência, I_{REF} , é gerada através dos transístores Q_1 e Q_2 :

$$I_{REF} = \frac{V_{CC} + V_{EE} - V_{EB1} - V_{BE2}}{R} \quad (1.82)$$

Por outro lado, assumindo que os transístores têm um β elevado e que a corrente de base é pequena comparada com I_{REF} os transístores Q_3 e Q_4 formam espelhos de corrente com Q_1 e Q_2 , respectivamente, e portanto $I_1 = I_2 \cong I_{REF}$. Note-se no entanto uma diferença importante entre Q_3 e Q_4 : embora ambos proporcionem correntes aproximadamente iguais a I_{REF} , Q_3 estará na zona activa desde que a tensão de colectore não seja **superior**

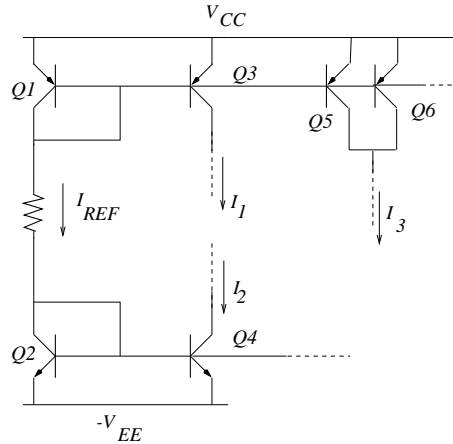


Figura 1.15: Implementação de N fontes de corrente

a $V_{CC} - V_{EB3}$ enquanto que Q_4 estará na zona activa desde que a tensão de colector não seja **inferior** a $-V_{EE} + V_{EB4}$.

Para gerar uma corrente duas vezes superior a I_{REF} , os dois transístores Q_5 e Q_6 são colocados em paralelo. A soma das corrente de emissor, ambas aproximadamente iguais a I_{REF} , dá origem a $I_3 \cong 2I_{REF}$. Note-se que nesta análise supos-se que a corrente de base dos transístores era muito pequena e podia ser desprezada. No entanto, o aumento do número de "réplicas" de I_{REF} aumenta o número efectivo de correntes de base que têm que ser fornecidos por I_{REF} ! É óbvio que tal aumento leva a que as correntes geradas sejam menores que I_{REF} .

Outros tipos de espelhos de corrente

Do que foi dito acima conclui-se que a dependência da corrente I_O com os parâmetros β e r_O pode levar a que esta seja significativamente diferente de I_{REF} . Existem configurações de espelhos de corrente mais elaboradas que proporcionam corrente de saída mais independentes destes dois parâmetros. A figura 1.16 mostra uma dessas configurações.

A inclusão do transístor Q_3 cujo emissor fornece as correntes de base de Q_2 e Q_1 implica que estas duas correntes não são fornecidas directamente por I_{REF} como anteriormente. De facto, para esta configuração, a corrente "desviada" de I_{REF} é $2I_E/(\beta + 1)^2$ que é muito menor do que a anterior: $2I_E/(\beta + 1)$ (ver figura 1.13). É possível mostrar que a corrente I_O é dada por:

$$I_O = I_{REF} \frac{1}{1 + 2/(\beta^2 + \beta)} \quad (1.83)$$

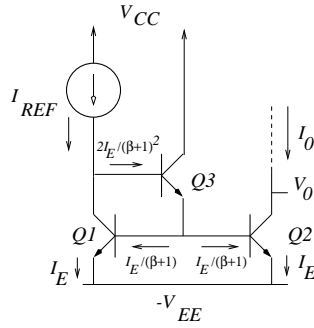
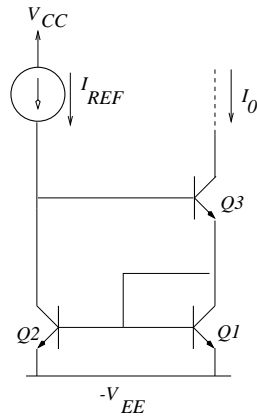


Figura 1.16: Espelho de corrente

$$\cong I_{REF} \frac{1}{1 + 2/\beta^2} \quad (1.84)$$

A equação (1.84) mostra claramente que a corrente I_O depende muito menos do parâmetro β dos transístores quando comparado com a dependência que esta mesma corrente exibia no caso da fonte de corrente da figura 1.13.

Figura 1.17: Fonte de corrente de *Wilson*

A figura 1.17 ilustra a fonte de corrente de *Wilson*. Esta configuração proporciona compensação da corrente de base, tal como no caso anterior, e, em adição, proporciona também um aumento da resistência de saída da fonte. É possível mostrar que a corrente de saída desta fonte é dada por:

$$I_o = I_{REF} \frac{1}{1 + 2/(\beta^2 + 2\beta)} \quad (1.85)$$

$$\cong I_{REF} \frac{1}{1 + 2/\beta^2} \quad (1.86)$$

A resistência de saída desta fonte é aproximadamente igual a $\beta r_0/2$. Esta fonte de corrente tem como desvantagem estar limitada a excursões de sinal mais limitados do que as fontes descritas anteriormente. Note-se que agora a tensão de colector de Q_3 tem que ser maior que $V_{BE} + V_{CE_{sat}}$ - em que $V_{CE_{sat}}$ designa a tensão de saturação de Q_3 .

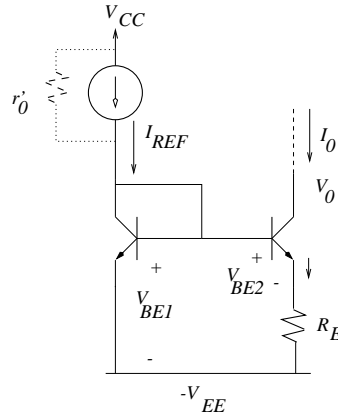


Figura 1.18: Fonte de corrente de *Widlar*

A fonte de corrente de *Widlar* é mostrada na figura 1.18. Esta configuração difere das anteriores num aspecto importante: a inclusão de uma resistência de emissor. Desprezando as correntes de base, ou seja, assumindo β muito elevado e assumindo também transístores iguais tem-se que:

$$V_{BE1} = V_T \ln \left(\frac{I_{REF}}{I_{ES}} \right) \quad (1.87)$$

$$V_{BE2} = V_T \ln \left(\frac{I_O}{I_{ES}} \right) \quad (1.88)$$

Atendendo a que:

$$V_{BE1} = V_{BE2} + I_O R_E \quad (1.89)$$

$$(1.90)$$

tem-se que

$$I_O = \frac{V_T}{R_E} \ln \left(\frac{I_{REF}}{I_O} \right) \quad (1.91)$$

A principal vantagem deste tipo de fonte de corrente é o de possibilitar a geração de correntes muito pequenas com resistências relativamente pequenas. Esta possibilidade é particularmente vantajosa na implementação de

fontes de corrente (correntes pequenas), em circuitos integrados dado que resistências muito elevadas requerem áreas muito grandes. É também possível demonstrar que a resistência de saída desta fonte, para sinal, é dada pela seguinte expressão:

$$R_o = r_o + [(r_\pi + R_B) || R_E] + \frac{r_o \beta R_E}{r_\pi + R_B + R_E}$$

$$R_B = \frac{r_\pi r'_o}{(\beta + 1)r'_o + r_\pi} \quad (1.92)$$

$$R_o \cong r_o + \frac{r_o \beta R_E}{r_\pi + R_E} \quad (1.93)$$

em que r'_o representa a resistência dinâmica de saída da fonte de corrente que estabelece a corrente de referência, I_{REF} .

1.9 O par diferencial implementado com uma carga activa

Os dispositivos activos ocupam uma área de silício bastante menor do que resistências. Por este motivo, em muitos circuitos integrados utilizam-se as denominadas ‘cargas activas’, implementadas com transístores, no lugar de resistências. Neste tipo de utilização os transístores são ligados por forma a implementar uma fonte de corrente que, por sua vez, é caracterizada por uma impedância de saída bastante elevada. Assim, amplificadores com cargas activas proporcionam ganhos de tensão mais elevados do que aqueles implementados com cargas passivas (resistências).

A figura 1.19 mostra o amplificador diferencial com uma carga activa.

Considere-se primeiro o caso em que ambas as entradas estão ligadas à terra. Neste caso a corrente divide-se igualmente por Q_1 e Q_2 . Q_3 irá debitar uma corrente igual a $I_s/2$. Por outro lado Q_4 é o “espelho” de Q_3 e também conduz $I_s/2$. Suponha-se que agora aplica-se uma tensão diferencial $v_d > 0$. Neste caso haverá um desequilíbrio de correntes nos colectores de Q_1 e Q_2 . De facto, a corrente de colector de Q_1 sofre um incremento de $g_m v_d/2$ enquanto que a corrente de colector de Q_2 sofre um decremento de $g_m v_d/2$, tal como discutido anteriormente. O incremento de $g_m v_d/2$ na corrente de colector de Q_1 é fornecido por Q_3 , cuja tensão V_{BE3} irá aumentar ligeiramente. Como a tensão $V_{BE4} = V_{BE3}$ a corrente de colector de Q_4 sofre também um **incremento** de $g_m v_d/2$. Assim, no nó de saída tem-se a soma de duas correntes de sinal que produzem uma corrente total de sinal igual a $g_m v_d$. O sinal de tensão neste nó é determinado pelo produto deste sinal de corrente e a

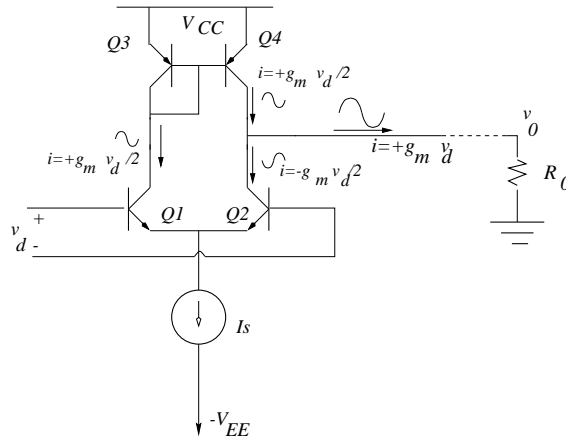


Figura 1.19: Par diferencial com carga activa

resistência equivalente entre este nó e a terra, R_O :

$$v_O = g_m v_d R_O \quad (1.94)$$

Neste caso, a resistência R_O é igual ao paralelo da resistência de saída de Q_2 e Q_4 . Das discussões anteriores sabe-se que estas resistências correspondem a r_{02} e r_{04} , respectivamente. Caso $r_{02} = r_{04} = r_0$ tem-se que o ganho em tensão é dado por:

$$\frac{v_O}{v_d} = \frac{g_m r_0}{2} \quad (1.95)$$

Atendendo a que $g_m = I_s/(2V_T)$ e $r_0 = V_A/(I_s/2)$ tem-se que

$$\frac{v_O}{v_d} = \frac{V_A}{2V_T} \quad (1.96)$$

como V_A e V_T são tipicamente 100 V e 25 mV, respectivamente, o ganho em tensão é da ordem de 2000!

Quando este circuito é seguido por outra configuração, o cálculo do ganho de tensão tem que tomar em consideração a resistência de entrada desse mesmo circuito.

1.10 O Par diferencial implementado com MOSFETs

O amplificador diferencial pode ser implementado com MOSFETs e, de facto, é uma configuração importante em circuitos analógicos, nomeadamente am-

plificadores operacionais, implementados com tecnologia MOS e/ou BiCMOS. A figura 1.20 mostra o par diferencial implementado com dois MOSFETs (que são considerados iguais) do tipo *enhancement*. Considera-se que ambos os MOSFETs estão polarizados por forma a operarem na região de saturação¹⁰.

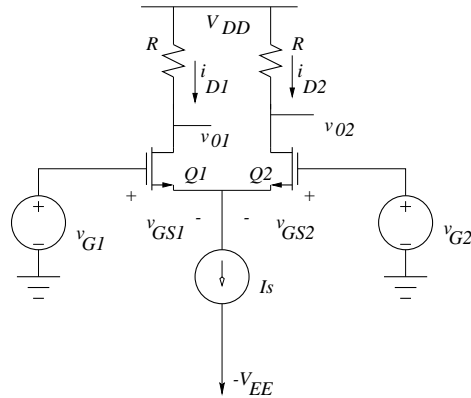


Figura 1.20: Par diferencial

Assumindo que a resistência de saída dos transístores é infinita, ou seja, o efeito da modulação da corrente de dreno I_D pela tensão dreno-fonte (V_{DS}) é desprezável, então as duas correntes de dreno podem ser descritas da seguinte forma:

$$I_{D1} = \frac{1}{2}k'_n \frac{W}{L} (V_{GS1} - V_t)^2 \quad (1.97)$$

$$I_{D2} = \frac{1}{2}k'_n \frac{W}{L} (V_{GS2} - V_t)^2 \quad (1.98)$$

em que V_t representa a tensão de *pinch-off*.

Suponha-se que as entradas do par diferencial estão ligadas ao potencial terra ($v_{G1} = v_{G2} = 0$). Neste caso a corrente I_s divide-se igualmente pelos dois transístores dado que a tensão V_{GS} é igual para ambos os transístores. Esta tensão corresponde a tensão V_{GS_p} de polarização. Neste caso tem-se que:

$$I_{D1} = I_{D2} = \frac{I_s}{2} \quad (1.99)$$

$$\frac{I_s}{2} = \frac{1}{2}k'_n \frac{W}{L} (V_{GS_p} - V_t)^2 \quad (1.100)$$

¹⁰Não confundir a região de saturação considerada na operação de FETs com a região de saturação considerada na operação de transístores bipolares!

Tal como para o caso do par diferencial implementado com BJTs a diferença de tensão entre os drenos dos dois transístores é nula. Caso as tensões aumentem ou diminuam da mesma forma (tensão comum) então a corrente I_s divide-se igualmente entre os dois transístores e a diferença de tensão entre os drenos dos dois transístores é nula. Verifica-se que também nesta implementação o par diferencial ideal não responde a sinais de tensão de modo comum.

Suponhamos que agora é aplicado um sinal diferencial ao par diferencial tal que:

$$v_{G1} = \frac{v_d}{2} \quad (1.101)$$

$$v_{G2} = -\frac{v_d}{2} \quad (1.102)$$

$$(1.103)$$

Neste caso a tensão V_{GS1} sofre um incremento de $v_d/2$ enquanto que V_{GS1} sofre um decremento de $v_d/2$:

$$V_{GS1} = V_{GSp} + \frac{v_d}{2} \quad (1.104)$$

$$V_{GS2} = V_{GSp} - \frac{v_d}{2} \quad (1.105)$$

$$(1.106)$$

ou seja

$$I_{D1} = \frac{1}{2} k'_n \frac{W}{L} \left(V_{GSp} + \frac{v_d}{2} - V_t \right)^2 \quad (1.107)$$

$$I_{D2} = \frac{1}{2} k'_n \frac{W}{L} \left(V_{GSp} - \frac{v_d}{2} - V_t \right)^2 \quad (1.108)$$

e assim é possível escrever que:

$$\sqrt{I_{D1}} = \sqrt{\frac{1}{2} k'_n \frac{W}{L}} \left(v_{GSp} + \frac{v_d}{2} - V_t \right) \quad (1.109)$$

$$\sqrt{I_{D2}} = \sqrt{\frac{1}{2} k'_n \frac{W}{L}} \left(v_{GSp} - \frac{v_d}{2} - V_t \right) \quad (1.110)$$

Subtraindo as duas equações anteriores tem-se que

$$\sqrt{I_{D1}} - \sqrt{I_{D2}} = \sqrt{\frac{1}{2} k'_n \frac{W}{L}} v_{id} \quad (1.111)$$

Por outro lado

$$I_s = I_{D1} + I_{D2} \quad (1.112)$$

Resolvendo o sistema de equações, formado pelas eqs. 1.112 e 1.111, em ordem a I_{D1} e I_{D2} tem-se que:

$$I_{D1} = \frac{I_s}{2} + \sqrt{k'_n \frac{W}{L} I_s \left(\frac{v_d}{2}\right)} \sqrt{1 - \frac{(v_d/2)^2}{I_s / (k'_n \frac{W}{L})}} \quad (1.113)$$

$$I_{D2} = \frac{I_s}{2} - \sqrt{k'_n \frac{W}{L} I_s \left(\frac{v_d}{2}\right)} \sqrt{1 - \frac{(v_d/2)^2}{I_s / (k'_n \frac{W}{L})}} \quad (1.114)$$

O ponto quiescente (ou de operação DC), $v_d = 0$, para o qual $I_{D1} = I_{D2} = I_s/2$ corresponde a $v_{GS1} = v_{GS2} = V_{GSp}$, tal como referido anteriormente. Atendendo a que (ver eq. 1.100):

$$k'_n \frac{W}{L} = \frac{I_s}{(V_{GSp} - V_t)^2} \quad (1.115)$$

é possível escrever as eqs. 1.113 e 1.114 da seguinte forma:

$$I_{D1} = \frac{I_s}{2} + \frac{I_s}{V_{GSp} - V_t} \left(\frac{v_d}{2}\right) \sqrt{1 - \left(\frac{v_d/2}{V_{GSp} - V_t}\right)^2} \quad (1.116)$$

$$I_{D2} = \frac{I_s}{2} - \frac{I_s}{V_{GSp} - V_t} \left(\frac{v_d}{2}\right) \sqrt{1 - \left(\frac{v_d/2}{V_{GSp} - V_t}\right)^2} \quad (1.117)$$

Estas duas equações mostram claramente que existe uma variação diferencial na corrente dos drenos dos dois transístores em função de v_d . A figura 1.21 mostra a variação de corrente de dreno (normalizada em relação a I_s) com a variação de $v_{id}/(V_{GSp} - V_t)$. Para sinais pequenos, $v_{id} \ll (V_{GSp} - V_t)$ a operação do par diferencial é aproximadamente linear e as equações (1.116) e (1.117) podem ser aproximadas por:

$$I_{D1} \cong \frac{I_s}{2} + \frac{I_s}{V_{GSp} - V_t} \left(\frac{v_{id}}{2}\right) \quad (1.118)$$

$$I_{D2} \cong \frac{I_s}{2} - \frac{I_s}{V_{GSp} - V_t} \left(\frac{v_{id}}{2}\right) \quad (1.119)$$

Atendendo a que um MOSFET polarizado com uma corrente de dreno I_D é caracterizado por um $g_m = 2I_D/(V_{GSp} - V_t)$ tem-se que o ganho diferencial é dado por:

$$A_d = \frac{v_{D1} - v_{D2}}{v_d} \quad (1.120)$$

$$= g_m R \quad (1.121)$$

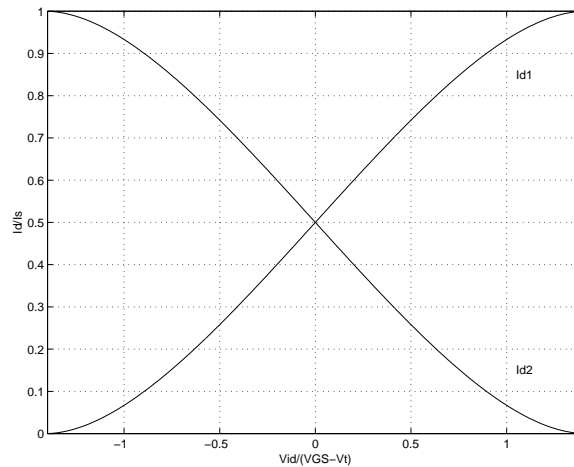


Figura 1.21: Característica do par diferencial com MOSFETs para grandes sinais

1.10.1 Espelhos de corrente implementados com MOSFETs

Tal como para o caso de circuitos integrados com transístores bipolares é possível implementar espelhos de corrente com MOSFETs como se mostra na figura 1.22. Repare-se que estas configurações não sofrem do problema encontrado nos espelhos de corrente implementados com BJTs: diferença entre I_{REF} e I_O devido ao parâmetro β . Com efeito, como a corrente de *Gate* dos MOSFETs é (aproximadamente) nula há uma ‘transferência’ bastante eficaz de I_{REF} para I_O neste tipo de espelhos de corrente.

A análise deste tipo de fontes de corrente assenta no facto de que caso os transístores tenham as mesmas características eléctricas e tenham o mesmo V_{GS} então conduzem a mesma corrente de dreno. Por exemplo, e para o espelho de corrente da figura 1.22 b), verifica-se que Q_1 tem o Dreno e a *Gate* ligados entre si o que assegura que este transístor funcione na zona de saturação. Por outro lado, como Q_1 e Q_2 têm o mesmo V_{GS} então $I_o = I_{REF}$:

$$I_{D1} = \frac{1}{2}k'_n \left(\frac{W}{L}\right) (V_{GS} - V_t)^2 \quad (1.122)$$

Por outro lado tem-se que:

$$I_{D1} = I_{REF} = I_o = \frac{V_{DD} - V_{GS}}{R} \quad (1.123)$$

A solução do sistema de equações formado por (1.122) e (1.123) permite obter I_O em função dos restantes parâmetros do circuito. A resistência de saída desta fonte de corrente é r_o do modelo equivalente para sinal do Q_2 .

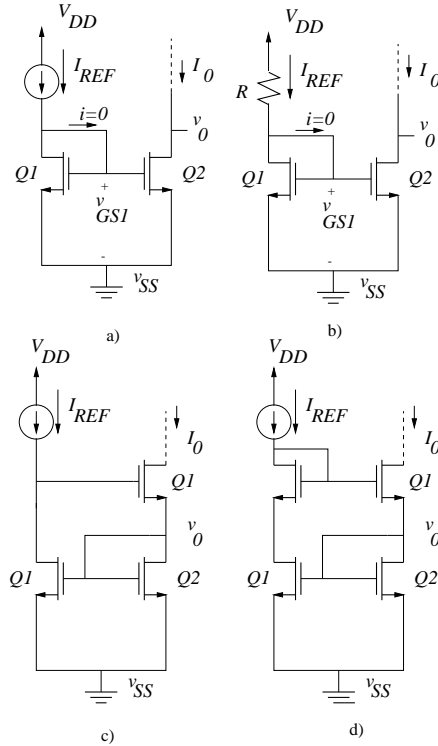


Figura 1.22: Espelho de corrente

Note-se que a tensão mínima para V_O que garante o funcionamento da configuração da figura 1.22 como espelho de corrente é $V_{SS} + V_{DS_{sat}}$.

Dado que a resistência dinâmica de saída dos MOSFETs não é muito elevada (tipicamente varia entre dezenas de $k\Omega$ até uma centena de $k\Omega$) existem outras configurações (figura 1.22 c) e d) que permitem aumentar significativamente a resistência de saída das fontes (espelhos) de corrente.

Par diferencial com MOSFETS com carga activa

O par diferencial com MOSFETs é geralmente implementado com um carga activa, tal como se mostra na figura 1.23. A análise desta configuração é análoga aquela apresentada para o caso do par diferencial implementado com BJTs e com carga activa. De facto é possível mostrar que o ganho diferencial para esta configuração é dado por:

$$A_d = \frac{V_A}{V_{GSp} - V_t} \quad (1.124)$$

Um valor típico para V_A é 40 V. Neste caso, e para $V_{GSp} - V_t = 0.5$ V (por exemplo) tem-se que $A_d = 80$, valor significativamente mais baixo que aquele

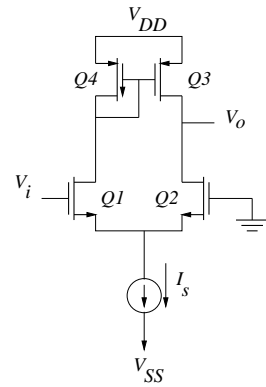


Figura 1.23: Espelho de corrente com carga activa

encontrado na mesma configuração mas implementado com transístores bipolares.

Capítulo 2

Análise na frequência de transístores e amplificadores

2.1 Introdução

Neste capítulo estuda-se com algum detalhe aspectos essenciais que determinam a resposta em frequência de várias topologias de circuitos amplificadores.

A resposta em frequência é fundamental para uma caracterização de um amplificador. Com efeito, dado que os sinais que se pretendem amplificar são caracterizados, na grande maioria das situações, no domínio da frequência, ou seja, através de um espectro, é importante investigar se a largura de banda de um determinado amplificador é suficiente para amplificar esse mesmo sinal sem atenuar componentes espectrais significativas do sinal. Por exemplo, caso se pretenda amplificar um sinal de vídeo, que tem um conteúdo espectral até cerca de 5.5 MHz, o amplificador deve ter uma largura de banda de cerca de 5.5 MHz, caso contrário haverá distorção do sinal. Os tipos de distorção causados por uma largura de banda do amplificador mais pequena do que a do sinal são denominados por distorção de amplitude e de fase.

A análise em frequência efectuada neste capítulo faz uso de noções básicas da teoria de Laplace. Começa-se por estudar o modelo π -híbrido para transístores bipolares e para MOSFETs para altas frequências. A seguir discute-se a aproximação da resposta em frequência por pólos dominantes. Na terceira parte do capítulo demonstra-se a aplicação desta aproximação a várias topologias amplificadoras.

2.2 O modelo π -híbrido para o transistor bipolar para altas frequências

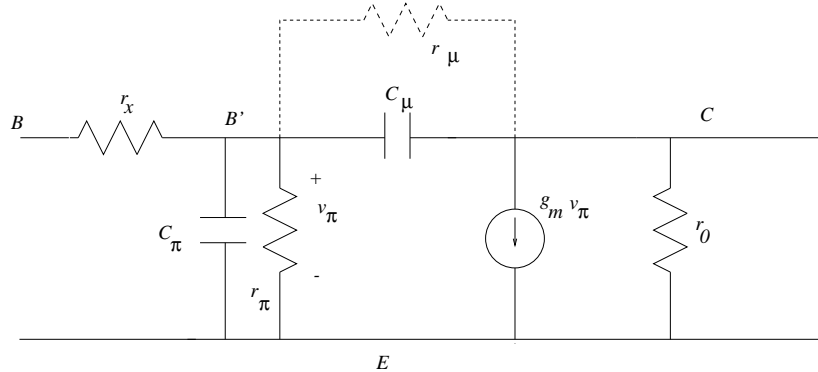


Figura 2.1: O modelo π -híbrido para o transistor bipolar para altas frequências

A figura 2.1 ilustra o modelo π -híbrido para o transistor bipolar incluindo as capacidades das junções: C_μ representa a capacidade da junção Base-Colector e C_π representa a capacidade da junção Base-Emissor. C_μ apresenta valores típicos entre fracções de pico Farad e alguns pico-Farad. C_π apresenta valores entre alguns pico-Farad até algumas dezenas de pico-Farad. Note-se que o modelo considera r_μ desprezável já que mesmo a médias e altas frequências a impedância (reactância) associada a c_μ é significativamente menor que a impedância de r_μ . No entanto, o modelo considera agora uma resistência extra, r_x . Esta resistência toma em consideração a resistência do silício da região de base entre o terminal da Base e um terminal fictício interno, B' (ver figura 2.1) onde v_π é considerado. O seu valor é relativamente baixo (tipicamente algumas dezenas de Ohm) e às médias frequências pode ser desprezado. No entanto, a altas frequências o seu efeito pode ser considerável e, por isso, pode ser relevante considerar r_x na análise a altas frequências.

2.2.1 A frequência f_T

Geralmente o fabricante dos transístores não fornece os valores de c_μ e c_π . Em vez disso fornece a frequência, f_T , para a qual o ganho em corrente do transistor, h_{fe} é unitário¹. De modo a poder-se extrair valor de c_μ e c_π a

¹Note que o ganho de corrente às baixas frequências costuma denominar-se por β ou h_{FE} .

partir desta figura de mérito do transístor é necessário proceder aos cálculos que relacionam o ganho de corrente (**em curto-circuito**) com a frequência. Recorde-se que o ganho em corrente é definido da seguinte maneira:

$$h_{fe} = \left. \frac{i_c}{i_b} \right|_{v_o=0} \quad (2.1)$$

A análise do circuito da figura 2.2 permite concluir que:

$$h_{fe} = r_\pi \frac{g_m - sC_\mu}{r_\pi s(C_\mu + C_\pi) + 1} \quad (2.2)$$

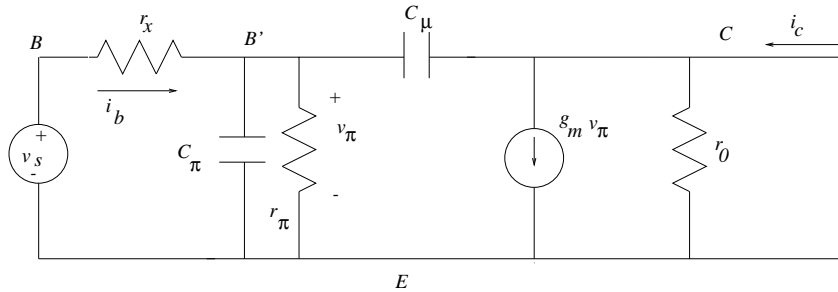


Figura 2.2: Circuito para calculo do h_{fe} em função da frequência

É possível mostrar que para as frequências para as quais este modelo é válido a seguinte relação também é válida : $g_m \gg 2\pi f c_\mu$. Deste modo é possível escrever o ganho de corrente da seguinte forma:

$$h_{fe} \cong \frac{g_m r_\pi}{r_\pi s(C_\mu + C_\pi) + 1} \quad (2.3)$$

$$= \frac{\beta}{1 + s\tau_\beta} \quad (2.4)$$

em que $\tau_\beta = (C_\mu + C_\pi)r_\pi$. A figura 2.3 mostra o diagrama de Bode da resposta em frequência de h_{fe} . $f_\beta = (2\pi\tau_\beta)^{-1}$ representa a frequência de corte de h_{fe} .

Da definição de f_T tem-se que:

$$\left| \frac{\beta}{1 + s\tau_\beta} \right|_{s=j2\pi f_T} = 1 \quad (2.5)$$

Resolvendo a equação anterior tem-se que:

$$f_T = \frac{g_m}{2\pi(C_\mu + C_\pi)} \quad (2.6)$$

Quanto menor forem as capacidades intrínsecas do transístor maior é f_T , ou seja, maior é a largura de banda do transístor.

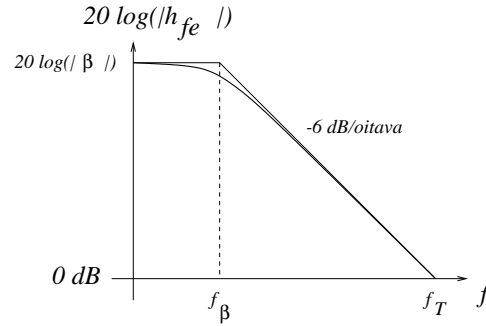


Figura 2.3: h_{fe} em função da frequência

2.3 O Modelo π -híbrido do MOSFET para altas frequências

Tal como para o BJT, as junções pn que formam o MOSFET acumulam cargas o que dá origem a uma representação, em termos de modelo equivalente para sinal, de capacidades equivalentes entre os terminais do MOSFET. A figura 2.4 a) mostra o circuito equivalente para sinal incluindo as capacidades C_{gs} , C_{gd} e ainda as capacidades entre o MOSFET e o substrato (ponto B): C_{bs} e C_{db} . Este modelo é usado para determinar a resposta em frequência de circuitos incluindo MOSFETs usando *software* de simulação de circuitos. No entanto para um estudo que não se baseie em simulação ('papel e lápis') este modelo dá origem a expressões relativamente complexas. Quando o substrato está ligado à *source* ($v_{bs} = 0$) então o modelo simplifica-se consideravelmente como se ilustra na figura 2.4 b). A capacidade C_{bd} é geralmente bastante mais pequena que C_{gs} e C_{gd} pelo que pode ser desprezada resultando deste modo o circuito da figura 2.4 c). Dado que este último modelo tem muitas semelhanças com o modelo π -híbrido do BJT é costume designar-se o modelo da figura 2.4 c) como o modelo π -híbrido para MOSFETs.

A frequência f_T para MOSFETs

A frequência f_T é definida como a frequência para a qual a corrente em curto-circuito de uma configuração *source* comum é unitária. Tal como para o BJT é possível relacionar esta frequência com os vários parâmetros do modelo π -híbrido. Com efeito é possível mostrar que f_T é dada por:

$$f_T \simeq \frac{g_m}{2\pi(C_{gs} + C_{gd})} \quad (2.7)$$

a frequência f_T varia bastante com o tipo de tecnologia. Para tecnologias mais antigas f_T é da ordem das centenas de MHz enquanto que para tecnolo-

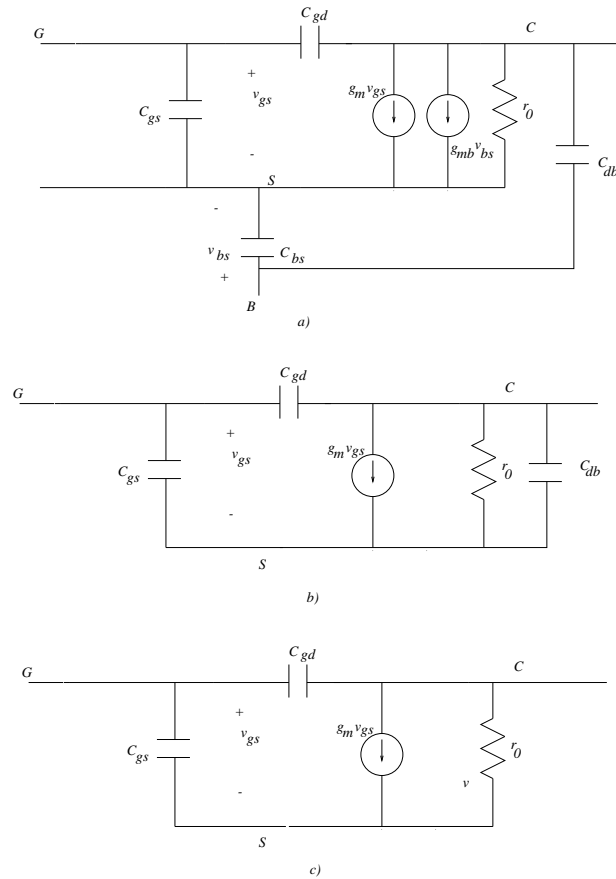


Figura 2.4: Modelo para pequenos sinais (altas frequências) do MOSFET a) modelo incluindo as capacidades entre as junções e o substrato b) modelo considerado quando a *source* está ligada electricamente ao substrato c) modelo b) simplificado

gias mais recentes esta pode ser da ordem de GHz.

2.4 Transformadas de Laplace e Análise em frequência

Antes de se iniciar o estudo da resposta em frequência de configurações amplificadoras relembram-se aqui as respostas em frequência de circuitos RC de primeira ordem e também os respectivos diagramas de Bode.

O filtro RC integrador da figura 2.5 a) é caracterizado por uma função

de transferência, $H(s)$, de primeira ordem:

$$H(s) = \frac{V_o(s)}{V_i(s)} = \frac{1}{1 + sRC} \quad (2.8)$$

com uma frequência de corte $f_c = 1/(2\pi RC)$ ($\omega_c = 1/RC$). Os diagramas de Bode permitem uma análise gráfica de funções de transferência e tal análise pode ser consideravelmente facilitada fazendo uso das assíntotas dessas funções de transferência. Para o diagrama de Bode da amplitude tem-se que

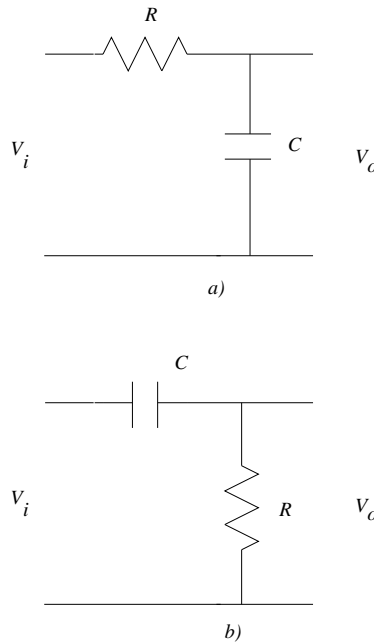


Figura 2.5: a) Filtro RC integrador. b) Filtro RC diferenciador.

$$20 \log \left| \frac{1}{1 + sRC} \right| = -20 \log \left(\sqrt{(2\pi fRC)^2 + 1} \right) \quad (2.9)$$

Para a fase da função de transferência tem-se que:

$$\phi(f) = -\tan^{-1}(2\pi fRC) \quad (2.10)$$

O diagrama de Bode para a amplitude da função de transferência pode ser ainda aproximada pelas suas assíntotas tal como a seguinte equação indica:

$$-20 \log \left(\sqrt{(2\pi fRC)^2 + 1} \right) \cong \begin{cases} 0 & \text{dB} & f \ll \frac{1}{2\pi RC} \\ -20 \log(2\pi fRC) & & f \gg \frac{1}{2\pi RC} \end{cases} \quad (2.11)$$

A figura 2.6 apresenta os diagramas de Bode da função de transferência para o filtro RC integrador. Pode-se verificar que, para o diagrama da amplitude, as assíntotas descrevem o comportamento da função de transferência com excepção da gama de frequências em torno da frequência de corte onde o erro máximo é de 3 dB.

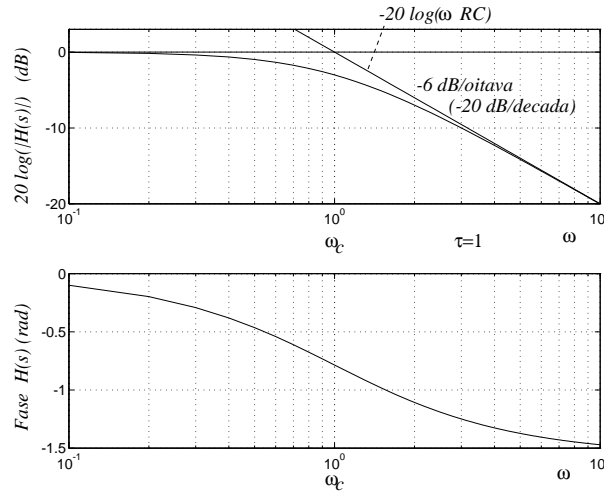


Figura 2.6: Diagramas de Bode da função de transferência para o filtro RC integrador.

Para o filtro CR diferenciador da figura 2.5 b) pode-se também calcular a função de transferência, $H(s)$:

$$H(s) = \frac{V_0(s)}{V_i(s)} = \frac{sRC}{1 + sRC} \quad (2.12)$$

A frequência de corte deste filtro é $f_c = 1/(2\pi RC)$ ($\omega_c = 1/RC$).

Para o diagrama de Bode da amplitude tem-se que

$$20 \log \left| \frac{sRC}{1 + sRC} \right| = 20 \log(2\pi f RC) - 20 \log \left(\sqrt{(2\pi f RC)^2 + 1} \right) \quad (2.13)$$

Para a fase da função de transferência tem-se que:

$$\phi(f) = \frac{\pi}{2} - \tan^{-1}(2\pi f RC) \quad (2.14)$$

O diagrama de Bode para a amplitude da função de transferência pode ser ainda aproximada pelas suas assíntotas tal como a seguinte equação indica:

$$20 \log(2\pi f RC) -$$

$$-20 \log\left(\sqrt{(2\pi f RC)^2 + 1}\right) \cong \begin{cases} 20 \log(2\pi f RC) & f \ll \frac{1}{2\pi RC} \\ 0 \text{ dB} & f \gg \frac{1}{2\pi RC} \end{cases} \quad (2.15)$$

A figura 2.7 apresenta os diagramas de Bode da função de transferência para o filtro RC diferenciador.

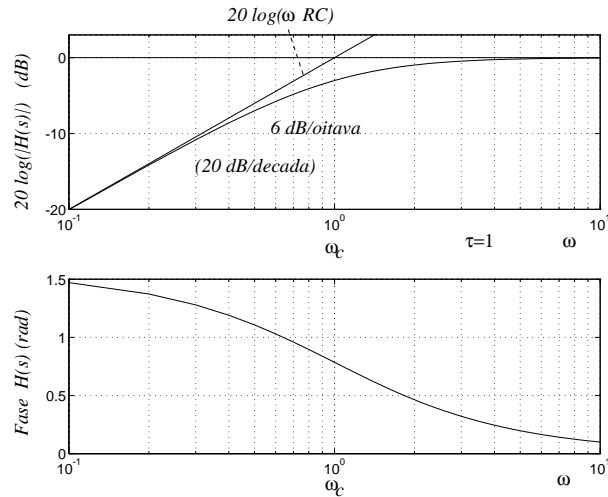


Figura 2.7: Diagramas de Bode da função de transferência do circuito RC diferenciador

2.4.1 A função de transferência de um amplificador

A figura 2.8 mostra os dois tipos de resposta em frequência dos amplificadores que se estudam neste capítulo. A resposta mostrada na figura 2.8 b) aplica-se a amplificadores com acoplamento directo (ou amplificadores DC, como por exemplo o par diferencial) e a resposta da figura 2.8 a) aplica-se a amplificadores com acoplamento capacitivo.

Para o caso mais genérico, amplificadores com acoplamento capacitivo, podem-se considerar 3 gamas de funcionamento em frequência: **baixas frequências** para frequências inferiores a $\omega_L = 2\pi f_L$, **médias frequências** para frequências superiores a ω_L e inferiores a $\omega_H = 2\pi f_H$, **altas frequências** para frequências superiores a ω_H . Como se pode verificar da figura 2.8 a) o ganho do amplificador é aproximadamente constante às médias frequências - a gama de frequências do sinal que se pretende amplificar. Nesta gama de frequências

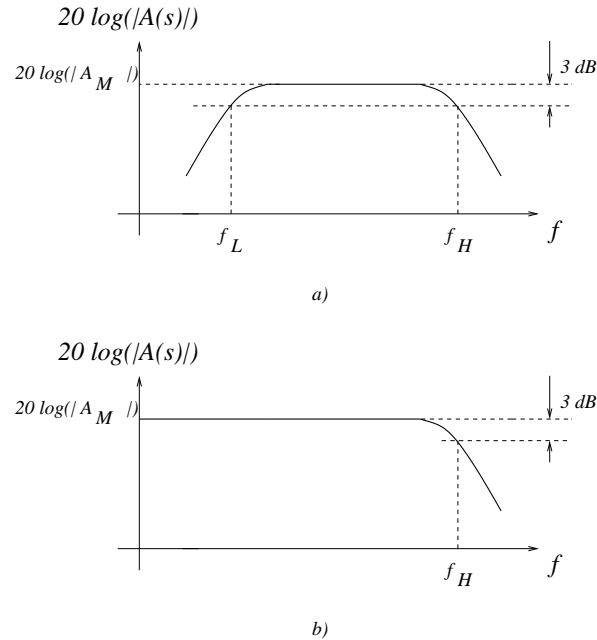


Figura 2.8: Respostas em frequência típicas de amplificadores.

todas as capacidades têm efeitos que podem ser desprezados, ou seja, os condensadores de acoplamento podem se aproximados por impedâncias nulas (curto-circuitos) e as capacidades parasitas das junções dos elementos activos ainda se podem considerar como impedâncias muito elevadas (circuitos abertos). Às baixas frequências os condensadores de acoplamento apresentam uma impedância relativamente alta para serem considerados curto-circuito para sinal e portanto o ganho diminui a essas frequências. Por outro lado, às altas frequências as capacidades internas dos elementos activos tornam-se impedâncias pequenas fazendo baixar o ganho.

A largura de banda de um circuito é definida por:

$$BW = \omega_H - \omega_L \quad (2.16)$$

$$\cong \omega_H \quad (2.17)$$

Uma das figuras de mérito de um amplificador é o denominado **produto Ganho-Largura de Banda**, definido, tal como o nome indica, por:

$$GB = BW A_M \quad (2.18)$$

$$\cong \omega_H A_M \quad (2.19)$$

Em que A_M é o ganho às médias frequências.

2.4.2 O Ganho $A(s)$

O ganho do amplificador, em função da frequência complexa, s , pode ser descrito como se segue:

$$A(s) = F_L(s) A_M F_H(s) \quad (2.20)$$

em que $F_L(s)$ e $F_H(s)$ são funções que tomam em consideração a dependência do ganho com a frequência na gama das baixas frequências e na gama das altas frequências, respectivamente.

Para que a equação (2.20) represente o ganho do amplificador tal como ilustrado na figura 2.8 b) então para frequências $\omega > \omega_L$, $F_L(s)$ tem que tender para 1. Por outro lado para frequências $\omega < \omega_H$, $F_H(s)$ tem que tender para 1. Assim, para $\omega_L < \omega < \omega_H$ tem-se que $A(s) \cong A_M$ tal como esperado. Por outro lado, o ganho na região das baixas frequências, $A_L(s)$, pode ser descrito matematicamente por

$$A_L(s) = F_L(s) A_M \quad (2.21)$$

e o ganho na região das altas frequências, $A_H(s)$, pode ser descrito matematicamente por

$$A_H(s) = F_H(s) A_M \quad (2.22)$$

O ganho às médias frequências é determinado analisando o amplificador assumindo que os condensadores de acoplamento são curto circuitos para sinal e que as capacidades internas dos elementos activos são circuitos abertos. A função de transferência às baixas frequências é determinada a partir do modelo equivalente do amplificador incluindo as impedâncias dos condensadores de acoplamento e de *by-pass* e assumindo que capacidades internas dos elementos activos são circuitos abertos. A função de transferência às altas frequências é determinada a partir do modelo equivalente do amplificador incluindo as impedâncias das capacidades internas dos elementos activos mas assumindo que as impedâncias de acoplamento e *by-pass* são curto-circuitos.

2.4.3 A aproximação de $A(s)$ através de pólos dominantes

Resposta a baixas frequências - Aproximação por pólo dominante

A função de transferência que caracteriza a resposta do amplificador a baixas frequências tem a seguinte forma geral:

$$F_L(s) = \frac{(s + \omega_{Z1})(s + \omega_{Z2}) \dots (s + \omega_{ZN})}{(s + \omega_{P1})(s + \omega_{P2}) \dots (s + \omega_{PN})} \quad (2.23)$$

em que ω_{Zi} representa a frequência do i -ésimo Zero enquanto que ω_{Pj} representa a frequência do j -ésimo Polo. Note-se que quando s tende para infinito (aliás, quando s tende para as médias e altas frequências) $F_L(s)$ tende para 1.

Geralmente, um dos pólos - considere-se sem perda de generalidade ω_{P1} - é caracterizado por uma frequência bastante superior à frequência dos restantes pólos e também superior à frequência dos zeros. Se este for o caso então $F_L(s)$ pode ser aproximado pela seguinte expressão, para frequências próximas de ω_{P1} e, conseqüentemente, para frequências próximas das médias frequências:

$$F_L(s) = \frac{s}{s + \omega_{P1}} = \frac{s/\omega_{P1}}{s/\omega_{P1} + 1} \quad (2.24)$$

Note-se que a função de transferência da equação (2.24) corresponde à função de transferência de um circuito RC diferenciador que foi estudado na secção 2.4. Neste caso, a frequência a 3-dB, $\omega_L = 2\pi f_L$, pode ser aproximada por:

$$\omega_L \cong \omega_{P1} \quad (2.25)$$

Esta aproximação é denominada **aproximação por pólo dominante** e é válida desde que ω_L esteja separada dos restantes pólos ou zeros por mais do que 2 oitavas (factor de 4).

Por exemplo, suponhamos que a função de transferência, $F_L(s)$, de um amplificador é caracterizada pela seguinte expressão:

$$F_L(s) = \frac{(s + 0.01)(s + 0.1)}{(s + 1)(s + 10)} \quad (2.26)$$

O pólo $s = 10$ é, sem dúvida, bastante superior aos zeros e ao restante pólo. Neste caso, e para frequências próximas de $s = j\omega = 10$ a função de transferência, F_L pode ser aproximada por:

$$F_L(s) = \frac{s}{s + 10} \quad (2.27)$$

A figura 2.9 mostra claramente a legitimidade desta aproximação.

Esta aproximação pressupõe que se tem conhecimento dos valores dos pólos e dos zeros da função de transferência. No entanto, nem sempre é fácil determinar estes pólos e os zeros. Neste caso, é possível obter uma aproximação à frequência de corte através do método das constantes de tempo que se passa a descrever.

Considere-se a resposta $F_L(s)$ representada na equação (2.23) que pode ser igualmente expressa da seguinte maneira:

$$F_L(s) = \frac{s^N + d_1 s^{N-1} + \dots}{s^N + e_1 s^{N-1} + \dots} \quad (2.28)$$

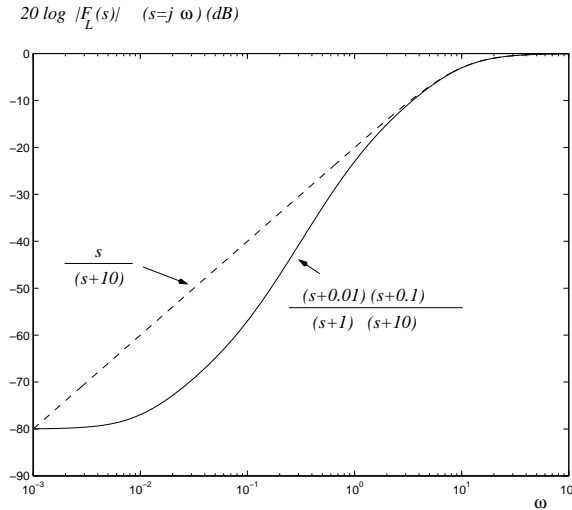


Figura 2.9: Aproximação da função de transferência $F_L(s)$ por uma função de transferência com um pólo dominante

em que os coeficientes d_i e e_j estão relacionados com as frequências dos zeros e dos pólos respectivamente. Em especial considere-se o coeficiente e_1 . Pode-se demonstrar que este coeficiente é dado pela soma dos pólos:

$$e_1 = \omega_{P1} + \omega_{P2} + \dots + \omega_{PN} \quad (2.29)$$

É possível demonstrar que o valor exacto de e_1 pode ser obtido analisando o circuito equivalente do amplificador às baixas frequências e considerando cada constante de tempo associada a cada capacidade considerada isoladamente fazendo as restantes capacidades curto-circuitos. Assim, caso a i -ésima capacidade, C_i , esteja a ser considerada, todas as restantes são consideradas como curto circuitos e, reduzindo o sinal de entrada a zero, calcula-se a resistência equivalente, R_i “vista” por essa capacidade. O processo repete-se para as restantes capacidades. O coeficiente é obtido através da seguinte soma:²

$$e_1 = \sum_{i=1}^N \frac{1}{C_i R_i} \quad (2.30)$$

Na equação anterior é assumido que existem N capacidades de acoplamento e/ou de *by-pass*.

O valor de e_1 pode ser usado para estimar a frequência ω_L (a 3-dB) desde que nenhum dos zeros seja dominante e que haja um pólo dominante (por

²Ver Sedra & Smith, Capítulo 7, Secção 2.

exemplo ω_{P1}) na resposta $F_L(s)$. De facto, tal como dito anteriormente, caso haja um pólo dominante então $\omega_L \cong \omega_{P1}$. Como o pólo dominante é muito maior que os restantes então $e_1 \cong \omega_{P1}$ (ver equação 2.29), ou seja,

$$\omega_L = \sum_{j=1}^N \frac{1}{C_j R_j} \quad (2.31)$$

Num circuito complexo é difícil determinar se existe ou não um pólo dominante. No entanto, a experiência diz que o método apresentado proporciona, de um modo geral, uma boa estimativa para a frequência de corte a 3 dB - ω_L . O método tem também a vantagem de indicar qual das constantes de tempo é a mais influente na frequência de corte da resposta a baixas frequências. Este aspecto será ilustrado quando se estudar as várias configurações amplificadoras.

Resposta a altas frequências - Aproximação por pólo dominante

A função de transferência que caracteriza a resposta do amplificador às altas frequências pode ser escrita da seguinte forma geral:

$$F_H(s) = \frac{(1 + s/\omega_{Z1})(1 + s/\omega_{Z2})\dots(1 + s/\omega_{ZN})}{(1 + s/\omega_{P1})(1 + s/\omega_{P2})\dots(1 + s/\omega_{PN})} \quad (2.32)$$

em que agora ω_{Zi} representa a frequência do i -ésimo Zero enquanto que ω_{Pj} representa a frequência do j -ésimo Polo às altas frequências. Note-se que, quando s tende para 0 (ou seja, quando s tende para as médias e baixas frequências) $F_H(s)$ tende para 1.

Geralmente, um dos pólos - considere-se sem perda de generalidade ω_{P1} - é caracterizado por uma frequência bastante inferior à frequência dos restantes pólos e também inferior à frequência dos zeros. Se este for o caso então $F_H(s)$ pode ser aproximado pela seguinte expressão, para frequências próximas das médias frequências:

$$F_H(s) = \frac{1}{1 + s/\omega_{P1}} \quad (2.33)$$

Note-se que a função de transferência da equação (2.33) corresponde à função de transferência de um circuito RC integrador que foi estudado na secção 2.4.

Neste caso, a frequência a 3-dB, ω_H , pode ser aproximada por:

$$\omega_H \cong \omega_{P1} \quad (2.34)$$

Esta aproximação é denominada **aproximação por pólo dominante** e é válida desde ω_H esteja separada dos restantes pólos ou zeros por mais do que 2 oitavas (factor de 4), tal como referido anteriormente para o caso da função de transferência a baixas frequências.

Por exemplo, suponhamos que a função de transferência, $F_H(s)$, de um amplificador é caracterizada pela seguinte expressão:

$$F_L(s) = \frac{(s/10^4 + 1)(s/10^6 + 1)}{(s/10^3 + 1)(s/10^5 + 1)} \quad (2.35)$$

O pólo $s = 10^3$ é bastante inferior aos zeros e ao restante pólo. Neste caso, e para frequências próximas de $s = j\omega = 10^3$ a função de transferência, F_H pode ser aproximada por:

$$F_H(s) = \frac{1}{s/10^3 + 1} \quad (2.36)$$

A figura 2.10 ilustra a aproximação acima descrita.

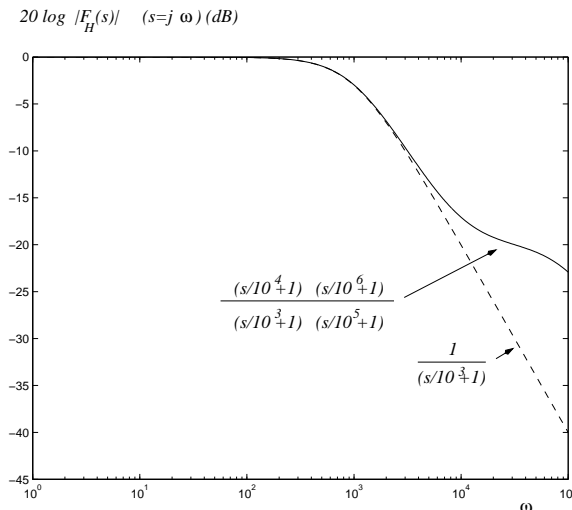


Figura 2.10: Aproximação da função de transferência $F_H(s)$ por uma função de transferência com um pólo dominante

Quando não é possível obter os valores dos pólos de uma forma imediata é possível obter uma aproximação à frequência de corte através do método das constantes de tempo - agora para as altas frequências - que se passa a descrever.

Considere-se a resposta $F_H(s)$ representada na equação (2.32) que pode ser igualmente expressa da seguinte maneira:

$$F_H(s) = \frac{a_N s^N + a_{N-1} s^{N-1} + \dots a_1 s + 1}{b_N s^N + b_{N-1} s^{N-1} + \dots b_1 s + 1} \quad (2.37)$$

em que os coeficientes a_i e b_i estão relacionados com os zeros e os pólos da função de transferência da equação (2.32). O coeficiente b_1 pode ser calculado em função desses pólos e zeros:

$$b_1 = \frac{1}{\omega_{P1}} + \frac{1}{\omega_{P2}} + \dots + \frac{1}{\omega_{PN}} \quad (2.38)$$

É possível demonstrar que o valor b_1 pode ser obtido analisando o circuito equivalente do amplificador para altas frequências e considerando cada constante de tempo associada a cada capacidade isoladamente fazendo as restantes capacidades circuitos abertos. Assim, caso a i -ésima capacidade, C_i , esteja a ser considerada, todas as restantes são consideradas como circuitos abertos e, reduzindo o sinal de entrada a zero, calcula-se a resistência equivalente, R_i “vista” por essa capacidade. O processo repete-se para as restantes capacidades. O coeficiente é obtido através da seguinte soma:³

$$b_1 = \sum_{i=1}^N C_i R_i \quad (2.39)$$

Na equação anterior é assumido que existem N capacidades no circuito equivalente para altas frequências.

O método para determinar b_1 é exacto. A aproximação reside no uso do valor de b_1 para determinar uma estimativa para ω_H . Caso nenhum dos zeros seja dominante e um dos pólos - ω_{P1} por exemplo - seja dominante tal significa que ω_{P1} é muito menor que os restantes pólos e zeros. Então, a equação (2.38) pode ser aproximada pela seguinte expressão:

$$b_1 \cong \frac{1}{\omega_{P1}} \quad (2.40)$$

donde se conclui que

$$\omega_H \cong \frac{1}{\sum_{i=1}^N C_i R_i} \quad (2.41)$$

Tal como foi mencionado para o estudo anterior, geralmente não se tem informação se algum dos pólos é dominante. No entanto, a experiência revela que geralmente a equação (2.41) proporciona uma boa estimativa da frequência ω_H .

³Ver Sedra & Smith, Capítulo 7, Secção 2.

Os métodos apresentados anteriormente vão ser aplicados por forma a serem obtidas as respostas em frequência de várias configurações amplificadoras. Nesta análise vão ser apenas consideradas as configurações implementadas com BJTs dado que as configurações homólogas implementadas com MOSFETs têm características fundamentalmente semelhantes às encontradas para os casos de implementações com BJTs.

2.5 Resposta em frequência da configuração Emissor Comum

Considere-se o circuito Emissor Comum (EC) da figura 2.11. Este circuito tem capacidades de acoplamento e ainda de *by-pass* pelo que apresenta uma resposta em frequência do tipo indicado na figura 2.8 a). Analisam-se em

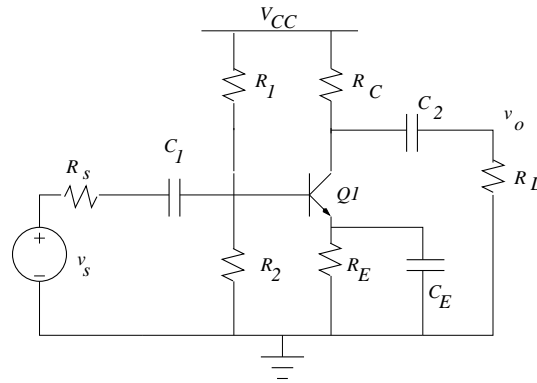


Figura 2.11: Amplificador Emissor Comum

seguida os circuitos equivalentes para as várias gamas de frequências discutidas anteriormente.

2.5.1 Circuito equivalente para médias frequências

O circuito equivalente para médias frequências é mostrado na figura 2.12 em que as capacidades de acoplamento e *by-pass* são substituídos por curto circuitos e os capacidades das junções do BJT são consideradas como circuitos abertos.

O ganho de tensão é calculado como a razão entre a tensão de saída e a tensão de entrada:

$$A_M = \frac{v_o}{v_s}$$

$$= -g_m R'_L \frac{R'_i}{R_s + R'_i} \quad (2.42)$$

$$R'_i = R_1 || R_2 || r_\pi \quad (2.43)$$

$$R'_L = R_L || R_C || r_o$$

$$R'_L \simeq R_L || R_C \quad (2.44)$$

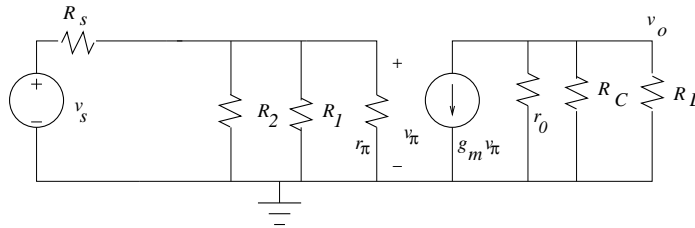


Figura 2.12: Emissor comum: circuito equivalente para médias frequências

2.5.2 Circuito equivalente para baixas frequências

A figura 2.13 mostra o circuito equivalente para baixas frequências. Aplicando

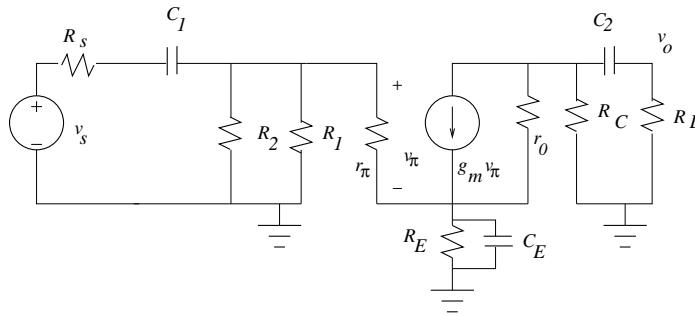


Figura 2.13: Emissor comum: circuito equivalente para baixas frequências

o método das constantes de tempo descritas na secção 2.4.3 obtém-se as seguintes constantes de tempo deste circuito equivalente:

1. Constante de tempo associada com C_1 , τ_1 :

$$\tau_1 = C_1 (R_s + R'_i) \quad (2.45)$$

em que R'_i é definida pela equação (2.43).

2. Constante de tempo associada com C_2 , τ_2 :

$$\tau_2 \cong C_2 (R_L + R_C) \quad (2.46)$$

assumindo que $r_o \gg R_C$.

3. Constante de tempo associada com C_E , τ_3 :

$$\tau_3 = C_E (R_E || R_{i_{BC}}) \quad (2.47)$$

$$R_{i_{BC}} = \frac{r_\pi + (R_1 || R_2 || R_s)}{\beta + 1} \quad (2.48)$$

em que $R_{i_{BC}}$ representa a resistência de entrada de uma configuração do tipo Base Comum.

Outra maneira de calcular as constantes de tempo faz uso do dual do teorema de Miller (ver apêndice A). De facto o ganho de corrente, A_I , tal como se define na equação (A.3) é igual a $A_I = -\beta$. Neste caso é possível aproximar o circuito da figura 2.13 pelo da figura 2.14 a)⁴. Note-se que, dado que a resistência de saída da fonte de corrente, $g_m v_\pi$, é infinita então a impedância Z_2 - por estar em série com a fonte de corrente - não tem influência na tensão de saída V_o . Assim este circuito é, por sua vez, equivalente, sob o ponto de vista de impedância de entrada e ganho de tensão, ao circuito da figura 2.14 b). Aplicando novamente o método das constantes de tempo, para baixas frequências, tem-se:

1. Constante de tempo associada com C_1 , τ_1 :

$$\tau_1 = C_1 (R_s + R'_i) \quad (2.49)$$

em que R'_i é definida pela equação (2.43).

2. Constante de tempo associada com C_2 , τ_2 :

$$\tau_2 \cong C_2 (R_L + R_C) \quad (2.50)$$

assumindo que $r_o \gg R_C$.

3. Constante de tempo associada com $C_E/(\beta + 1)$, τ_3 :

$$\tau_3 = \frac{C_E}{\beta + 1} \{(\beta + 1)R_E || [r_\pi + (R_1 || R_2 || R_s)]\} \quad (2.51)$$

⁴Assume-se que r_o é bastante elevado e o seu efeito pode ser desprezado

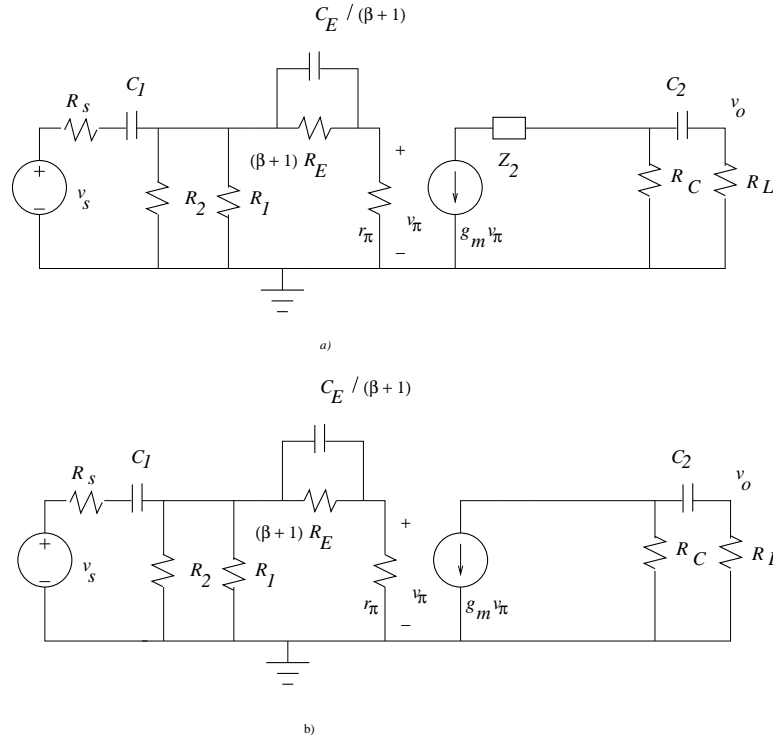


Figura 2.14: Emissor comum: circuito equivalente para baixas frequências aplicando o dual do teorema de Miller.

Note-se que τ_3 obtido pela equação (2.51) é igual a τ_3 dado pela equação (2.47) Qualquer dos métodos anteriores permite estimar a frequência de corte inferior ω_L

$$\omega_L \cong \sum_{k=1}^3 \frac{1}{\tau_k} \quad (2.52)$$

É também possível concluir que a constante de tempo mais predominante é τ_3 dado que a resistência associada a esta constante de tempo é a mais pequena (assumindo que todos os condensadores têm o mesmo valor).

2.5.3 Circuito equivalente para altas frequências

A figura 2.15 mostra o circuito equivalente para altas frequências, ou seja, aquele para frequências para as quais as capacidades de acoplamento são impedâncias muito pequenas (curto circuito para sinal) e as capacidades parasitas dos transístores deixam de ser impedâncias muito altas influenciando o comportamento do circuito. A aplicação do teorema de Miller (ver

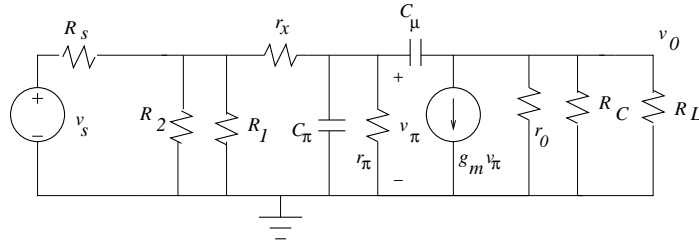


Figura 2.15: Emissor comum: circuito equivalente para altas frequências

apêndice A) permite obter o circuito equivalente, que se mostra na figura 2.16, para altas frequências. K representa o ganho de tensão entre a base e o colector do transistor. Aproximando este ganho pelo seu valor às médias frequências, $-g_m R'_L$, e aplicando o método das constantes de tempo descrito na secção (2.4.3) obtém-se os seguintes valores para as constantes de tempo do circuito da figura 2.16.

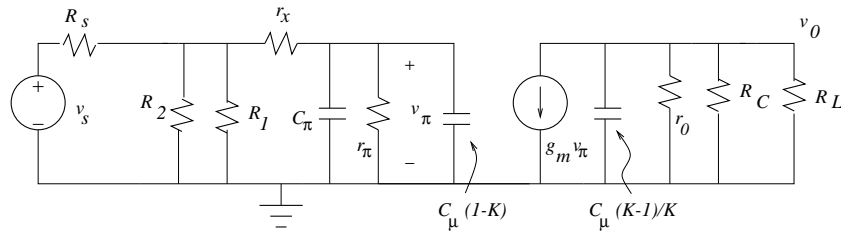


Figura 2.16: Emissor comum: circuito equivalente para altas frequências obtido aplicando o teorema de Miller

1. Constante de tempo τ_1

$$\tau_1 = \{r_\pi \parallel [r_x + (R_s \parallel R_1 \parallel R_2)]\} [C_\pi + (1 + g_m R'_L)C_\mu] \quad (2.53)$$

2. Constante de tempo τ_2

$$\begin{aligned} \tau_2 &= [r_o \parallel R_C \parallel R_L] \frac{C_\mu (g_m R'_L + 1)}{g_m R'_L} \\ &\simeq R'_L C_\mu \end{aligned} \quad (2.54)$$

Pode-se agora determinar uma estimativa para a frequência de corte superior do amplificador:

$$f_H = \frac{1}{2\pi(\tau_1 + \tau_2)} \quad (2.55)$$

Das equações anteriores verifica-se qualitativamente que a constante de tempo τ_1 é, geralmente, maior que τ_2 e por isso τ_1 será a constante de tempo a impor a frequência de corte às altas frequências. Verifica-se também que τ_1 é proporcional ao ganho às médias frequências, A_M , o que significa que a frequência de corte, f_H , desta configuração será tão mais baixa quanto maior for o ganho de tensão às médias frequências, A_M .

2.6 Resposta em frequência da configuração Base Comum

A figura 2.17 mostra o amplificador em Base Comum que apresenta uma resposta em frequência do tipo indicado na figura 2.8 a).

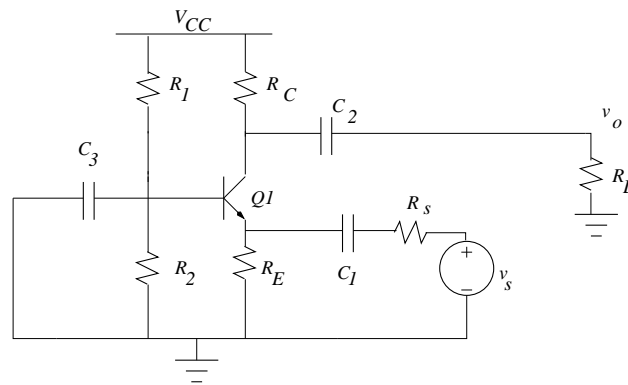


Figura 2.17: Circuito amplificador Base Comum

2.6.1 Circuito equivalente para médias frequências

Para as médias frequências as capacidades de acoplamento apresentam impedâncias muito reduzidas para sinal enquanto que as capacidades intrínsecas do transistor são impedâncias muito elevadas. Assim, o circuito equivalente, para esta gama de frequências, é mostrado na figura 2.18. Analisando este circuito (figura 2.18 b) pode-se calcular o ganho em tensão às médias frequências:

$$A_M = \frac{v_o}{v_s} = g_m (R_L || R_C) \frac{r_E || R_E}{(r_E || R_E) + R_s} \quad (2.56)$$

Esta equação permite concluir que o ganho em tensão desta configuração, às médias frequências, é semelhante ao ganho em tensão da configuração EC (em módulo) caso a resistência de saída da fonte de sinal, R_s , seja bastante

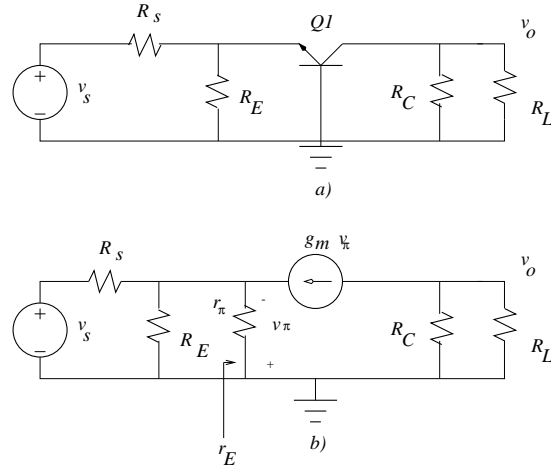


Figura 2.18: Base comum: circuito equivalente para médias frequências

inferior a r_E dado que a configuração BC apresenta uma impedância de entrada igual a r_E (bastante pequena!).

2.6.2 Circuito equivalente para baixas frequências

A figura 2.19 mostra o circuito equivalente para baixas frequências, ou seja, o circuito equivalente para a gama de frequências em que as capacidades de acoplamento interferem no comportamento do circuito de forma significativa. Aplicando o método das constantes de tempo descrito na secção 2.4.3 obtém-

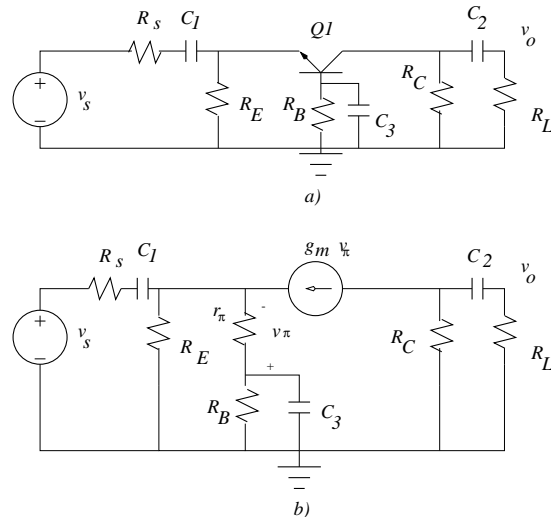


Figura 2.19: Base comum: circuito equivalente para baixas frequências

se as constantes de tempo associadas com os condensadores de acoplamento (C_1 e C_2) e de *by-pass* (C_3).

1. Constante de tempo associada com C_1

$$\tau_1 = C_1[R_s + (R_E || r_E)] \quad (2.57)$$

2. Constante de tempo associada com C_2

$$\tau_2 = C_2(R_L + R_C) \quad (2.58)$$

3. Constante de tempo associada com C_3

$$\tau_3 = C_3 \{R_B || [r_\pi + (R_E || R_s)(\beta + 1)]\} \quad (2.59)$$

É possível agora determinar uma estimativa da frequência f_L :

$$f_L = \frac{1}{2\pi} \left(\frac{1}{\tau_1} + \frac{1}{\tau_2} + \frac{1}{\tau_3} \right) \quad (2.60)$$

2.6.3 Circuito equivalente para altas frequências

A figura 2.20 ilustra o circuito equivalente do amplificador Base Comum para as altas frequências. A figura mostra as duas capacidades intrínsecas do transistor responsáveis pela frequência de corte, f_H . Aplicando o método das

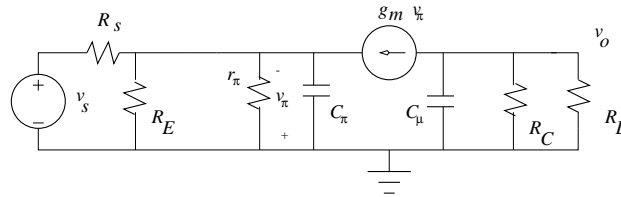


Figura 2.20: Base comum: circuito equivalente para altas frequências

constantes de tempo é possível determinar as constantes de tempo associadas às capacidades do circuito da figura 2.20.

1. Constante de tempo associada com C_π

$$\tau_1 = C_\pi[r_E || (R_E || R_s)] \quad (2.61)$$

2. Constante de tempo associada com C_μ

$$\tau_2 = C_\mu(R_C || R_L) \quad (2.62)$$

A frequência de corte às altas frequências é assim aproximada por:

$$f_H = \frac{1}{2\pi(\tau_1 + \tau_2)} \quad (2.63)$$

De notar que esta configuração, que possui o mesmo ganho de tensão às médias frequências da configuração Emissor Comum⁵, é caracterizada por uma largura de banda bastante superior à largura de banda do EC. Tal deve-se a que, para o BC, a capacidade C_μ não ser multiplicada pelo ganho de tensão às médias frequências (efeito de Miller). Além disso é possível observar que a resistência de entrada do BC é muito pequena pelo que a constante de tempo associada a C_π é também pequena. Apesar do BC ter maior largura de banda do que o EC, o facto de (o BC) apresentar um ganho em corrente menor que 1 é um grande inconveniente. A configuração *cascode*, que se estuda na secção 2.8, tira partido das vantagens de ambas as configurações permitindo uma solução bastante elegante para todos estes requisitos: ganho de corrente e ganho de tensão elevados e grande largura de banda.

2.7 Resposta em frequência da configuração Seguidor de Emissor (Colector Comum)

Estuda-se agora a resposta em frequência da configuração Seguidor de Emissor, ou Colector Comum (CC), que se mostra na figura 2.21. Esta configuração, tal como as anteriores, é caracterizada por uma resposta em frequência do tipo representado na figura 2.8 a).

2.7.1 Circuito equivalente para médias frequências

O ganho em tensão às médias frequências desta configuração é próximo da unidade. Tal pode ser comprovado examinando o circuito equivalente para esta gama de frequências, tal como se mostra na figura 2.22:

$$A_M = \frac{R'_L}{R'_L + r_E} \frac{R_B || (\beta + 1)(R'_L + r_E)}{[R_B || (\beta + 1)(R'_L + r_E)] + R_s} \quad (2.64)$$

$$\simeq \frac{R'_L}{R'_L + r_E} \simeq 1 \quad (2.65)$$

$$R_B = R_1 || R_2 \quad (2.66)$$

$$R'_L = R_L || R_E \quad (2.67)$$

⁵Esta afirmação é válida se a resistência de saída da fonte de sinal for bastante menor que r_E !

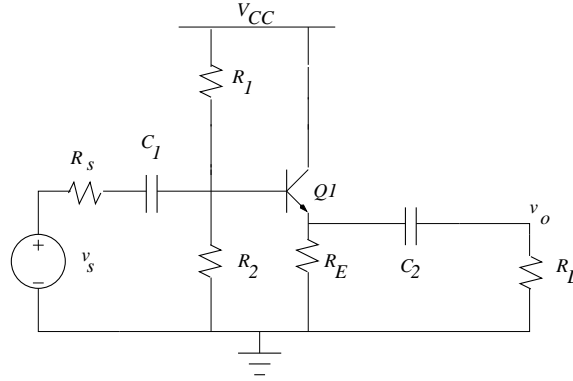


Figura 2.21: Colector Comum

2.7.2 Circuito equivalente para baixas frequências

As constantes de tempo que definem a frequência de corte às baixas frequências podem ser obtidas aplicando o método das constantes de tempo ao circuito equivalente da figura 2.23.

1. Constante de tempo associada com C_1

$$\tau_1 = C_1 [R_s + (R_B || R_{in})] \quad (2.68)$$

$$R_{in} = (\beta + 1)(R'_L + r_E) \quad (2.69)$$

2. Constante de tempo associada com C_2

$$\tau_2 = C_2 [R_L + (R_E || R'_o)] \quad (2.70)$$

$$R'_o = r_E + \frac{R_s || R_B}{\beta + 1} \quad (2.71)$$

A frequência de corte, f_L , é dada pela seguinte aproximação:

$$f_L = \frac{1}{2\pi} \left(\frac{1}{\tau_1} + \frac{1}{\tau_2} \right) \quad (2.72)$$

2.7.3 Circuito equivalente para altas frequências

A estimativa da frequência de corte superior, f_H , pode ser obtida aplicando directamente o método das constantes de tempo ao circuito equivalente para altas frequências que se mostra na figura 2.24 a). A obtenção destas constantes de tempo implica o cálculo das resistências equivalente aos terminais de c_π e C_μ , tal como discutido anteriormente. Alternativamente, é possível

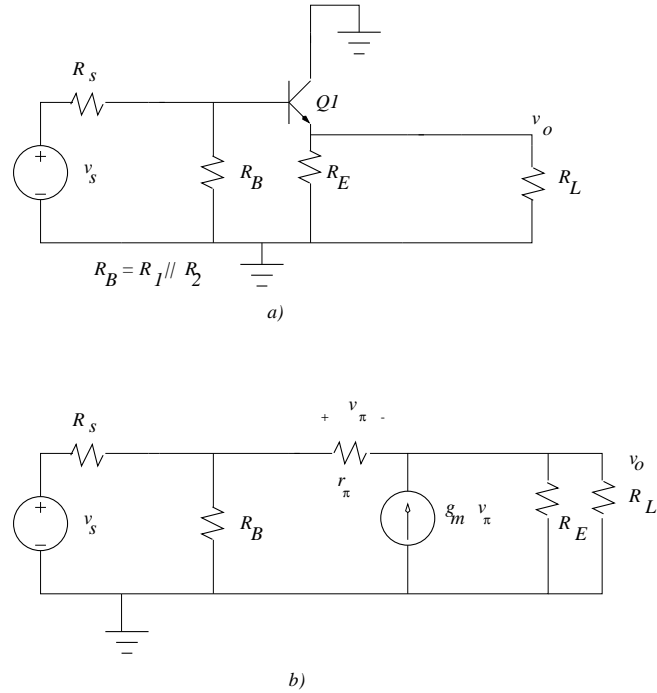


Figura 2.22: Colector Comum: circuito equivalente para médias frequências

obter uma estimativa para as constantes de tempo aplicando o teorema de Miller e obtendo um circuito equivalente⁶ que se mostra na figura 2.24 b). De notar que K é o ganho de tensão entre a base e o emissor do transistor e é aproximadamente igual a 1. Caso se considere este ganho $K = 1$ então existe apenas uma única constante de tempo:

1. Constante de tempo associada com C_μ .

$$\tau_1 = C_\mu(R_s || R_B) \quad (2.73)$$

A frequência de corte é assim aproximada por:

$$f_H = \frac{1}{2\pi\tau_1} \quad (2.74)$$

A equação 2.73 permite concluir que a configuração CC é caracterizada por uma largura de banda relativamente elevada já que c_μ é bastante pequena.

⁶O circuito da figura 2.24 b) é na verdade uma aproximação do circuito da figura 2.24 a) dado que se está a aproximar o ganho K às altas frequências pelo seu valor às médias frequências

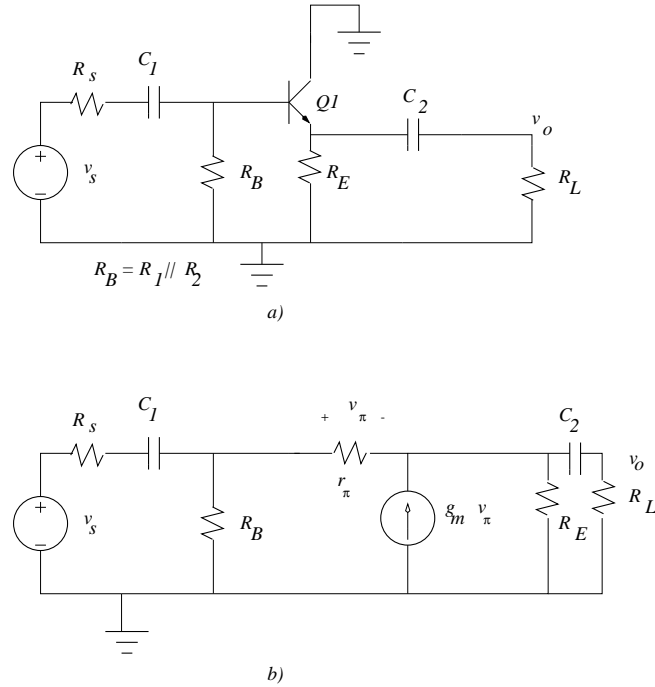


Figura 2.23: Colector comum: circuito equivalente para baixas frequências

A estimativa para f_H calculada anteriormente pode ser ligeiramente melhorada caso se considere o valor de K dado por⁷:

$$K = \frac{R'_L}{R'_L + r_E} \quad (2.75)$$

$$= \frac{g_m R'_L}{g_m R'_L + \alpha} \quad (2.76)$$

$$\cong \frac{g_m R'_L}{g_m R'_L + 1} \quad (2.77)$$

O circuito equivalente da figura 2.24 b) dá origem ao circuito mostrado na figura 2.25.

Pode-se verificar que o facto de o ganho K ser menor que 1 dá origem a uma resistência *equivalente negativa* e a uma capacidade *equivalente negativa*, o que corresponde a uma reactância indutiva (ver figura 2.25). A resistência equivalente negativa considerada em paralelo com $(r_E || R'_L)$ dá origem a uma resistência positiva que é aproximadamente igual a r_E . Assim as constantes de tempo associadas com o circuito da figura 2.25 são

⁷Note-se que este valor de K é também considerado às médias frequências (ver equação 2.65) e, neste contexto, constitui também uma aproximação.

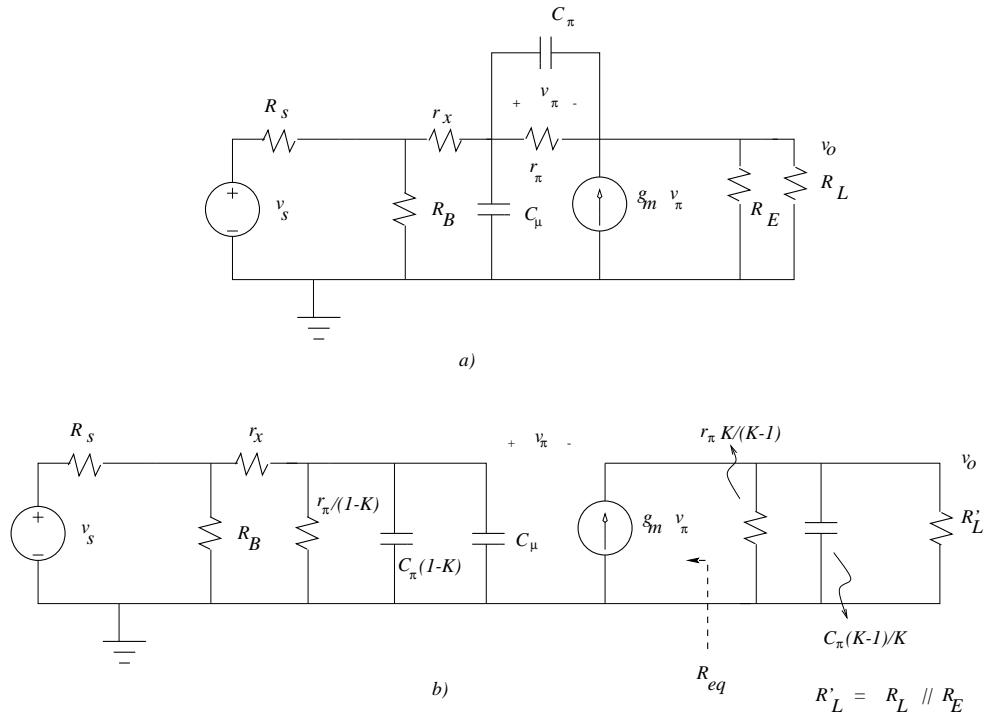


Figura 2.24: Colector comum: circuito equivalente para altas frequências

1. Constante de tempo τ_1

$$\tau_1 = \left(C_\mu + \frac{C_\pi}{1 + g_m R'_L} \right) [r_\pi (1 + g_m R'_L) \parallel ((R_s \parallel R_B) + r_x)] \quad (2.78)$$

2. Constante de tempo τ_2

$$\tau_2 \cong -\frac{C_\pi}{g_m R'_L} r_E \quad (2.79)$$

A frequência de corte às altas frequências é assim aproximada por:

$$f_H = \frac{1}{2\pi(\tau_1 + \tau_2)} \quad (2.80)$$

É possível concluir que o efeito de C_π na frequência de corte é bastante reduzido. De facto, a contribuição de c_π para as constantes de tempo vem diminuída já que o seu valor é dividido por $\cong g_m R'_L$.

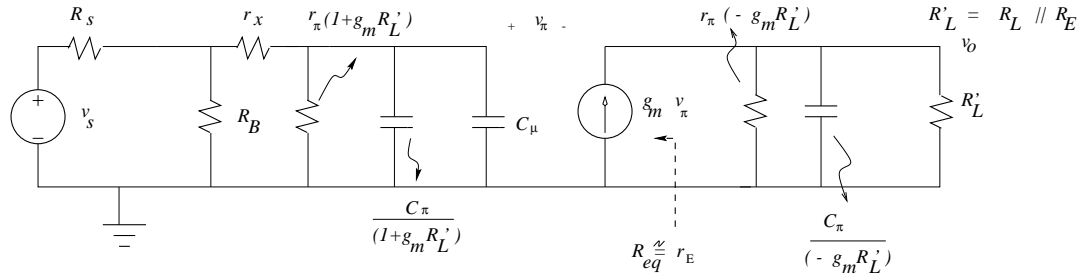


Figura 2.25: Colector comum: circuito equivalente para altas frequências

2.8 Resposta em frequência da configuração *Cascode*

Estuda-se agora o comportamento em frequência da configuração amplificadora designada por *cascode*. Este tipo de amplificadores é constituído por uma configuração Emissor Comum seguida por uma configuração Base Comum. Embora a polarização utilizada na configuração *cascode* possa eventualmente necessitar de condensadores de acoplamento, como se mostra na figura 2.26, não se estuda aqui o comportamento desta configuração às baixas frequências dado que este estudo é essencialmente uma repetição daqueles já efectuados no estudo dos amplificadores Emissor Comum e Base Comum.

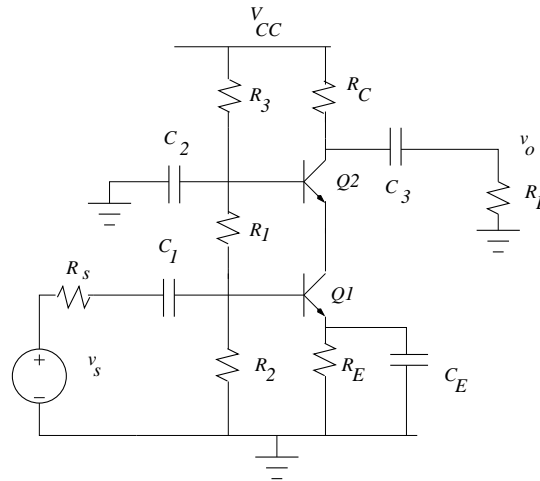


Figura 2.26: Circuito amplificador *Cascode*

2.8.1 Circuito equivalente para médias frequências

O circuito equivalente para sinal às médias frequências é mostrado na figura 2.27. Este circuito permite calcular o ganho de tensão às médias frequências

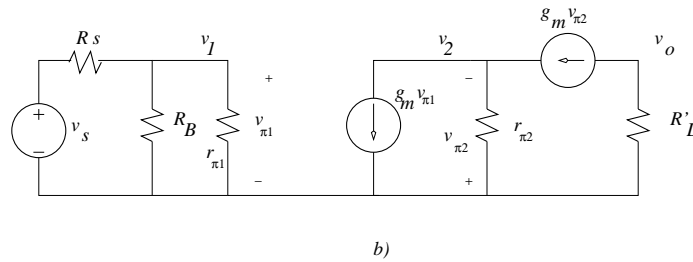
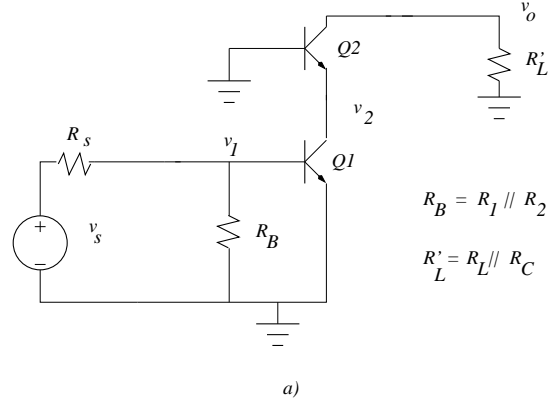


Figura 2.27: *Cascode*: Circuito equivalente para médias frequências

o qual pode ser “dividido” da seguinte forma:

$$\begin{aligned} A_M &= \frac{v_o}{v_s} \\ &= \frac{v_o}{v_2} \frac{v_2}{v_1} \frac{v_1}{v_s} \end{aligned} \quad (2.81)$$

$$\frac{v_o}{v_2} = g_m R'_L \quad (2.82)$$

$$\frac{v_2}{v_1} = -g_m r_{E2} = \alpha \cong -1 \quad (2.83)$$

$$\frac{v_1}{v_s} = \frac{r_{\pi} || R_B}{(r_{\pi} || R_B) + R_s} \quad (2.84)$$

As equações anteriores permitem concluir que o ganho de tensão às médias frequências é igual o ganho de tensão às médias frequências da configuração

Emissor Comum.

2.8.2 Circuito equivalente para altas frequências

A figura 2.28 ilustra o circuito equivalente para altas frequências, o qual resulta da aplicação do teorema de Miller à capacidade $c_{\mu 1}$. Dado que o ganho entre a base e o colector do primeiro transistor é igual a -1 (ver equação 2.83) pode-se observar que a capacidade equivalente reflectida para a entrada é agora apenas $2C_{\mu}$, bastante menor do que aquela que seria obtida para o caso de uma configuração EC com um ganho de tensão dado por $-g_m R'_L$.

$$R_B = R_1 \parallel R_2$$

$$R'_L = R'_L \parallel R_C$$

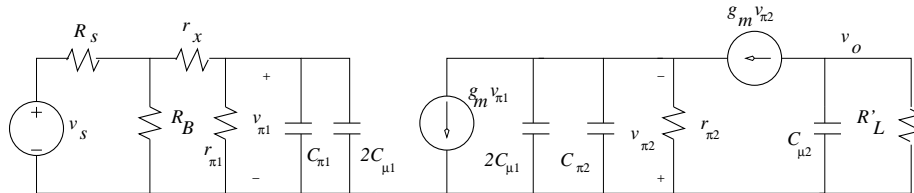


Figura 2.28: *Cascode*: Circuito equivalente para altas frequências

A análise do circuito permite identificar 3 constantes de tempo:

1. Constante de tempo τ_1

$$\tau_1 = (2C_{\mu} + C_{\pi}) \{r_{\pi} \parallel [r_x + (R_s \parallel R_B)]\} \quad (2.85)$$

2. Constante de tempo τ_2

$$\tau_2 = (2C_{\mu} + C_{\pi}) r_E \quad (2.86)$$

3. Constante de tempo τ_3

$$\tau_3 = C_{\mu} R'_L \quad (2.87)$$

A estimativa para a frequência de corte é dada por:

$$f_H = \frac{1}{2\pi(\tau_1 + \tau_2 + \tau_3)} \quad (2.88)$$

O estudo permite concluir que a frequência de corte f_H para esta configuração é superior aquela obtida para uma configuração Emissor Comum (ver equações 2.53-2.55) com o mesmo ganho em tensão.

2.9 Resposta em frequência da configuração Seguidor de Emissor-Emissor Comum

A configuração Seguidor de Emissor - Emissor Comum, tal como a configuração *cascode*, conjuga duas configurações de tal forma que se tira partido das vantagens das mesmas: elevada largura de banda (proporcionada pelo Seguidor de Emissor) e alto ganho de tensão proporcionado pelo Emissor Comum. A figura 2.29 mostra esta configuração. O estudo da variação do ganho a baixas frequências para cada uma das configurações já foi efectuado anteriormente pelo que não é feito novamente. Refere-se, no entanto, que a resposta em frequência do circuito da figura 2.29 é do tipo que se mostra na figura 2.8 a).

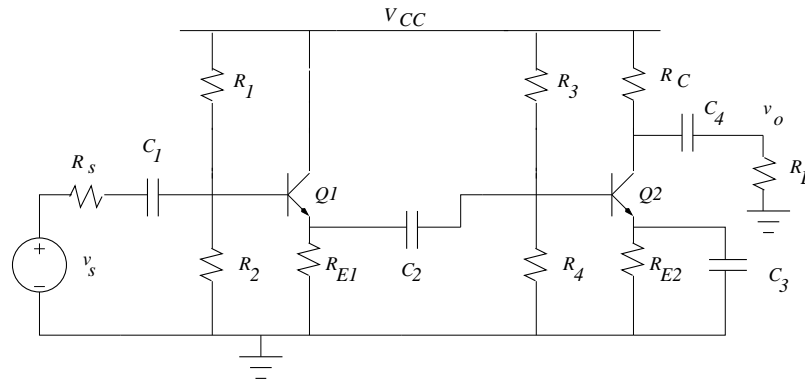


Figura 2.29: Configuração Seguidor de Emissor - Emissor Comum

2.9.1 Circuito equivalente para médias frequências

A figura 2.30 mostra o circuito equivalente para esta configuração para médias frequências. O ganho de tensão pode ser calculado da seguinte forma:

$$\begin{aligned}
 A_M &= \frac{v_o}{v_s} \\
 &= \frac{v_o}{v_2} \frac{v_2}{v_1} \frac{v_1}{v_s}
 \end{aligned}$$

$$\frac{v_o}{v_2} = -g_m R'_L \quad (2.89)$$

$$\frac{v_2}{v_1} \cong 1 \quad (2.90)$$

$$\frac{v_1}{v_s} = \frac{R_i}{R_i + R_s} \quad (2.91)$$

$$R'_L = R_L || R_C \tag{2.92}$$

$$R_i = R_{B1} || (\beta + 1)[r_E + (R_{E1} || R_{B2} || r_{\pi 2})] \tag{2.93}$$

$$R_{B1} = R_1 || R_2 \tag{2.94}$$

$$R_{B2} = R_3 || R_4 \tag{2.95}$$

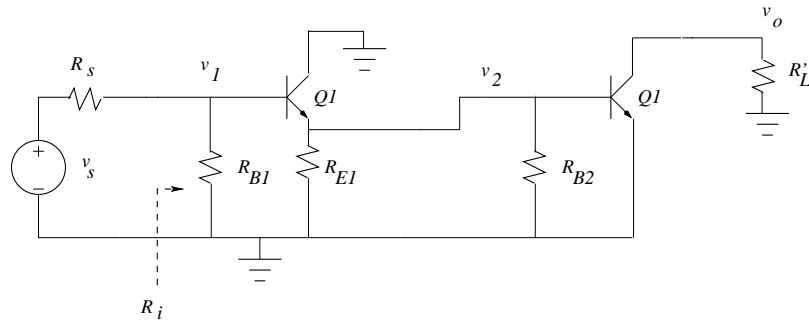


Figura 2.30: Configuração Seguidor de Emissor - Emissor Comum: Circuito equivalente para médias frequências

2.9.2 Circuito equivalente para altas frequências

A figura 2.31 ilustra o circuito equivalente para sinal ao qual já foi aplicado o teorema de Miller. $K1$ e $K2$ representam os ganho de tensão entre a base

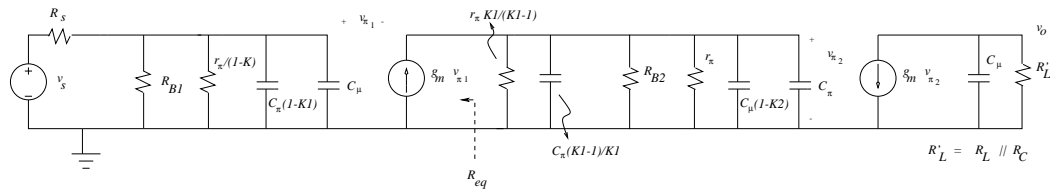


Figura 2.31: Configuração Seguidor de Emissor - Emissor Comum: Circuito equivalente para altas frequências

e o emissor do primeiro transistor e a base e o colector do segundo transistor respectivamente. Na análise que se segue, tendo em vista a obtenção das constantes de tempo do circuito, tem-se $K1 \cong 1$ e $K2 = -g_m R'_L$, tal como discutido anteriormente.

1. Constante de tempo τ_1

$$\tau_1 = C_\mu (R_s || R_{B1}) \tag{2.96}$$

2. Constante de tempo τ_2

$$\begin{aligned}\tau_2 &\cong [C_\mu(1 + g_m R'_L) + C_\pi]R_{eq} \\ &\cong [C_\mu(1 + g_m R'_L) + C_\pi]r_E\end{aligned}\quad (2.97)$$

$$(2.98)$$

3. Constante de tempo τ_3

$$\tau_3 = C_\mu R'_L \quad (2.99)$$

A análise anterior permite concluir que embora o efeito de Miller esteja presente a constante de tempo τ_2 não é a dominante dado que a resistência “vista” pela capacidade equivalente $(C_\mu(1 + g_m R'_L) + C_\pi)$ é bastante pequena - resistência de saída do Seguidor de Emissor. Deste modo diminui-se (parcialmente) o efeito de Miller conseguindo um aumento da largura de banda do amplificador. A frequência de corte é aproximadamente igual a:

$$f_H = \frac{1}{2\pi(\tau_1 + \tau_2 + \tau_3)} \quad (2.100)$$

2.10 Resposta em frequência da configuração Par Diferencial

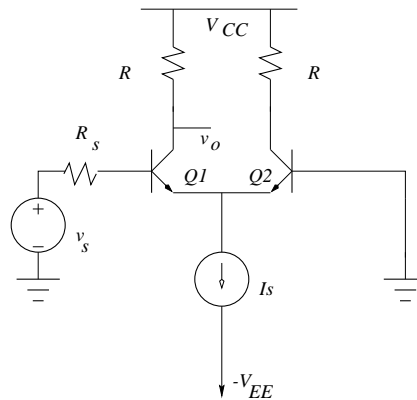


Figura 2.32: Par diferencial

Esta configuração, tal como se apresenta na figura 2.32, é caracterizada por uma resposta em frequência do tipo representado na figura 2.8 b), ou seja, o ganho em tensão às médias e baixas frequências é o mesmo. Tal deve-se à inexistência de capacidades de acoplamento e/ou *by-pass*. Na análise que se segue considera-se, sem perda de generalidade, que a tensão de saída, v_o é retirada do colector de $Q1$.

2.10.1 Circuito equivalente para baixas e médias frequências

A figura 2.33 mostra o circuito equivalente do par diferencial, para sinal diferencial, às médias e baixas frequências. De modo a poder-se considerar a operação diferencial do amplificador como a operação simétrica de dois circuitos Emissor comum é necessário considerar $R_s/2$ em cada um dos circuitos equivalentes, tal como se mostra na figura. O ganho de tensão deste circuito

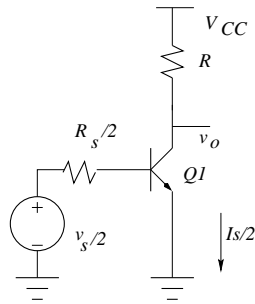


Figura 2.33: Par diferencial: Circuito equivalente para baixas e médias frequências

é dado por:

$$A_M = -\frac{r_\pi}{r_\pi + R_s/2} \frac{g_m R}{2} \quad (2.101)$$

2.10.2 Circuito equivalente para altas frequências

O circuito equivalente para altas frequências que descreve o comportamento do par diferencial para altas frequências é mostrado na figura 2.34. O procedimento para o cálculo das constantes de tempo e da frequência é o mesmo utilizado no estudo do emissor comum. Assim, é possível determinar as

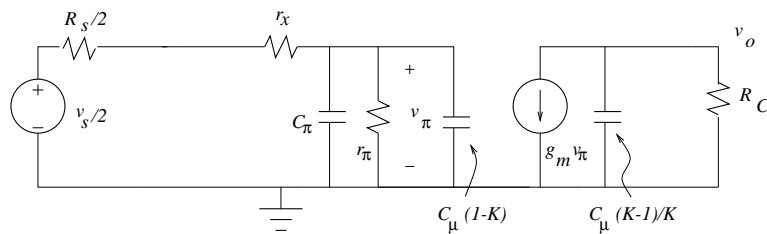


Figura 2.34: Par diferencial: Circuito equivalente para altas frequências

seguintes constante de tempo:

1. Constante de tempo τ_1

$$\tau_1 = [C_\mu(1 + g_m R) + C_\pi] \left(\frac{R_s}{2} + r_x \right) \quad (2.102)$$

2. Constante de tempo τ_2

$$\tau_2 = C_\mu R \quad (2.103)$$

A frequência de corte a altas frequências é dada por:

$$f_H = \frac{1}{2\pi(\tau_1 + \tau_2)} \quad (2.104)$$

$$(2.105)$$

2.10.3 Efeito da resistência de Emissor na largura de banda

A inclusão de duas resistências nos emissores dos transístores, tal como se mostra na figura 2.35 tem como vantagem o aumento da largura de banda do circuito. Este aumento consegue-se à custa de uma diminuição do ganho de tensão às médias frequências. De facto, o ganho às médias frequências pode

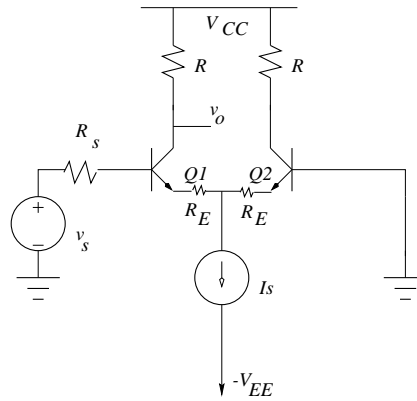


Figura 2.35: Par diferencial com resistências de emissor

ser calculado a partir do circuito equivalente que se mostra na figura 2.36. Assim o ganho A_M pode ser escrito como se segue:

$$A_M = -\frac{1}{2} \frac{\alpha R}{R_E + r_E} \frac{(\beta + 1)(R_E + r_E)}{R_s/2 + r_x + (\beta + 1)(R_E + r_E)} \quad (2.106)$$

$$\cong -\frac{1}{2} \frac{R}{R_E} \quad (2.107)$$

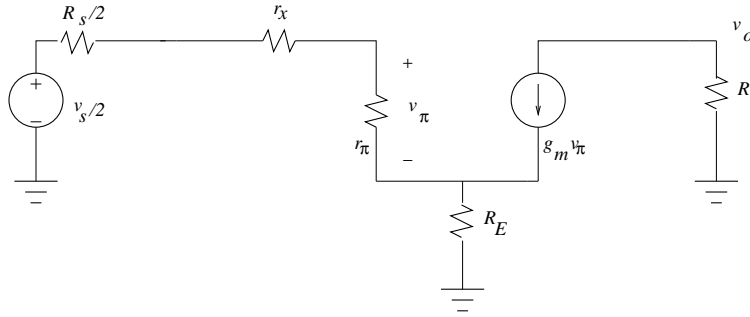


Figura 2.36: Par diferencial com resistências de emissor: Circuito equivalente para médias frequências

A equação (2.107) indica que o ganho do par diferencial com resistências de emissor é inferior ao ganho do par diferencial simples (ver equação 2.101) A figura 2.37 representa o circuito equivalente do par diferencial às altas frequências. As constantes de tempo para este circuito são dadas por:

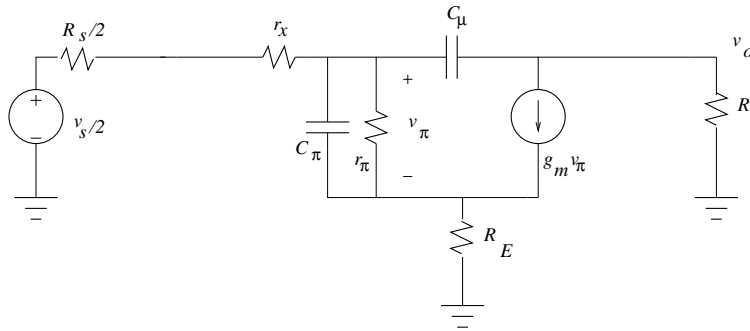


Figura 2.37: Par diferencial com resistências de emissor: Circuito equivalente para altas frequências

1. Constante de tempo τ_1

$$\tau_1 = C_\pi \left(r_\pi \parallel \frac{R_s/2 + r_x + R_E}{1 + g_m R_E} \right) \quad (2.108)$$

2. Constante de tempo τ_2

$$\begin{aligned} \tau_2 &= C_\mu \left(R + \frac{1 + R_E/r_E + g_m R_E}{1/r_\pi + [1/(R_s/2 + r_x)](1 + R_E/r_E)} \right) \\ &= C_\mu \left(R + \frac{(R_s/2 + r_x)(\beta + 1)(2R_E + r_E)}{R_s/2 + r_x + (\beta + 1)(R_E + r_E)} \right) \\ &\cong C_\mu [R + 2((R_s/2 + r_x) \parallel (\beta + 1)(2R_E + r_E))] \quad \text{se } R_E > r_E \end{aligned} \quad (2.109)$$

A frequência de corte a altas frequências é dada por:

$$f_H = \frac{1}{2\pi(\tau_1 + \tau_2)} \quad (2.110)$$

É possível constatar qualitativamente que as constantes de tempo associadas com este circuito são menores que aquelas associadas com o circuito equivalente da figura 2.34. Assim é possível concluir que a frequência de corte para o par diferencial com resistências de emissor é superior à do par diferencial simples. Note-se ainda que tal aumento da largura de banda é conseguido à custa de uma diminuição do ganho de tensão às médias frequências.

Capítulo 3

Aplicações de Amplificadores Operacionais

3.1 Introdução

O amplificador operacional é um dos sub-circuitos mais utilizados em projectos de circuitos electrónicos modernos. Utilizados inicialmente com mais ênfase nos domínios da instrumentação e em computação analógica os amplificadores operacionais (amp-op) podem ser encontrados nos mais variados sistemas electrónicos. As razões fundamentais desta popularidade prendem-se com a versatilidade destes circuitos bem como com a facilidade de projecto de circuitos envolvendo amp-ops. Esta última deve-se ao facto de os circuitos implementados com amp-ops usarem realimentação e de as características dos circuitos dependerem principalmente dos elementos que constituem a malha de realimentação.

3.2 O Amplificador Operacional Ideal

Embora o amplificador operacional seja um circuito com alguma complexidade¹ é possível modelar o seu funcionamento como um dispositivo amplificador caracterizado essencialmente por um ganho de tensão, A , uma resistência de entrada, R_i , e uma resistência de saída, R_o , tal como ilustrado na figura 3.1. Este modelo é, para a grande maioria dos casos, suficiente para analisar circuitos com amplificadores operacionais. No entanto, certo tipo de aplicações com amp-ops podem requerer um conhecimento mais detalhado do funcionamento interno deste tipo de circuitos.

¹Uma amálgama de algumas dezenas de transístores e resistências que são estudados, com algum detalhe, no capítulo 6

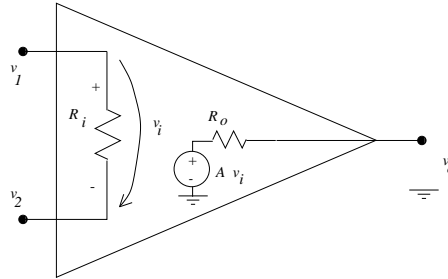


Figura 3.1: Modelo para o amplificador operacional

3.3 Análise de Circuitos com Amplificadores Operacionais Ideais

Descreve-se agora o amplificador operacional ideal.

O amp-op ideal é caracterizado por

- uma resistência de entrada infinita;
- uma resistência de saída nula;
- um ganho de tensão infinito.
- largura de banda infinita

Estas características proporcionam uma análise de circuitos com amp-ops muito simples.

3.3.1 O Amplificador Inversor

A figura 3.2 mostra um amplificador inversor. Esta configuração contém realimentação negativa através de R_2 . A realimentação negativa dá origem a uma configuração estável². Usando as características ideais para o amp-op conclui-se que a corrente de entrada no amp-op é nula. Além disso o facto de o ganho do amp-op ser infinito significa que, para qualquer tensão finita à saída do amplificador a diferença de tensão entre o terminal inversor e não inversor do amp-op tende para zero.

$$v_i = \frac{v_o}{A} = 0 \quad \Leftarrow \quad A \rightarrow \infty \quad (3.1)$$

²Note que existência de 2 ou mais pólos no circuito pode dar origem a instabilidade. No entanto, consideramos que o amp-op tem uma largura de banda infinita pelo que nesta situação tal instabilidade não pode ocorrer.

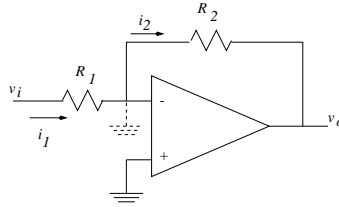


Figura 3.2: Amplificador inversor

esta característica dá origem ao conceito de ‘curto-circuito virtual’ entre os terminais inversor e não inversor do amp-op. Faz-se notar que este conceito apenas significa que os dois terminais estão ao mesmo potencial não havendo, no entanto, passagem de corrente entre os mesmos!

Assim, tem-se que:

$$i_1 = \frac{v_i}{R_1} \quad (3.2)$$

$$i_2 = i_1 \quad (3.3)$$

$$i_2 = -\frac{v_o}{R_2} \quad (3.4)$$

ou seja,

$$A_v = \frac{v_i}{v_o} = -\frac{R_2}{R_1} \quad (3.5)$$

A grande vantagem desta configuração é a de o ganho A_v depender somente do valor das resistências R_1 e R_2 e não depender de nenhum parâmetro dos dispositivos activos que, como se sabe, são, por sua vez, bastante dependentes de factores como a temperatura, polarização, etc. Por exemplo, caso se pretenda um ganho $A_v = -10$ este é obtido fazendo $R_2 = 10 \times R_1$.

3.3.2 O Amplificador Somador

A figura 3.3 mostra um amplificador somador.

Aplicando os mesmos princípios descritos na secção anterior tem-se que:

$$i_o = i_1 + i_2 + \dots + i_n \quad (3.6)$$

$$v_o = -R_o i_o \quad (3.7)$$

$$v_k = R_k i_k \quad k = 1, 2, \dots, n \quad (3.8)$$

ou seja,

$$v_o = -R_o \sum_{k=1}^n \frac{v_k}{R_k} \quad (3.9)$$

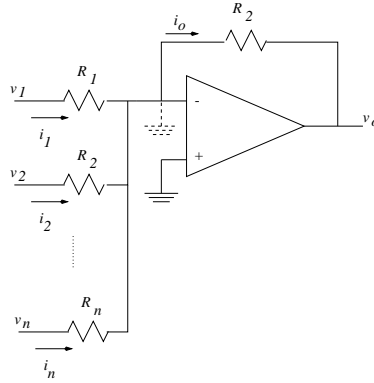


Figura 3.3: Amplificador somador

Caso $R_1 = R_2 = \dots = R_n = R$ tem-se que

$$v_o = -\frac{R_o}{R} \sum_{k=1}^n v_k \quad (3.10)$$

A configuração soma os sinais além de inverter o sinal resultante.

3.3.3 O Amplificador Integrador

A figura 3.4 mostra o amplificador integrador. As equações que descrevem o

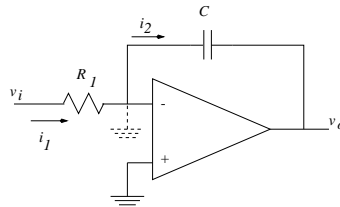


Figura 3.4: Amplificador integrador

circuito são as seguintes:

$$v_o(t) = -\frac{1}{C} \int i_2(t) dt \quad (3.11)$$

$$v_i(t) = -R i_1(t) \quad (3.12)$$

ou seja,

$$v_o(t) = -\frac{1}{RC} \int v_i(t) dt \quad (3.13)$$

o sinal de saída é proporcional ao integral do sinal de entrada.

3.3.4 O Amplificador Diferenciador

O circuito diferenciador é semelhante ao anterior, mas agora com as posições relativas do condensador e da resistência trocadas. As equações que de-

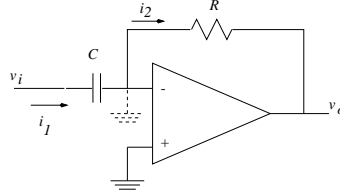


Figura 3.5: Amplificador diferenciador

scrivem o circuito são as seguintes:

$$v_o(t) = -Ri_2(t) \quad (3.14)$$

$$i_1(t) = C \frac{dv_i(t)}{dt} \quad (3.15)$$

ou seja,

$$v_o(t) = -RC \frac{dv_i(t)}{dt} \quad (3.16)$$

o sinal de saída é proporcional à derivada do sinal de entrada em ordem ao tempo.

3.3.5 O Amplificador Logarítmico

A figura 3.6 mostra o amplificador logarítmico. As equações que descrevem

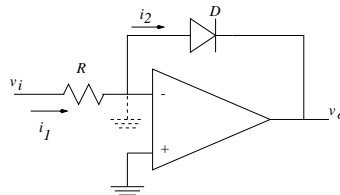


Figura 3.6: Amplificador logarítmico

o circuito são as seguintes:

$$i_2 = -I_s \left(e^{\frac{-v_o}{V_T}} - 1 \right) \quad (3.17)$$

$$\simeq I_s e^{\frac{-v_o}{V_T}} \quad v_o \gg V_T \quad (3.18)$$

$$v_i = Ri_1 \quad (3.19)$$

em que I_s representa a corrente de saturação inversa do díodo. $V_T = 25$ mV à temperatura ambiente. Resolvendo as equações em ordem a v_o tem-se que:

$$v_o = -V_T \log\left(\frac{v_i}{RI_s}\right) \quad (3.20)$$

3.3.6 O Amplificador Exponencial

A figura 3.7 mostra o amplificador exponencial. As equações que descrevem

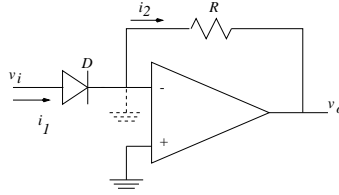


Figura 3.7: Amplificador exponencial

o circuito são as seguintes:

$$i_1 = -I_s \left(e^{\frac{v_i}{V_T}} - 1 \right) \quad (3.21)$$

$$\simeq I_s e^{\frac{v_i}{V_T}} \quad v_i \gg V_T \quad (3.22)$$

$$v_o = -Ri_2 \quad (3.23)$$

Resolvendo as equações em ordem a v_o tem-se que

$$v_o = -RI_s e^{\frac{v_i}{V_T}} \quad (3.24)$$

3.3.7 O Amplificador Não-Inversor

A figura 3.8 mostra o amplificador não-inversor. As equações que descrevem

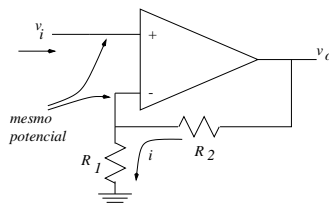


Figura 3.8: Amplificador não-inversor

o circuito são as seguintes:

$$v_i = v_o \frac{R_1}{R_1 + R_2} \quad (3.25)$$

ou seja;

$$v_o = v_i \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \quad (3.26)$$

3.3.8 O Amplificador Diferença

A figura 3.9 mostra o amplificador diferença. As equações que descrevem o

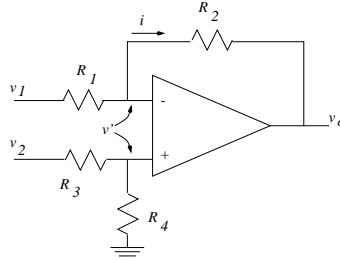


Figura 3.9: Amplificador diferença

circuito são as seguintes:

$$\frac{v_1 - v'}{R_1} = \frac{v_o}{R_2} \quad (3.27)$$

$$v' = v_2 \frac{R_4}{R_3 + R_4} \quad (3.28)$$

Caso $R_1 = R_3$ e $R_2 = R_4$ tem-se que;

$$v_o = \frac{R_2}{R_1} (v_2 - v_1) \quad (3.29)$$

Este amplificador tem como vantagens amplificar apenas sinais diferenciais ($v_2 - v_1$) e rejeita a tensão em modo comum. Tem, no entanto duas grandes desvantagens: a impedância de entrada é relativamente pequena. Note que quanto maior for o ganho menor será a impedância de entrada. Por outro lado verifica-se que não é fácil variar o ganho dado que este depende sempre do conjunto de duas resistências.

3.3.9 O Amplificador de Instrumentação

O amplificador de instrumentação é essencialmente um amplificador diferença. A razão pela qual o amplificador diferença apresentado anteriormente não é utilizado como amplificador de instrumentação prende-se com o facto de a sua impedância de entrada ser relativamente baixa. A figura 3.10 mostra um

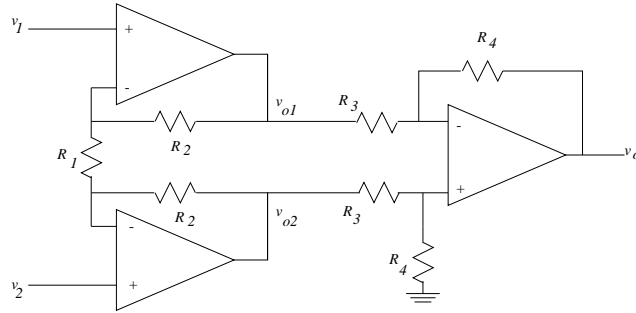


Figura 3.10: Amplificador de instrumentação

amplificador diferença com uma elevada impedância de entrada. As equações que descrevem o circuito são as seguintes:

$$\frac{v_1 - v_2}{R_1} = \frac{v_{o1} - v_1}{R_2} \quad (3.30)$$

$$\frac{v_1 - v_2}{R_1} = \frac{-v_{o2} + v_2}{R_2} \quad (3.31)$$

$$v_o = (v_{o2} - v_{o1}) \frac{R_4}{R_3} \quad (3.32)$$

Resolvendo o sistema de equações anterior em ordem a v_o tem-se que;

$$v_o = (v_2 - v_1) \frac{R_4}{R_3} \left(1 + \frac{2R_2}{R_1} \right) \quad (3.33)$$

Note que o ganho pode ser facilmente ajustado variando apenas R_1 .

3.4 O Amplificador Operacional Real

O amplificador operacional real difere daquele apresentado como sendo ideal. Existem diferenças que serão agora discutidas. Na prática o amplificador operacional embora tendo um ganho que pode ser bastante elevado (10^4 - 10^5) este é finito.

3.4.1 O Amplificador Operacional: Operação para Grandes Sinais

Além do facto de o ganho do amplificador operacional ser finito este não é linear para qualquer tensão de entrada. Com efeito, e devido a que qualquer tensão debitada pelo amplificador está entre as tensões de alimentação,

V_{CC} e $-V_{EE}$, o comportamento (aproximadamente) linear do amplificador operacional está confinado às tensões de alimentação tal como se mostra na figura 3.11 Desta figura conclui-se a razão pela qual é bastante difícil o uso do

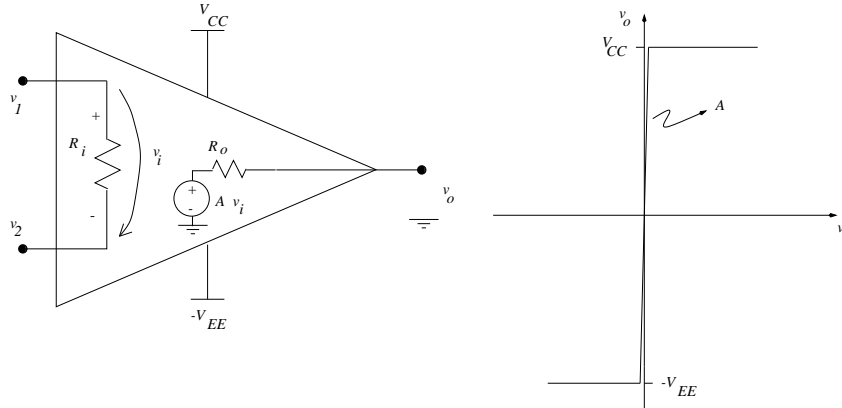


Figura 3.11: Característica real (ganho de tensão) do amplificador operacional.

amplificador operacional em malha aberta. Uma tensão diferencial, mesmo que seja bastante pequena, pode causar facilmente a saturação do amplificador operacional. Caso v_i seja maior que zero o amp-op satura para $+V_{CC}$ enquanto que caso v_i seja menor que zero o amp-op satura para $-V_{EE}$. Uma das aplicações do amp-op em malha aberta pode ser o seu funcionamento como comparador, tal como se mostra na figura 3.12. Nesta configuração

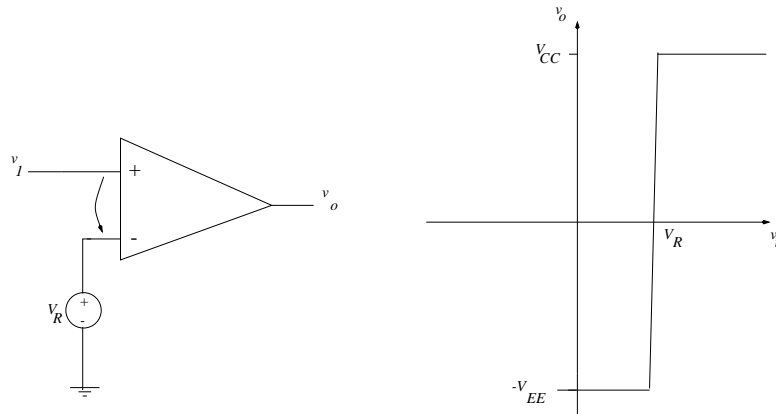


Figura 3.12: Característica real (ganho de tensão) do amplificador operacional.

o amp-op é usado para comparar a tensão v_1 com a tensão V_R . Quando

$v_1 > V_R$ então $v_i = v_1 - V_R > 0$ e $v_o \rightarrow V_{CC}$. Por outro lado quando $v_1 < V_R$ então $v_i < 0$ e $v_o \rightarrow -V_{EE}$.

3.4.2 Efeito do ganho de tensão finito no desempenho dos circuitos

Por forma a mostrar o efeito do ganho de tensão finito no desempenho dos circuitos considere-se novamente o amplificador inversor tal como se mostra na figura 3.13. Considere-se agora que o ganho A é finito e que a resistência de entrada do amp-op é muito elevada (infinita). As equações que descrevem

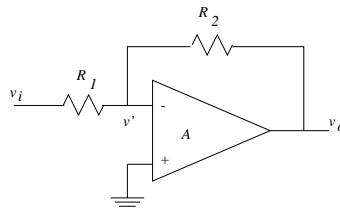


Figura 3.13: Amplificador inversor

o comportamento do circuito são agora as seguintes:

$$v_o = -Av' \quad (3.34)$$

$$\frac{v_i - v'}{R_1} = \frac{v' - v_o}{R_2} \quad (3.35)$$

ou seja,

$$v_o = -\frac{R_2}{R_1} v_i \left(\frac{A}{1 + A + \frac{R_2}{R_1}} \right) \quad (3.36)$$

Para termos uma ideia do efeito do ganho finito considere-se a seguinte situação. O amplificador operacional tem um ganho $A = 10^5$. Pretende-se uma ganho de tensão (em malha fechada) de -100.

Caso o ganho A for considerado infinito então tal ganho é conseguido fazendo $R_2 = 100R_1$. Usando estes valores de resistência na equação 3.36 o ganho verdadeiro é -99.9, ou seja, o erro cometido é bastante pequeno: 0.1%.

3.4.3 Efeito da largura de banda limitada no desempenho dos circuitos

Embora para o amp-op ideal tenha sido considerado que a largura de banda é infinita, na verdade o amp-op prático tem um largura de banda, em malha

aberta, extremamente reduzida. Com efeito, e para um amplificador operacional compensado internamente³, esta largura de banda pode ser de cerca de uma centena de Hertz. A compensação é feita colocando um condensador apreciável num ponto de alta impedância do circuito (interno) criando assim uma constante de tempo bastante elevada que por sua vez dá origem a um pólo dominante (normalmente situado a uma frequência relativamente pequena) que determina a resposta em frequência do amplificador em malha aberta. Esta característica é mostrada na figura 3.14. Esta característica

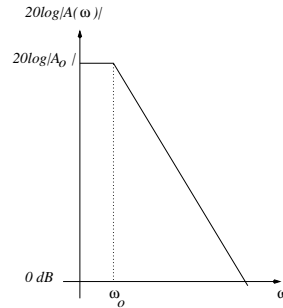


Figura 3.14: Resposta em frequência típica de uma amp-op (compensado internamente) em malha aberta

pode ser descrita matematicamente por:

$$A(\omega) = \frac{A_o}{1 + j\omega/\omega_o} \quad (3.37)$$

Usando realimentação é possível estender consideravelmente a largura de banda reduzida do amp-op.

Considere-se novamente o amplificador inversor. Usando a eq. (3.36) e substituindo A por $A(\omega)$ (eq. 3.37) é possível mostrar que o ganho da configuração inversora pode ser escrito da seguinte forma:

$$A_{vf}(\omega) = -\frac{R_2}{R_1} \frac{A_o}{A_o + \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)} \frac{1}{1 + j\omega/\omega_1} \quad (3.38)$$

$$\simeq -\frac{R_2}{R_1} \frac{1}{1 + j\omega/\omega_1}, \quad A_o \gg \frac{R_2}{R_1} \gg 1 \quad (3.39)$$

$$\omega_1 = \omega_o \left(1 + \frac{A_o}{1 + \frac{R_2}{R_1}}\right) \quad (3.40)$$

$$\simeq = \omega_o A_o \frac{R_1}{R_2} \quad (3.41)$$

³A questão da compensação está relacionada com potenciais oscilações do amplificador quando este é realimentado. Esta questão é discutida no capítulo seguinte.

em que ω_1 representa a frequência de corte (largura de banda) do amplificador em malha fechada. Note-se que o produto ganho \times largura de banda do amplificador em malha aberta e em malha fechada é aproximadamente constante e igual a $\omega_o A_o$. Considerando, por exemplo que $\omega_o = 2\pi 100$ Hz, $A_o = 10^5$, e $R_2/R_1=100$, a frequência de corte do amplificador em malha fechada aumenta para $\omega_1 = 2\pi 100$ kHz.

3.4.4 O *slew-rate* em Amplificadores Operacionais

Os amplificadores operacionais compensados internamente sofrem de um problema não-linear, designado por *slew-rate limiting* (*SR*), que se traduz num limite máximo da variação do sinal de saída em ordem ao tempo, ou seja, O *SR* pode especificado da seguinte forma:

$$SR = \left. \frac{\Delta V_o}{\Delta t} \right|_{max} \quad (3.42)$$

Valores típicos para o *SR* podem ser 0.3 Volt/ μ s a 1 Volt/ μ s.

Na prática, este problema resulta numa distorção do sinal de saída sempre que se excede o *SR* especificado para o amp-op tal como se mostra na figura 3.15. Para sinais sinusoidais a variação máxima da amplitude pode

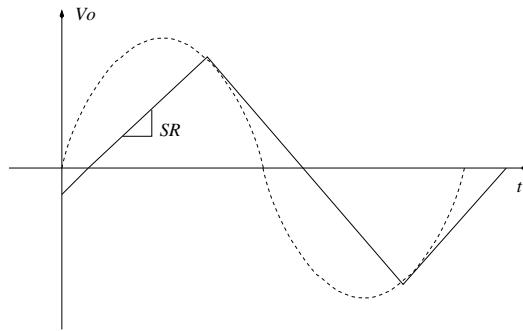


Figura 3.15: Efeito do *slew-rate*

ser calculada da seguinte forma:

$$\left. \frac{d}{dt} V_a \sin(2\pi f t) \right|_{t=0} \quad (3.43)$$

ou seja, $2\pi f V_a$. De modo a que seja evitada distorção é necessário garantir que:

$$2\pi f V_a \leq SR \quad (3.44)$$

ou seja,

$$V_a \leq \frac{SR}{2\pi f} \quad (3.45)$$

Esta equação indica que existe um compromisso entre frequência máxima de operação e amplitude, ou seja, se quisermos operar a altas frequências temos que manter a amplitude do sinal de saída reduzida para evitar distorção causada pelo *slew-rate*.

3.5 Tensões e Correntes de *offset* em Amplificadores Operacionais

Estuda-se agora outras imperfeições do amplificador operacional e o seu impacto no desempenho dos circuitos.

Tensões de *offset*

As tensões de *offset* podem ser definidas da seguinte forma. Considere-se que ambas as entradas do amp-op estão ao potencial nulo, tal como se mostra na figura 3.16.

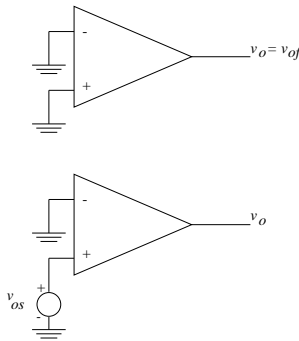


Figura 3.16: Tensão de *offset*

Idealmente a tensão de saída deveria ser nula. Devido a imperfeições do circuito que constitui o amp-op a tensão de saída não é nula apresentando uma determinada tensão aproximadamente constante v_{of} . A tensão de *offset*, v_{os} é definida como a tensão equivalente reflectida para a entrada que dá origem a uma tensão de saída igual a v_{of} . Assim, $v_{os} = v_{of}/A$. v_{os} situa-se entre 1 mV e 5 mV.

Seguidamente estuda-se o efeito desta tensão no desempenho de algumas configurações.

Considere-se a configuração inversora a qual é constituída com um amp-op que é caracterizado por uma ganho em malha aberta bastante elevado e por uma determinada tensão de *offset*. O estudo do impacto desta tensão pode ser examinado calculando a tensão de saída resultante através da figura 3.17 na qual se representa o efeito de v_{os} através de uma fonte de tensão equivalente. A configuração, em termos de v_{os} , é efectivamente uma configuração não

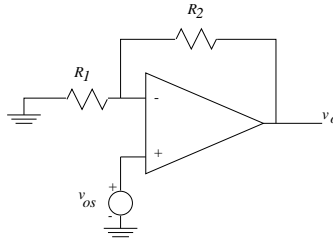


Figura 3.17: Tensão de *offset* num amplificador inversor

inversora pelo que a tensão de saída é dada por:

$$v_o = v_{os} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \quad (3.46)$$

Caso $v_{os} = 1$ mV e $R_2/R_1 = 100$ então a tensão de *offset* causa um erro na tensão de saída de cerca de 0.1 V.

A maioria dos amp-ops proporciona uma compensação desta tensão através da colocação de um potenciómetro colocado entre dois pinos disponíveis para o efeito. Um dos terminais do potenciómetro é colocado normalmente à tensão mais negativa. A configuração que se apresenta na figura 3.18 a) permite também minimizar o efeito de v_{os} na saída. Com efeito, aplicando o princípio da sobreposição é possível verificar que o circuito equivalente para determinar o efeito de v_{os} na tensão de saída é dado na figura 3.18 b) dado que o condensador para DC actua como um circuito aberto. Neste caso aplicando o conceito de ‘curto-circuito virtual’ e considerando que a impedância de entrada do amp-op é muito elevada conclui-se que $v_o = v_{os}$. Ou seja, não há amplificação da tensão de *offset*.

Outro dos circuitos cujo desempenho é bastante deteriorado pela tensão de *offset* é o amplificador integrador. Considere-se o circuito integrador afectado por uma tensão de *offset* tal como se indica na figura 3.19. As equações que descrevem o circuito são:

$$i_s = \frac{v_{os}}{R} \quad (3.47)$$

$$v_o(t) = v_{os} + \frac{1}{RC} \int v_{os} dt \quad (3.48)$$

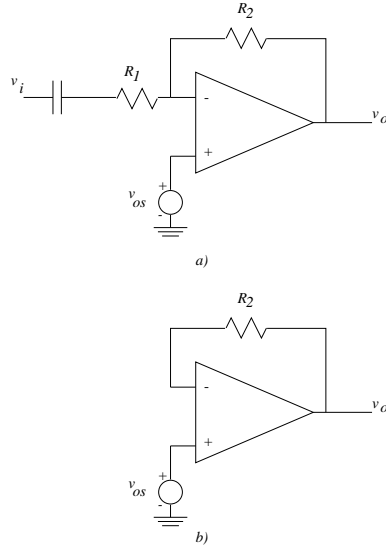


Figura 3.18: Redução da tensão de *offset* num amplificador inversor

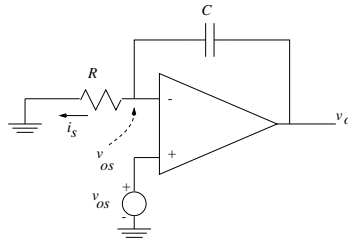


Figura 3.19: Tensão de *offset* num amplificador integrador

$$= v_{os} + \frac{1}{RC} v_{os} t \quad (3.49)$$

ou seja, a tensão de saída vem afectada por um termo de erro que aumenta linearmente com o tempo.

Uma das soluções para resolver esta situação é colocar uma resistência (R_f) em paralelo com o condensador. Neste caso é possível mostrar que

$$V_o(s) = \frac{v_{os}}{s} \left(1 + \frac{R_f}{R_1(1 + sR_fC)} \right) \quad (3.50)$$

$$(3.51)$$

O efeito de v_{os} e estado estacionário, ou seja, após os fenómenos transientes, pode ser calculado da seguinte forma:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} v_o(t) = \lim_{s \rightarrow 0} V_o(s) \quad (3.52)$$

$$= v_{os} \left(1 + \frac{R_f}{R_1} \right) \quad (3.53)$$

Note que R_f não pode ser tão pequena quanto se queira dado que, neste caso, a característica do circuito como integrador é severamente afectada. Assim esta solução apenas diminui parcialmente o efeito de v_{os} no integrador.

Correntes de *offset*

Os amplificadores operacionais independentemente de possuírem uma resistência de entrada para sinal muito elevada têm sempre correntes de entrada de polarização que, embora pequenas, não são nulas.

O fabricante dos amp-ops geralmente fornece a média da somas destas duas correntes $I_B = (I_{B1} + I_{B2})/2$ - a corrente de polarização de entrada - e a diferença entre estas duas correntes $I_{os} = |I_{B1} - I_{B2}|$. Esta vulgarmente designada por correntes de *offset*.

Para um amp-op implementado com transístores bipolares $I_b = 100$ nA e $I_{os} = 10$ nA: valores típicos. Para um amp-op implementado com transístores de efeito de campo I_B é da ordem de pico-Ampère.

Estuda-se agora o efeito destas corrente na configuração inversora. Para tal considere-se a configuração da figura 3.20. Considera-se que o amplifi-

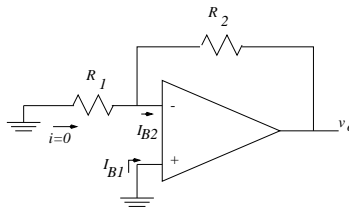


Figura 3.20: Efeito das correntes de *offset* num amplificador inversor

ador tem um ganho de tensão infinito. Neste caso tem-se que

$$v_o = R_2 I_{B2} \quad (3.54)$$

$$\simeq R_2 I_B, \quad I_{B1} \simeq I_{B2} \quad (3.55)$$

Uma das maneiras de se eliminar o efeito das corrente de *offset* na tensão de saída é inserir uma resistência R_3 , tal como se mostra na figura 3.21. Da figura tem-se que

$$I'' = \frac{R_3 I_{B1}}{R_1} \quad (3.56)$$

$$I' = I_{B2} - I_{B1} \frac{R_3}{R_1} \quad (3.57)$$

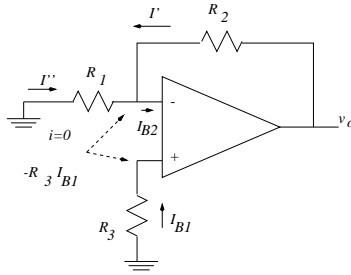


Figura 3.21: Compensação das correntes de *offset* num amplificador inversor

Ajustando $R_3/R_1 = I_{B1}/I_{B2}$ é possível anular o efeito das correntes de polarização e de *offset* na tensão de saída.

Capítulo 4

Realimentação - *Feedback*

4.1 Introdução

A maioria dos sistemas, sejam eles mecânicos, electrónicos, eléctricos, etc., são implementados usando realimentação. Com efeito, o uso de realimentação *negativa* permite, na grande maioria das situações, estabilizar o sistema em estudo. Por exemplo, e para o caso de amplificadores electrónicos, o uso de realimentação permite estabilizar o ganho do amplificador e, em certas situações, torná-lo independente dos parâmetros dos dispositivos activos (transístores) que são mais sensíveis a variações com a temperatura, polarização, etc.

Existem dois tipos de realimentação: negativa e positiva. Como já referido anteriormente, a realimentação negativa tem como vantagem, além de outras que serão discutidas em breve, a estabilização do sistema que se pretende analisar. Por outro lado, a realimentação positiva normalmente induz instabilidade num sistema - Oscilação. Por exemplo, a realização de osciladores electrónicos é conseguida aplicando realimentação positiva.

Embora a realimentação positiva tenha aplicações bastante relevantes na electrónica¹ este estudo debruça-se essencialmente na aplicação de realimentação negativa a amplificadores electrónicos. Este estudo considera inicialmente o funcionamento dos amplificadores com *feedback* às médias frequências, isto é, para frequências de operação para as quais não existem atrasos significativos no processo de realimentação. Seguidamente, e na secção (4.4), considera-se a resposta de amplificadores re-alimentados com a frequência, nomeadamente a estabilidade de amplificadores com *feedback*.

Além da estabilidade do ganho, já previamente mencionada, a reali-

¹Alguns circuitos digitais, nomeadamente os flip-flops, fazem uso da realimentação positiva !

mentação negativa proporciona também a possibilidade de se melhorar outras figuras de mérito dos amplificadores:

- Controlo da Resistência de entrada;
- Controlo da Resistência de saída;
- Aumento da Largura de Banda;
- Diminuição de não-linearidades na característica estática do ganho do amplificador

4.2 Sistema com realimentação

A figura 4.1 mostra a estrutura básica com realimentação em que os sinais x_i , x_o , x_f e x_s , podem representar tensões e/ou correntes dependendo do tipo de amplificador que se estuda. Da figura podem-se escrever as seguintes

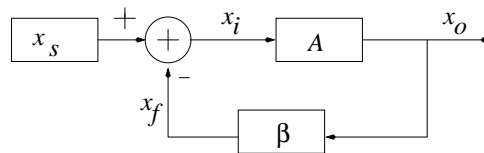


Figura 4.1: Diagrama de blocos de um sistema com realimentação

equações para o sistema em estudo:

$$x_o = Ax_i \quad (4.1)$$

$$x_i = x_s - x_f \quad (4.2)$$

$$x_f = \beta x_o \quad (4.3)$$

em que A representa o ganho em malha aberta e β é o ganho da malha de realimentação. Pode-se demonstrar que o ganho em malha fechada, x_o/x_s , é dado por:

$$A_f = \frac{x_o}{x_s} = \frac{A}{1 + \beta A} \quad (4.4)$$

Da equação (4.4) pode-se inferir que caso $A\beta \gg 1$ então

$$A_f \cong \frac{A}{\beta A} = \frac{1}{\beta} \quad (4.5)$$

ou seja, o ganho em malha fechada depende somente do ganho da malha de realimentação. Tendo em conta que na grande maioria dos casos a malha de realimentação é puramente resistiva, é fácil concluir que o ganho em malha fechada, A_f , será bastante estável e ‘fácil’ de controlar. Note-se que a estabilidade do ganho é obtida à custa de uma redução do mesmo. O circuito amplificador não-inversor que se mostra na figura 4.2 ilustra estes conceitos. As equações para este circuito são dadas por:

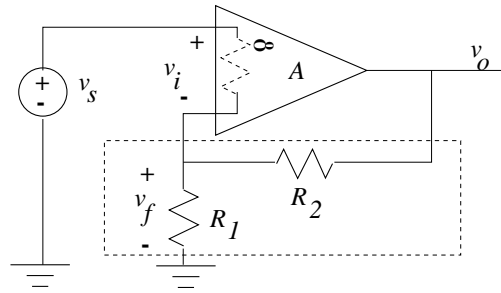


Figura 4.2: Amplificador não-inversor

$$v_o = Av_i \quad (4.6)$$

$$v_i = v_s - v_f \quad (4.7)$$

$$v_f = \beta v_o \quad (4.8)$$

$$\beta = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \quad (4.9)$$

$$A_f = \frac{A}{1 + A \frac{R_1}{R_1 + R_2}} \quad (4.10)$$

Atendendo a que o ganho em malha aberta de um amplificador operacional é muito elevado (tipicamente 10^5) então a condição $\beta A \gg 1$, satisfaz-se na grande maioria dos casos, ou seja, pode-se escrever;

$$A_f \cong \frac{1}{\beta} \quad (4.11)$$

$$= \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \quad (4.12)$$

que é um resultado já conhecido através do estudo da configuração usando teoria de análise de circuitos. Note-se que o ganho depende somente das resistências R_1 e R_2 sendo por isso um ganho estável.

Em relação ao ‘circuito’, ou estrutura com realimentação da figura 4.1 convém fazer os seguintes comentários: Implicitamente à análise efectuada

anteriormente está a condição de não haver influências mútuas entre a malha de feedback e o amplificador. Tal significa que a malha de realimentação ($\beta = x_f/x_o$) não altera o ganho em malha aberta $A = x_o/x_i$ e vice-versa. Para o caso de amplificadores electrónicos tal não acontece na grande maioria das situações (o exemplo da figura 4.2 é uma excepção) e, por isso, é necessário modelar os circuitos por forma a obterem-se circuitos equivalentes em que existe independência entre os vários elementos da estrutura de *feedback*. Este assunto é abordado de forma mais exaustiva na secção 4.3.

Estudam-se agora outras vantagens do uso de realimentação.

4.2.1 Estabilidade do ganho em malha fechada

As variações relativas do ganho em malha fechada em função das variações relativas do ganho em malha aberta podem ser calculadas através da seguinte expressão:

$$\left(\frac{dA_f}{A_f}\right) = \frac{1}{1 + \beta A} \left(\frac{dA}{A}\right) \quad (4.13)$$

Considere-se o exemplo do amplificador não inversor da figura 4.2. Caso $R_2 = 9\text{k}\Omega$ e $R_1 = 1\text{k}\Omega$ e $A = 10^5$ então $A_f = 9.999$. Caso o ganho em malha aberta varie e diminua para $A = 10^4$ então $A_f = 9.99$, ou seja o ganho em malha fechada varia de 0.09% para uma variação de 90% (!) para o ganho em malha aberta.

4.2.2 Aumento da Largura de Banda em malha fechada

A realimentação proporciona uma aumento da largura de banda. Suponha-se que o ganho em malha aberta, em função da frequência, pode ser descrito por uma função de transferência de primeira ordem:

$$A(s) = \frac{A_M}{1 + s/\omega_H} \quad (4.14)$$

O ganho em malha fechada é dado por:

$$\begin{aligned} A_f(s) &= \frac{A(s)}{1 + \beta A(s)} \\ &= \frac{A_M}{1 + \beta A_M} \times \frac{1}{1 + \frac{s}{\omega_H(1 + \beta A)}} \end{aligned} \quad (4.15)$$

Nesta análise é assumido que a malha de feedback é resistiva e, por isso, não depende da frequência. Note-se que o pólo da função de transferência

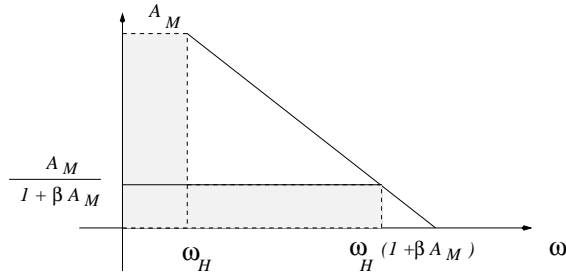


Figura 4.3: Ganho e largura de banda. Malha aberta e malha fechada

em malha fechada está localizado em $\omega_H(\beta A + 1)$ (ver figura 4.3) e que o produto ganho (médias frequências)-Largura de Banda é igual, para o caso do amplificador em malha aberta e em malha fechada.

4.2.3 Redução da não-linearidade do ganho em malha fechada

A realimentação pode reduzir significativamente a distorção de sinais causada por não-linearidades do ganho em malha aberta. Considere-se ainda o exemplo da figura 4.2. Considere-se também que o ganho do amplificador operacional é caracterizado por uma relação não linear entre a tensão de entrada e a de saída tal como se mostra na figura 4.4 a). Por razões de simplicidade considere-se a mesma relação agora aproximada por segmentos de ganhos lineares, tal como se mostra na figura 4.4 b). Considere-se ainda que $R_2 = 9\text{k}\Omega$ e $R_1 = 1\text{k}\Omega$ tal que $\beta = 0.1$. Usando a equação (4.10) é possível obter uma aproximação para o ganho em malha fechada tal como se indica na figura 4.4 c). É notório a redução bastante significativa da não-linearidade. Tal é consequência directa do facto do ganho em malha fechada depender essencialmente da malha de realimentação.

Note-se que as melhorias de várias características dos amplificadores são obtidas à custa de uma redução do ganho em malha fechada.

4.3 Topologias de realimentação

No que diz respeito a amplificadores re-alimentados existem basicamente 4 tipos de topologias:

- **Amostragem em paralelo - mistura em série** - aplicado ao amplificador de tensão ($A_v = v_o/v_s$)

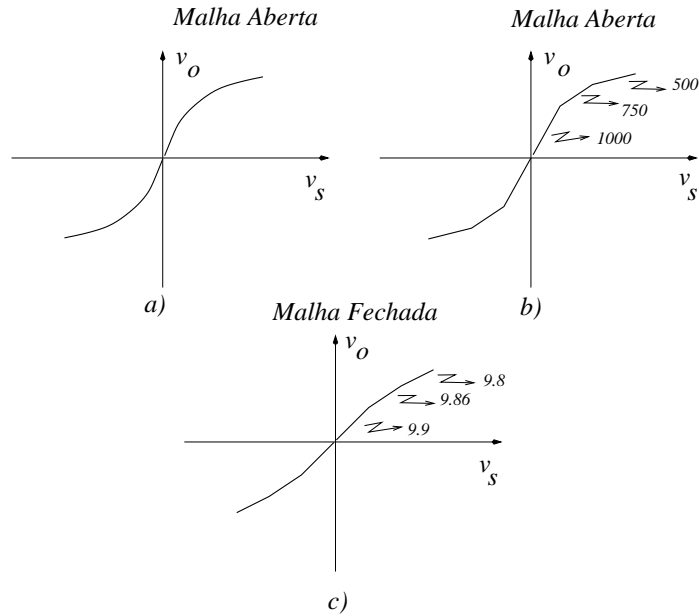


Figura 4.4: Ganho de tensão não linear

- **Amostragem em série - mistura em paralelo** - aplicado ao amplificador de corrente ($A_i = i_o/i_s$)
- **Amostragem em série - mistura em série** - aplicado ao amplificador de transconductância ($G_m = i_o/v_s$)
- **Amostragem em paralelo - mistura em paralelo** - aplicado ao amplificador de transresistência ($R_m = v_o/i_s$)

O ganho, a resistência de entrada e a resistência de saída às médias frequências de cada uma destas topologias é estudada com algum detalhe nas secções (4.3.1)-(4.3.4).

4.3.1 Amostragem em paralelo - mistura em série

Este tipo de topologia é aplicada a amplificadores de tensão. Um exemplo deste tipo de topologia foi previamente apresentado (ver figura 4.2). A figura 4.5 mostra a topologia básica de um amplificador de tensão, representado pelo modelo equivalente de *Thévenin*, re-alimentado por uma malha ideal que amostra o sinal de tensão à saída e que adiciona $-\beta v_o$ à entrada do amplificador. Pode-se verificar que, como a malha de realimentação é ideal, o ganho em malha aberta, v_o/v_i , não é alterado devido à existência da malha de *feedback*. **Somente nas situações em que a malha de**

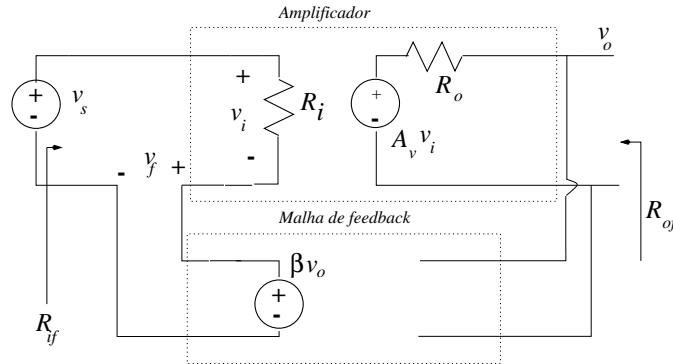


Figura 4.5: Amplificador de tensão re-alimentado. Caso ideal

realimentação não altera o ganho em malha aberta é possível a aplicação da equação genérica, expressa pela equação (4.4), para o ganho de tensão em malha fechada:

$$A_{vf} = \frac{v_o}{v_s} = \frac{A_v}{1 + \beta A_v} \quad (4.16)$$

Deixa-se como exercício para o leitor a demonstração de que a resistência de entrada e de saída tal como definidas na figura 4.5 são dadas por:

$$R_{if} = R_i(1 + \beta A_v) \quad (4.17)$$

$$R_{of} = R_o \frac{1}{1 + \beta A_v} \quad (4.18)$$

Note-se que a realimentação do amplificador de tensão aumenta a resistência de entrada e diminui a resistência de saída: características desejadas para uma amplificador de tensão.

Normalmente a fonte de sinal é caracterizada por uma resistência de saída, R_s , e o amplificador estará a fornecer sinal a uma carga R_L . Além disso, e como já referido anteriormente, a malha de *feedback* é, na grande maioria dos casos, resistiva pelo que um modelo mais realista para o amplificador re-alimentado será dado pela figura 4.6 a). Aqui a malha de realimentação é descrita por um circuito equivalente, tal como se mostra na figura 4.6 b). A fonte de corrente, $A_I I_1$, controlada pela corrente I_1 toma em consideração o facto de a malha de realimentação não ser unilateral, ou seja, parte do sinal de entrada passa para a saída directamente pela malha de realimentação. No entanto, este efeito é bastante reduzido quando comparado com a amplificação proporcionada pelo amplificador pelo que, normalmente, é desprezado. Os parâmetros que caracterizam a malha de *feedback* podem ser calculados da

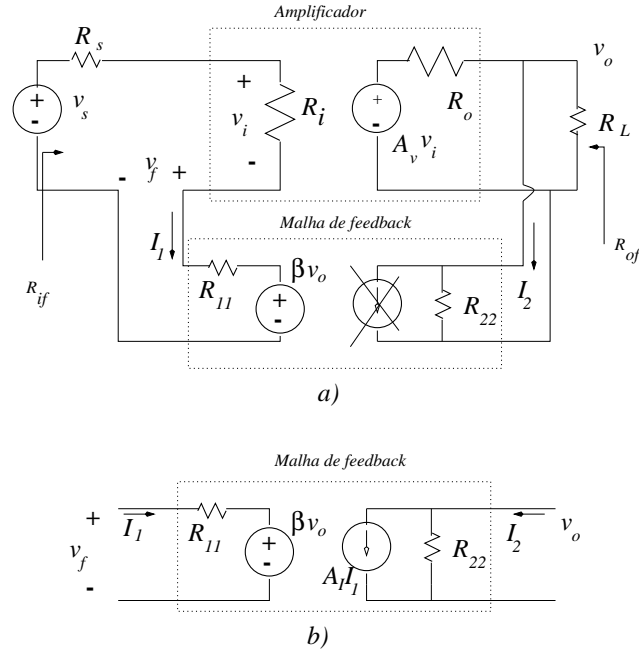


Figura 4.6: Amplificador de tensão re-alimentado

seguinte forma:

$$\beta = \left. \frac{v_f}{v_o} \right|_{I_1=0} \quad (4.19)$$

$$R_{11} = \left. \frac{v_f}{I_1} \right|_{v_o=0} \quad (4.20)$$

$$R_{22} = \left. \frac{v_o}{I_2} \right|_{I_1=0} \quad (4.21)$$

Note-se que já não é possível aplicar a equação (4.16) para determinar o ganho de tensão em malha fechada dado que o ganho v_o/v_i tal como definido na figura 4.6 a) é diferente de A_v ! Tal deve-se ao facto das resistências R_{22} e R_L , interferirem neste ganho. R_{11} e R_s também influenciam a tensão de realimentação. Assim, para se determinar o ganho em malha fechada é necessário determinar um novo circuito equivalente em malha aberta que tome em consideração o efeito das resistências R_s , R_{11} , R_L e R_{22} , tal como se ilustra na figura 4.7 a). Após o cálculo dos parâmetros do circuito equivalente (A'_v , R'_i e R'_o) de *Thévenin* ilustrado na figura 4.7 b) é então possível aplicar a equação (4.4) para determinar o ganho de tensão, a resistência de entrada e a resistência de saída em malha fechada;

$$A_{vf} = \frac{v_o}{v_s} = \frac{A'_v}{1 + \beta A'_v} \quad (4.22)$$

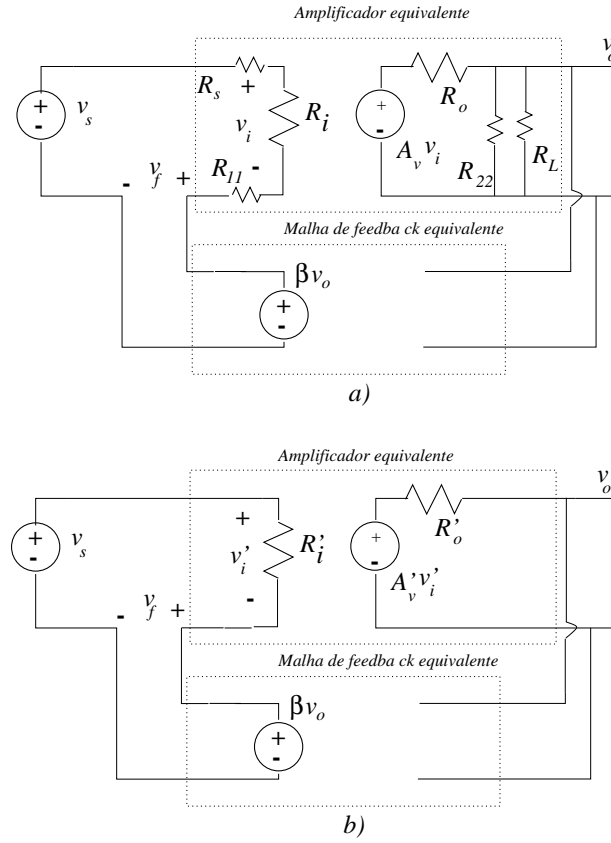


Figura 4.7: Amplificador de tensão re-alimentado. Circuitos equivalentes

$$R_{if} = R'_i(1 + \beta A'_v) \quad (4.23)$$

$$R_{of} = \frac{R'_o}{1 + \beta A'_v} \quad (4.24)$$

Note-se que R_{if} e R_{of} incluem R_s e R_L !

Considere-se o exemplo do amplificador de tensão re-alimentado que se mostra na figura 4.8 a). O circuito equivalente para sinal às médias frequências é mostrado na figura 4.8 b). Neste último tem-se que:

$$R_{B1} = R_{01} || R_{02} \quad (4.25)$$

$$R'_{C1} = R_3 || R_4 || R_{C1} \quad (4.26)$$

$$R'_{C2} = R_L || R_{C2} \quad (4.27)$$

O circuito equivalente em malha aberta, considerando o efeito resistivo imposto pela malha de feedback, por R_s e R_L , é mostrado na figura 4.9 b). A figura 4.9 a) ilustra o modelo equivalente para o circuito de realimentação.

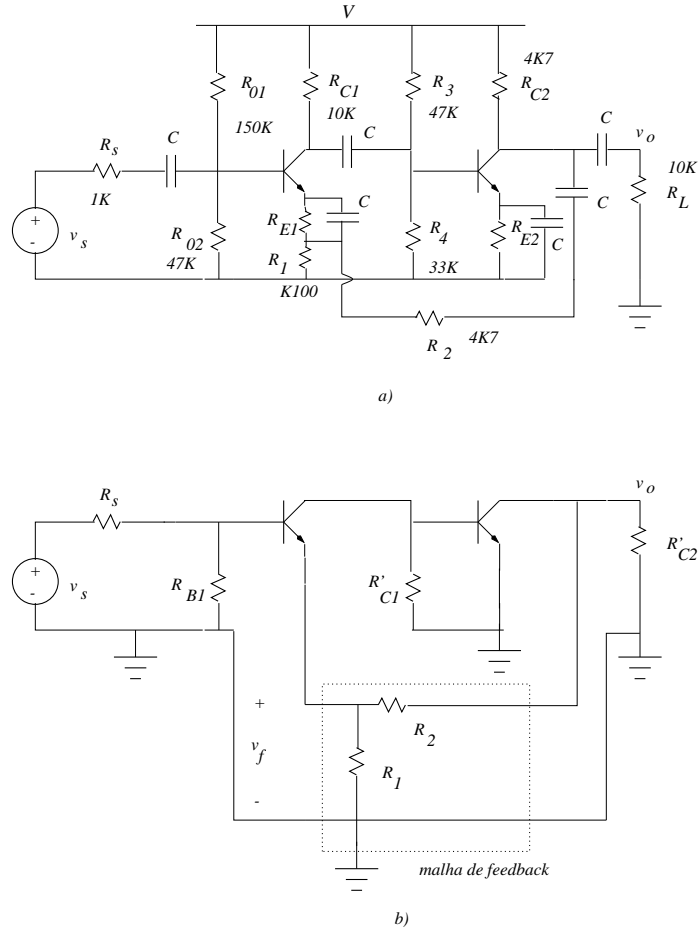


Figura 4.8: Amplificador de tensão re-alimentado

De acordo com as equações (4.19), (4.20) e (4.21) tem-se que:

$$\beta = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \quad (4.28)$$

$$R_{11} = R_1 || R_2 = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \quad (4.29)$$

$$R_{22} = R_1 + R_2 \quad (4.30)$$

Assim, analisando o circuito da figura 4.9 b) pode-se calcular o ganho de tensão, A'_v , a resistência de entrada, R'_i , e a resistência de saída, R'_o , do circuito equivalente em malha aberta - considerando o efeito resistivo da malha de realimentação e o efeito de R_s e R_L . Seguidamente, e porque agora se tem um circuito equivalente do género daquele representado na figura 4.7 b), é possível aplicarem-se as equações (4.22), (4.23) e (4.24) para

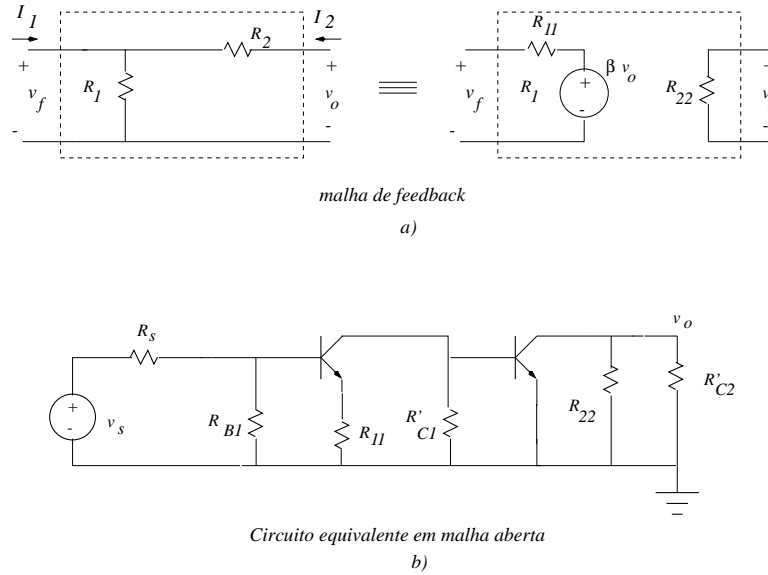


Figura 4.9: Circuito equivalente às médias frequências do amplificador de tensão re-alimentado

se obter o ganho de tensão em malha fechada, a resistência de entrada em malha fechada e resistência de saída em malha fechada, respectivamente.

Analisando o circuito da figura 4.9 b) tem-se que:

$$\begin{aligned}
 A'_v &= \frac{v_o}{v_s} \\
 &\cong g_{m2}(R_{22} \parallel R'_{C2}) \frac{r_{\pi 2} \parallel R'_{C1}}{R_{11} + r_{E1}} \frac{R_{eq} \parallel R_{B1}}{(R_{eq} \parallel R_{B1}) + R_s} \\
 R_{eq} &= (r_{E1} + R_{11})(\beta + 1)
 \end{aligned}$$

Sabendo que o ganho de corrente dos transístores é $\beta = 100$ e que a corrente de colector dos transístores é $I_C = 2 \text{ mA}$ tem-se que:

$$\begin{aligned}
 g_{m1} &= g_{m2} = 80 \text{ mA/V} \\
 r_{\pi 1} &= r_{\pi 2} = 1.25 \text{ k}\Omega \\
 r_{E1} &= r_{E2} = 12.5 \text{ }\Omega \\
 A'_v &\cong 80 \times 1.9 \times \frac{1.25}{0.135} \times \frac{9.7}{9.7 + 1} \\
 A'_v &\cong 1300 \\
 R_{eq} &= 13.5 \text{ k}\Omega
 \end{aligned}$$

A resistência de entrada em malha aberta e resistência de saída em malha

aberta são dadas por:

$$\begin{aligned} R'_i &= R_s + (R_{eq} || R_{B1}) \\ &\cong 10.7 \text{ k}\Omega \\ R'_o &= R'_{C2} || R_{22} \\ &\cong 1.9 \text{ k}\Omega \end{aligned}$$

É possível determinar as características do amplificador em malha fechada:

$$\begin{aligned} A_{vf} &= \frac{A'_v}{A'_v \beta + 1} \\ A_{vf} &\cong 1300/28 \cong 46 \\ R_{if} &= R'_i (1 + \beta A_v) \\ R_{if} &\cong 13.5 \times 28 \cong 378 \text{ k}\Omega \\ R_{of} &= R'_o \frac{1}{1 + \beta A_v} \\ R_{of} &\cong 1.9/28 \cong 238 \Omega \end{aligned}$$

Note-se que $1/\beta = 48$.

Tal como esperado, conseguiu-se uma aumento da resistência de entrada e uma diminuição da resistência de saída à custa de uma diminuição do ganho de tensão.

4.3.2 Amostragem em série - mistura em paralelo

A topologia de realimentação **amostragem em série - mistura em paralelo** aplica-se a amplificadores de corrente. A figura 4.10 mostra a topologia básica de um amplificador de corrente re-alimentado com uma malha

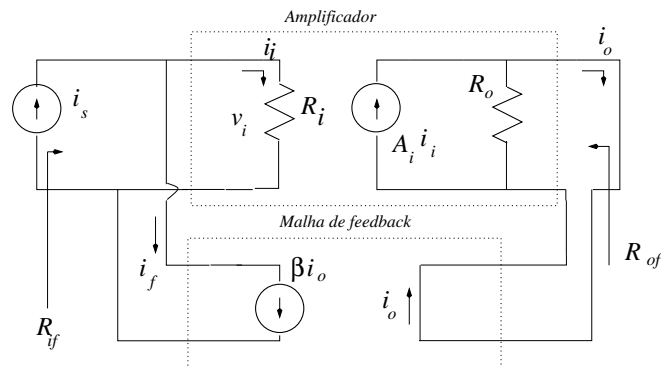


Figura 4.10: Amplificador de corrente com realimentação-Caso ideal

de *feedback* ideal. Dado que o amplificador de corrente, tal como o nome indica, amplifica sinais de corrente, este é representado pelo modelo equivalente de *Norton*. O circuito de realimentação amostra o sinal de saída, i_o (sinal de corrente) e mistura um sinal de *feedback*, i_f , proporcional à corrente de saída, ou seja, βi_o . Tal como para o caso anterior, amplificador de tensão, é possível verificar que, como a malha de realimentação é ideal, o ganho em malha aberta, $A_i = i_o/i_i$, não é alterado devido à existência da malha de *feedback*. Nestes termos é possível a aplicação da equação genérica, expressa pela equação (4.4), agora para o ganho de corrente em malha fechada:

$$A_{if} = \frac{i_o}{i_s} = \frac{A_i}{1 + \beta A_i} \quad (4.31)$$

Deixa-se como exercício para o leitor a demonstração de que resistência de entrada e de saída, tal como definidas na figura 4.10, são dadas por:

$$R_{if} = \frac{R_i}{1 + \beta A_i} \quad (4.32)$$

$$R_{of} = R_o(1 + \beta A_i) \quad (4.33)$$

Note-se que a realimentação do amplificador diminui a resistência de entrada e aumenta a resistência de saída: requisitos desejáveis para um amplificador de corrente.

Considere-se agora o caso real em que a fonte de sinal é caracterizada por uma resistência de saída, R_s , e também que o amplificador está a fornecer o sinal de corrente amplificado a uma carga R_L . Considere-se também que a malha de *feedback* é resistiva de modo que o modelo mais apropriado para o amplificador re-alimentado pode ser dado pelo quadripólo equivalente que se mostra na figura 4.11 a). A fonte de tensão controlada por tensão do quadripólo toma em consideração o facto de a malha de realimentação não ser unilateral, ou seja, parte do sinal de entrada passa para a saída directamente pela malha de realimentação. No entanto, este efeito é bastante reduzido quando comparado com a amplificação proporcionada pelo amplificador pelo que, normalmente, é desprezado. Os parâmetros que caracterizam o quadripólo são obtidos através das seguintes equações:

$$R_{11} = \left. \frac{v_1}{i_f} \right|_{i_o=0} \quad (4.34)$$

$$R_{22} = \left. \frac{v_2}{i_o} \right|_{v_1=0} \quad (4.35)$$

$$\beta = \left. \frac{i_f}{i_o} \right|_{v_1=0} \quad (4.36)$$

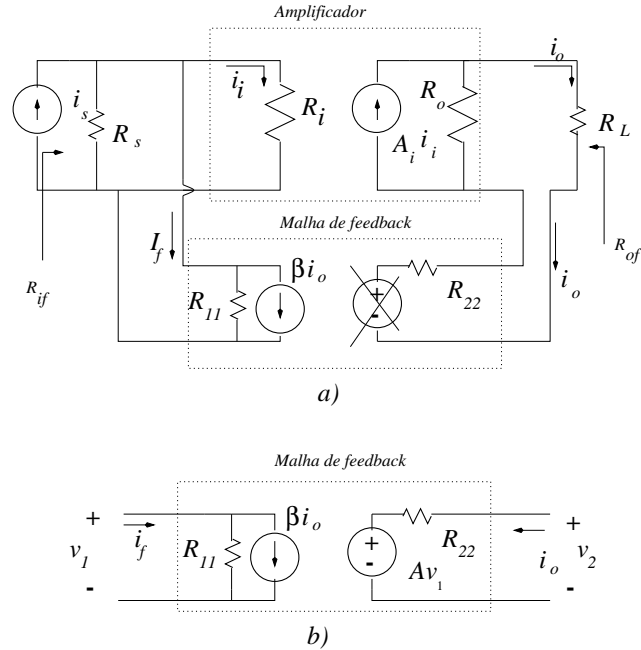


Figura 4.11: Amplificador de corrente re-alimentado

É possível agora determinar um circuito amplificador equivalente em malha aberta que inclui o efeito das resistências R_{11} , R_{22} , R_s e R_L . Este é mostrado na figura 4.12. Dado que o circuito equivalente com realimentação da figura 4.12 b) exhibe agora independência entre a malha de realimentação, a fonte de sinal e o amplificador é possível obterem-se os parâmetros para o circuito amplificador de corrente fazendo uso das equações (4.31-4.33):

$$A_{if} = \frac{i_o}{i_s} = \frac{A'_i}{1 + \beta A'_i} \quad (4.37)$$

$$R_{if} = \frac{R'_i}{1 + \beta A'_i} \quad (4.38)$$

$$R_{of} = R'_o(1 + \beta A'_i) \quad (4.39)$$

Considere-se o exemplo do amplificador de corrente re-alimentado que se mostra na figura 4.13 a). O circuito equivalente para sinal às médias frequências é mostrado na figura 4.13 b) donde se pode observar que a grandeza amostrada pela malha de *feedback* é uma corrente. Na verdade a corrente amostrada pela malha de *feedback* é aproximadamente igual a i_o , dado que a corrente de emissor é aproximadamente igual à corrente de coletor. Deste circuito também se conclui que os parâmetros que caracterizam o

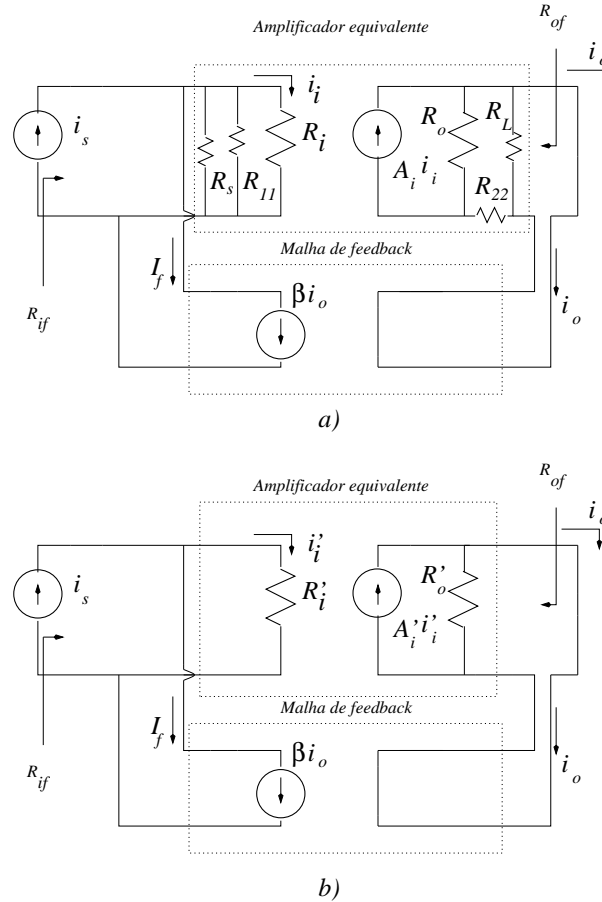


Figura 4.12: Amplificador de corrente re-alimentado

quadripólo (eq.4.34-4.36) são dados por:

$$R_{11} = R_f + R_{E2} \quad (4.40)$$

$$R_{22} = R_f || R_{E2} \quad (4.41)$$

$$\beta = -\frac{R_{E2}}{R_{E2} + R_f} \quad (4.42)$$

O circuito equivalente, para sinal às médias frequências, em malha aberta que toma em consideração o efeito resistivo da malha de *feedback* é mostrado na figura 4.14. O ganho de corrente, a resistência de entrada e a resistência de saída deste amplificador (em malha aberta) podem ser obtidos da seguinte forma:

$$A'_i = \frac{i_o}{i_s} = \frac{i_o}{i_3} \frac{i_3}{i_2} \frac{i_2}{i_1} \frac{i_1}{i_s} \quad (4.43)$$

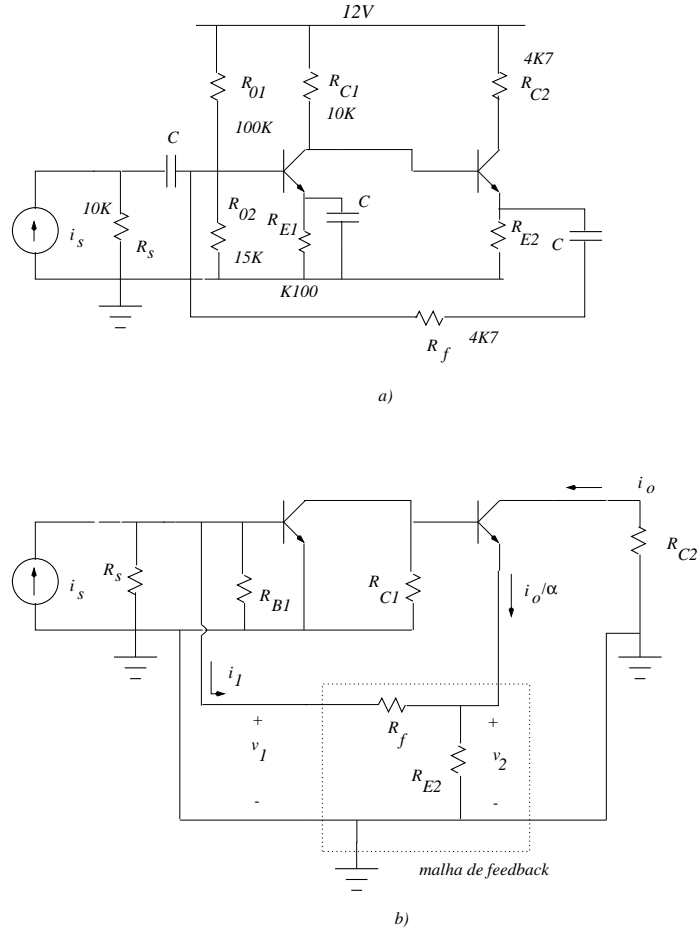


Figura 4.13: Amplificador de corrente re-alimentado

$$= -g_{m2}r_{\pi2} \frac{R_{C1}}{R_{C1} + R_b} g_{m1}r_{\pi1} \frac{R_a}{R_a + r_{\pi1}} \quad (4.44)$$

$$R_a = R_s || (R_f + R_{E2}) || R_{B1} \quad (4.45)$$

$$R_b = r_{\pi2} + (\beta + 1)[R_f || R_{E2}] \quad (4.46)$$

$$R'_i = R_s || (R_f + R_{E2}) || R_{B1} || r_{\pi} \quad (4.47)$$

$$R'_o = R_{C2} || R_f || R_{E2} \quad (4.48)$$

Podem-se agora aplicar as equações (4.37)-(4.39) e (4.42) para se obterem o ganho de corrente, a resistência de entrada e a resistência de saída do amplificador com realimentação.

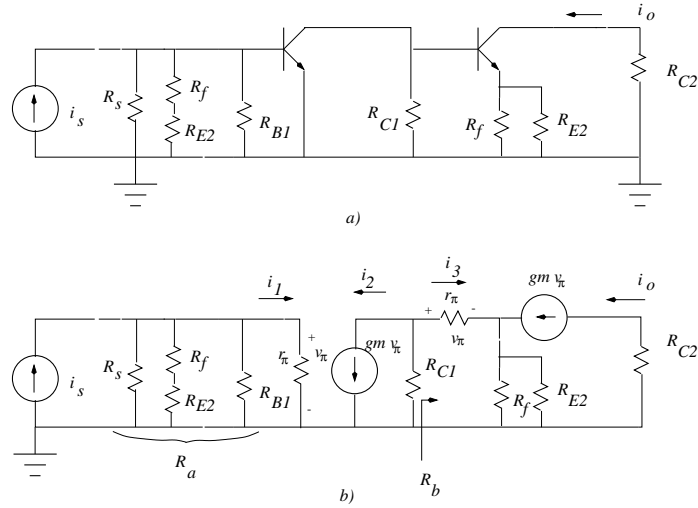


Figura 4.14: Modelo equivalente do amplificador de corrente em malha aberta

4.3.3 Amostragem em paralelo - mistura em paralelo

A topologia de realimentação **amostragem em paralelo - mistura em paralelo** aplica-se a amplificadores de transresistência. O amplificador de transresistência amplifica sinais de corrente que, à saída, estão disponíveis sob forma de sinal de tensão. Assim, o ganho, que traduz a amplificação do sinal de corrente para o sinal de tensão, tem dimensões de resistência. Dado que a grandeza de entrada é uma corrente e a grandeza de saída é uma tensão a fonte de sinal de entrada é representada pelo equivalente de *Norton* e a saída do amplificador é representado pelo equivalente de *Thévenin*.

A figura 4.15 mostra a topologia básica de um amplificador de transre-

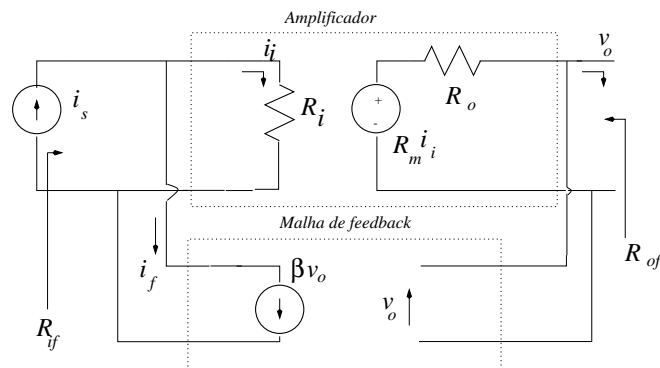


Figura 4.15: Amplificador de transresistência com realimentação-Caso ideal
 sistência re-alimentado com uma malha de *feedback* ideal. Considera-se ainda

que a fonte de sinal é ideal, ou seja, a fonte de corrente tem uma resistência de saída infinita. O circuito de realimentação amostra o sinal de saída, v_o (sinal de tensão) e mistura um sinal de *feedback*, i_f , proporcional à tensão de saída, ou seja, βv_o . Note-se que β tem dimensões de uma condutância. Tal como para os amplificadores estudados anteriormente é possível verificar que, como a malha de realimentação é ideal, o ganho em malha aberta, $R_m = v_o/i_i$, não é alterado devido à existência da malha de *feedback*. Nestas condições é possível demonstrar que o ganho de transresistência, R_{mf} , a resistência de entrada, R_{if} , e a resistência de saída, R_{of} , do amplificador re-alimentado são dados por:

$$R_{mf} = \frac{v_o}{i_s} = \frac{R_m}{1 + \beta R_m} \quad (4.49)$$

$$R_{if} = \frac{R_i}{1 + \beta R_m} \quad (4.50)$$

$$R_{of} = \frac{R_o}{1 + \beta R_m} \quad (4.51)$$

Note-se que a realimentação do amplificador diminui a resistência de entrada e também diminui a resistência de saída: requisitos desejáveis para um amplificador de transresistência.

Numa situação real a fonte de sinal é caracterizada por uma resistência de saída, R_s , e o amplificador está a fornecer o sinal a uma carga R_L . Além disso, a malha de *feedback* é resistiva de modo que o modelo mais apropriado para o amplificador re-alimentado pode ser dado pelo quadripólo equivalente que se mostra na figura 4.16. Tal como para os amplificadores estudados anteriormente, a fonte de sinal (Gv_1) que toma em consideração o facto de a malha de realimentação não ser unilateral é desprezada. Os parâmetros que caracterizam o quadripólo são obtidos através das seguintes equações:

$$R_{11} = \left. \frac{v_1}{i_f} \right|_{v_o=0} \quad (4.52)$$

$$R_{22} = \left. \frac{v_o}{i_2} \right|_{v_1=0} \quad (4.53)$$

$$\beta = \left. \frac{i_f}{v_o} \right|_{v_1=0} \quad (4.54)$$

É possível agora determinar um circuito amplificador equivalente em malha aberta que inclui o efeito das resistências R_{11} , R_{22} , R_s e R_L re-alimentado por uma malha de *feedback* ideal. Tal circuito mostra-se na figura 4.17.

Dado que o circuito equivalente com realimentação da figura 4.17 b) exhibe agora independência entre a malha de realimentação, a fonte de sinal e o

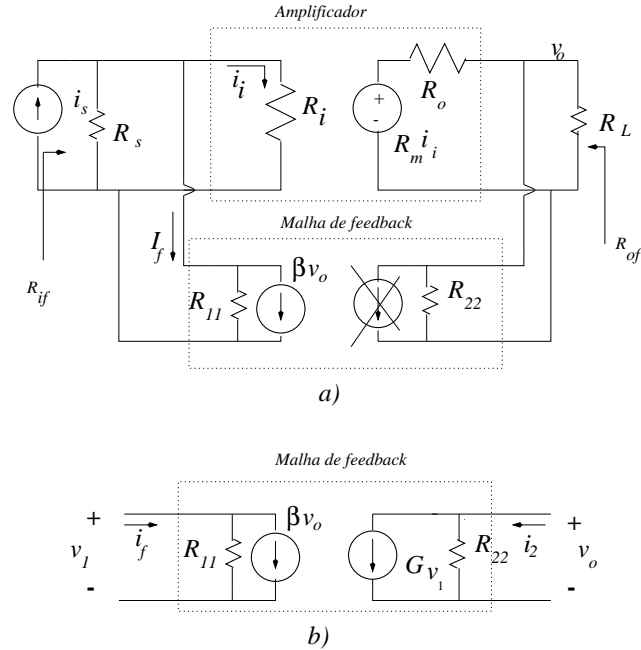


Figura 4.16: Amplificador de transresistência com realimentação-Caso real

amplificador é possível obterem-se os parâmetros para o circuito amplificador de corrente fazendo uso das equações (4.49-4.51):

$$R_{mf} = \frac{v_o}{i_s} = \frac{R'_m}{1 + \beta R'_m} \quad (4.55)$$

$$R_{if} = \frac{R'_i}{1 + \beta R'_m} \quad (4.56)$$

$$R_{of} = \frac{R'_o}{1 + \beta R'_m} \quad (4.57)$$

Aplicam-se agora estes conceitos ao amplificador de transresistência que se mostra na figura 4.18 Deste circuito pode concluir-se que os parâmetros que caracterizam o quadripólo (eq.4.52-4.54) são dados por:

$$R_{11} = R_f \quad (4.58)$$

$$R_{22} = R_f \quad (4.59)$$

$$\beta = -\frac{1}{R_f} \quad (4.60)$$

O circuito equivalente, para sinal às médias frequências, em malha aberta que toma em consideração o efeito resistivo da malha de *feedback* é mostrado na figura 4.19. O ganho de transresistência, a resistência de entrada e a

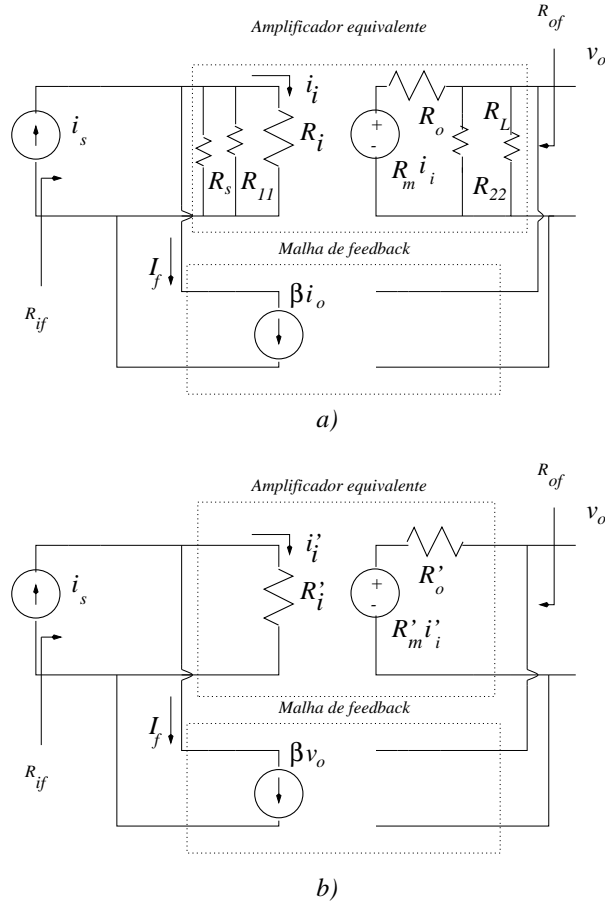


Figura 4.17: Amplificador de transresistência: circuito equivalente

resistência de saída deste amplificador (em malha aberta) podem ser obtidos da seguinte forma:

$$R'_m = \frac{v_o}{i_s} = \frac{v_o v_i}{v_i i_s} = -g_m (R_f || R_{C1}) (r_\pi || R_s || R_f) \quad (4.61)$$

$$R'_i = R_s || R_f || r_\pi \quad (4.62)$$

$$R'_o = R_{C1} || R_f \quad (4.63)$$

Aplicando as equações (4.55)-(4.57) e (4.60) obtém-se o ganho de transresistência, a resistência de entrada e a resistência de saída do amplificador com realimentação.

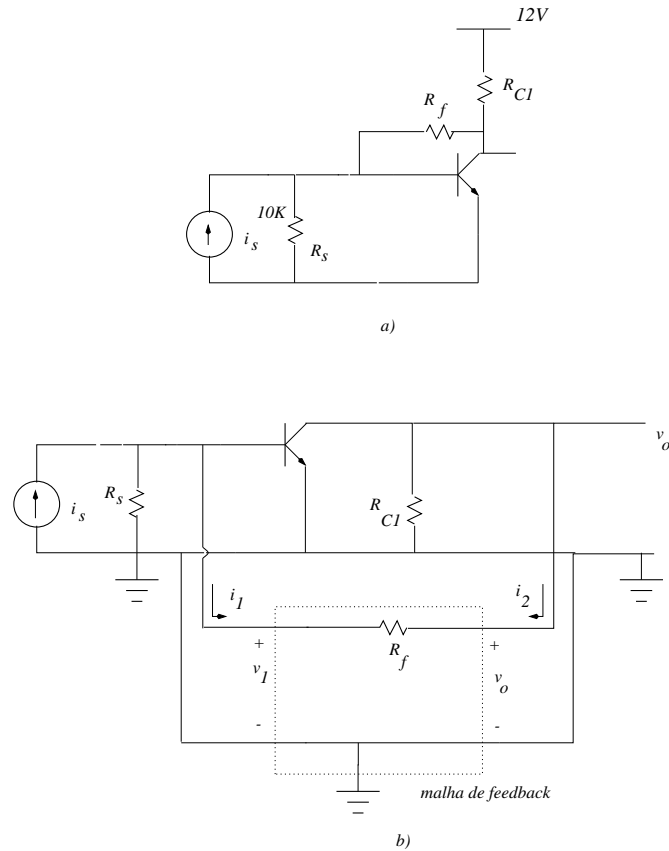


Figura 4.18: Amplificador de transresistência

4.3.4 Amostragem em série - mistura em série

A topologia de realimentação **amostragem em série - mistura em série** aplica-se a amplificadores de transcondutância. Este tipo de amplificadores usa-se para amplificar sinais de tensão e transformá-los em sinais de corrente. Assim, o ganho, que traduz a amplificação do sinal de tensão para o sinal de corrente, tem dimensões de condutância. Dado que a grandeza de entrada é uma tensão e a grandeza de saída é uma corrente a fonte de sinal de entrada é representada pelo equivalente de *Thévenin* e a saída do amplificador é representado pelo equivalente de *Norton*.

A figura 4.20 mostra a topologia básica de um amplificador de transcondutância re-alimentado com uma malha de *feedback* ideal. Considera-se ainda que a fonte de sinal é ideal, ou seja, a fonte de tensão tem uma resistência de saída nula. O circuito de realimentação amostra o sinal de saída, i_o (sinal de corrente) e mistura um sinal de *feedback*, v_f , proporcional à corrente de saída, ou seja, βi_o . Note-se que β tem dimensões de uma resistência.

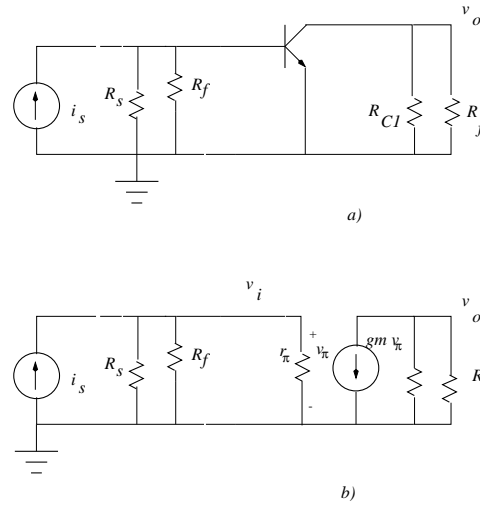


Figura 4.19: Modelo equivalente do amplificador de transresistência em malha aberta

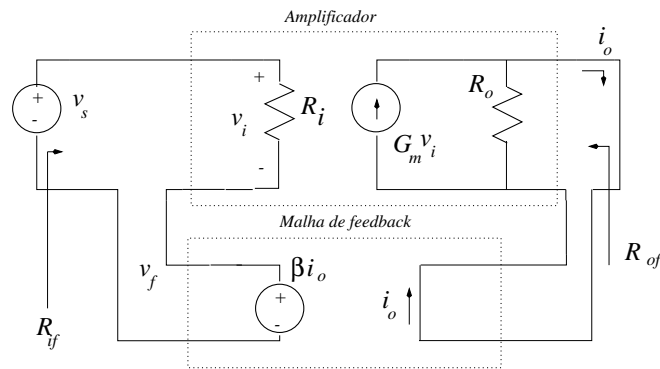


Figura 4.20: Amplificador de transcondutância com realimentação-Caso ideal

Tal como para os amplificadores estudados anteriormente é possível verificar que, como a malha de realimentação é ideal, o ganho em malha aberta, $G_m = i_o/v_i$, não é alterado devido à existência da malha de *feedback*. Nestes termos é possível determinar o ganho de transcondutância, a resistência de entrada e a resistência de saída em malha fechada:

$$G_{mf} = \frac{i_o}{v_s} = \frac{G_m}{1 + \beta G_m} \tag{4.64}$$

$$R_{if} = R_i(1 + \beta G_m) \tag{4.65}$$

$$R_{of} = R_o(1 + \beta G_m) \tag{4.66}$$

As equações anteriores indicam que este tipo de realimentação proporciona um aumento da resistência de entrada e aumenta a resistência de saída:

requisitos desejáveis para um amplificador de transcondutância.

Considere-se agora o caso real, ou seja, a fonte de sinal é caracterizada por uma resistência de saída, R_s e o amplificador está a fornecer o sinal de corrente amplificado a uma carga R_L . A malha de *feedback* é resistiva de modo que o modelo mais apropriado para o amplificador re-alimentado pode ser dado pelo quadripólo equivalente que se mostra na figura 4.21 a). Tal como para os amplificadores estudados anteriormente, a fonte de sinal (Ri_1) que toma em consideração o facto de a malha de realimentação não ser unilateral é desprezada.

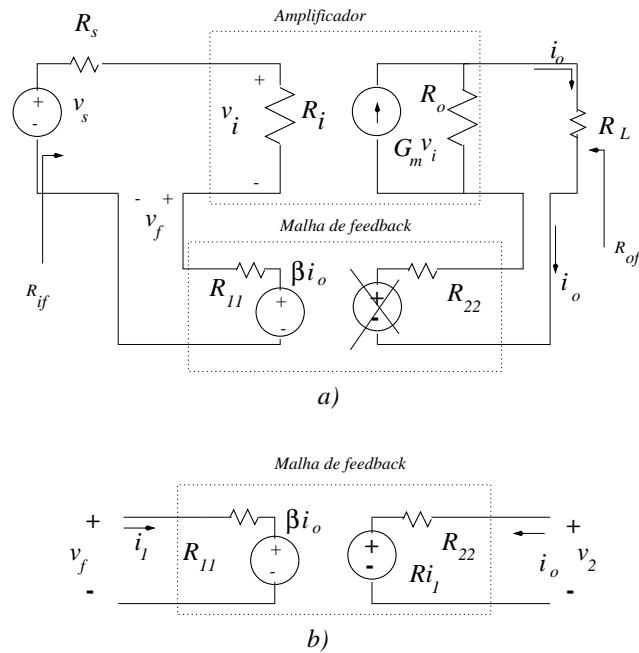


Figura 4.21: Amplificador de transcondutância re-alimentado: Caso real

Os parâmetros do quadripólo da figura 4.21 b) são obtidos através das seguintes equações:

$$R_{11} = \left. \frac{v_f}{i_1} \right|_{i_o=0} \quad (4.67)$$

$$R_{22} = \left. \frac{v_2}{i_o} \right|_{i_1=0} \quad (4.68)$$

$$\beta = \left. \frac{v_f}{i_o} \right|_{i_1=0} \quad (4.69)$$

É possível agora determinar um circuito amplificador equivalente em malha aberta que inclui o efeito das resistências R_{11} , R_{22} , R_s e R_L . Este é mostrado

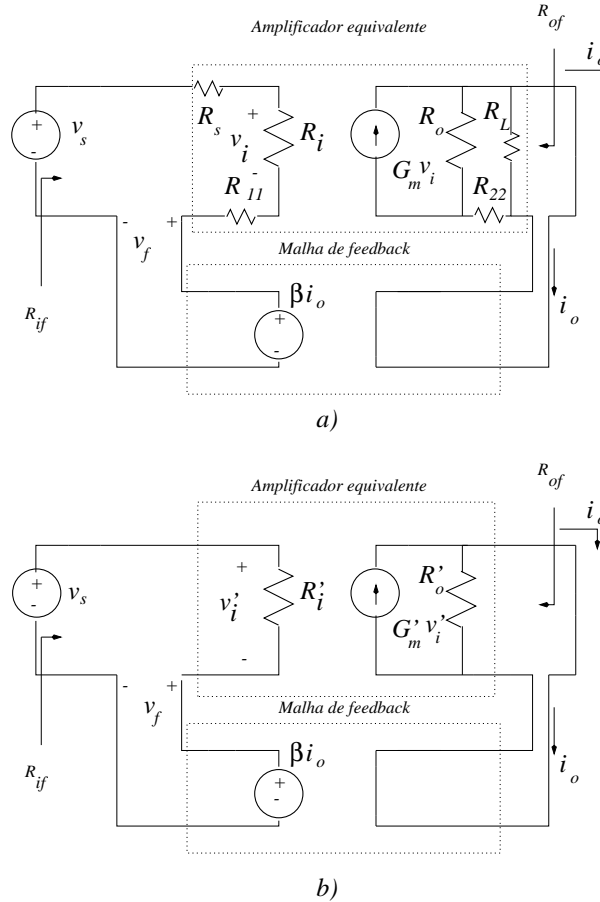


Figura 4.22: Amplificador de transcondutância re-alimentado: Caso real

na figura 4.22. Dado que o circuito equivalente com realimentação da figura 4.22 b) exhibe agora independência entre a malha de realimentação, a fonte de sinal e o amplificador é possível obterem-se os parâmetros para o circuito amplificador de transcondutância fazendo uso das equações (4.31-4.66):

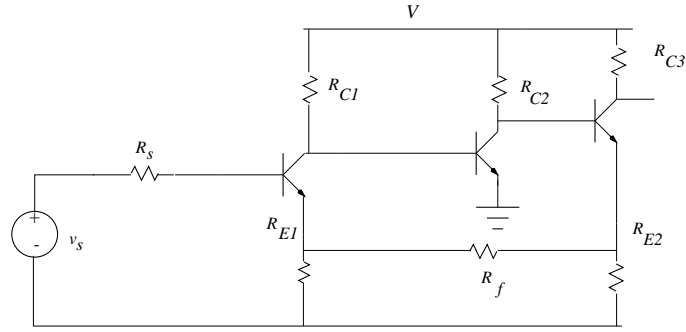
$$G_{mf} = \frac{i_o}{v_s} = \frac{G'_m}{1 + \beta G'_m} \quad (4.70)$$

$$R_{if} = R'_i(1 + \beta G'_m) \quad (4.71)$$

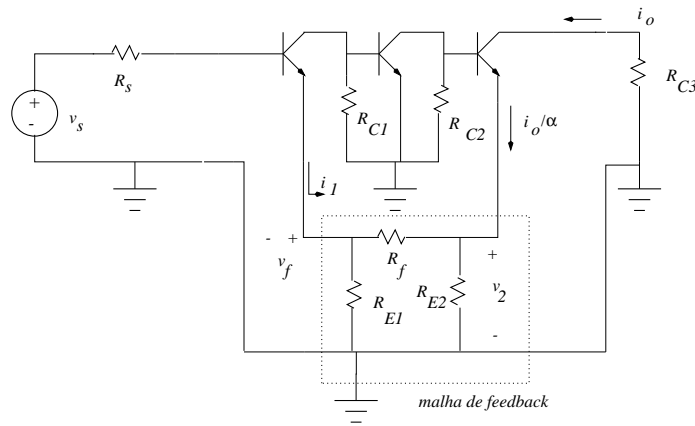
$$R_{of} = R'_o(1 + \beta G'_m) \quad (4.72)$$

A figura 4.23 mostra um circuito amplificador de transcondutância com realimentação. Por simplicidade a figura omite as resistências de polarização. Deste circuito podem-se calcular os parâmetros que caracterizam o quadripólo (eq. 4.67-4.69). Estes são dados por:

$$R_{11} = R_{E1} || (R_f + R_{E2}) \quad (4.73)$$



a)



b)

Figura 4.23: Amplificador de transcondutância re-alimentado

$$R_{22} = R_{E2} || (R_f + R_{E1}) \quad (4.74)$$

$$\beta = \frac{R_{E2} R_{E1}}{R_{E2} + R_{E1} + R_f} \quad (4.75)$$

O circuito equivalente, para sinal às médias frequências, em malha aberta que toma em consideração o efeito resistivo da malha de *feedback* é mostrado na figura 4.24. O ganho de transcondutância, a resistência de entrada e a resistência de saída deste amplificador (em malha aberta) podem ser obtidos da seguinte forma:

$$G_{mf} = \frac{i_o}{v_s} = \frac{i_o}{i_5} \frac{i_5}{i_4} \frac{i_4}{i_3} \frac{i_3}{i_2} \frac{i_2}{i_1} \frac{i_1}{v_s}$$

$$\frac{i_o}{i_5} = \beta_3 \quad (4.76)$$

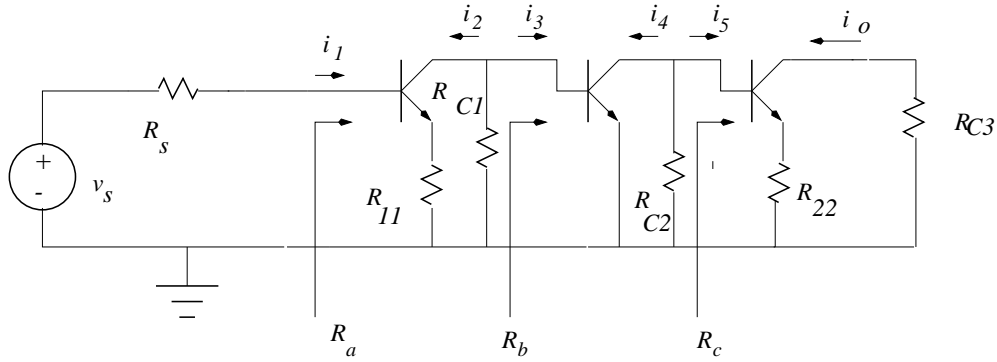


Figura 4.24: Modelo equivalente do amplificador de transcondutância em malha aberta

$$\frac{i_5}{i_4} = -\frac{R_{C2}}{R_{C2} + R_c} \quad (4.77)$$

$$\frac{i_4}{i_3} = \beta_2 \quad (4.78)$$

$$\frac{i_3}{i_2} = -\frac{R_{C1}}{R_{C1} + R_b} \quad (4.79)$$

$$\frac{i_2}{i_1} = \beta_1 \quad (4.80)$$

$$\frac{i_1}{v_s} = \frac{1}{R_s + R_a} \quad (4.81)$$

$$R_a = (\beta_1 + 1)R_{11} + r_{\pi 1} \quad (4.82)$$

$$R_b = r_{\pi 2} \quad (4.83)$$

$$R_c = (\beta_3 + 1)R_{22} + r_{\pi 3} \quad (4.84)$$

$$R_{if} = R_s + R_a \quad (4.85)$$

$$R_{of} \cong R_{C3} \quad (4.86)$$

Aplicando as equações (4.70)-(4.72) e (4.75) obtém-se o ganho de transcondutância, a resistência de entrada e a resistência de saída do amplificador com realimentação.

4.4 Estabilidade de amplificadores com *feedback*

No estudo anterior considerou-se o efeito da realimentação às médias frequências², o que implica a não existência de atrasos de fase significativos entre a entrada e a saída do amplificador. No entanto, a localização dos pólos de um amplificador³ pode levar a que quando se usa realimentação, este instabilize e oscile.

Para se compreender qualitativamente o problema considere-se a situação do amplificador de tensão da figura 4.25 em que o ganho do amplificador, devido à existência de dois ou mais pólos⁴, introduz um atraso de fase de π à

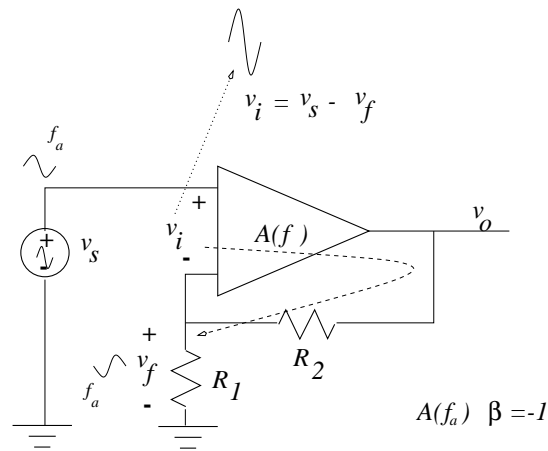


Figura 4.25: Amplificador re-alimentado com instabilidade

frequência f_a . Suponha-se também que para $f = f_a$ o produto do módulo do ganho do amplificador em malha aberta, $|A(f_a)|$, com o módulo do ganho da malha de feedback, $|\beta|$, é unitário. Para estas condições pode-se constatar que um sinal v_s com esta frequência (f_a) reaparece à saída da malha de *feedback* com inversão de fase mas com a mesma amplitude. Assim, o sinal v_i , que é a diferença entre v_s e v_f , duplica a sua amplitude e reaparece novamente à saída da malha de *feedback* com essa mesma amplitude e com a fase invertida. O processo de regeneração do sinal repete-se causando instabilidade e, conseqüentemente, oscilação.

²Recorde-se que às médias frequências as capacidades parasitas dos BJTs são circuitos abertos

³Este estudo considera que a malha de realimentação é resistiva de modo que β não depende da frequência.

⁴Um pólo introduz um atraso de fase que tende assintoticamente para $\pi/2$ para frequências superiores à frequência do pólo!

Condições para a existência de instabilidade

As condições para a existência de oscilação num amplificador, já mencionadas anteriormente de uma forma qualitativa, podem ser expressas matematicamente através das seguintes expressões:

$$|\beta A(s)| = 1 \quad (4.87)$$

$$\arg(\beta A(s)) = \pi \quad (4.88)$$

em que $A(s)$ representa o ganho em malha aberta em função da frequência ($s = j\omega$) e β representa o ganho da malha de realimentação. Assim, a existência de instabilidade de um amplificador re-alimentado pode ser investigada, por exemplo, determinando a frequência para a qual a equação (4.87) se verifica e se, para essa frequência, o atraso de fase de $\beta A(s)$ é de $180^\circ - \pi$ (equação 4.88)

Estudo da estabilidade com diagramas de *Bode*

O método proposto anteriormente para estudar a estabilidade de um amplificador implica a resolução da equação (4.87) que na maioria dos casos é um exercício moroso. Uma outra forma de investigar a estabilidade de um amplificador re-alimentado que é bastante mais prática envolve o uso de diagramas de *Bode*.

Aplicando logaritmos à equação (4.87) tem-se que:

$$20 \log [A(s)] = 20 \log \left(\frac{1}{\beta} \right) \quad (4.89)$$

A equação (4.89) indica que a frequência para a qual $|\beta A(s)| = 1$ pode ser determinada examinando a frequência para a qual os diagramas de *Bode* de $A(s)$ e de $1/\beta$ se interceptam. Por outro lado, como somente $A(s)$ depende da frequência, examinando o atraso de fase de $A(s)$ é possível determinar qual o atraso de fase para essa frequência. Este processo é descrito na figura 4.26 onde se consideram dois casos. Para o caso a) é possível constatar que o atraso de fase para a frequência para a qual a equação (4.89) se verifica é inferior a 180 graus pelo que o amplificador é estável. Por outro lado, na situação b) o atraso de fase para a frequência para a qual a equação (4.89) se verifica é superior a 180 graus pelo que o sistema é instável. Note-se que para o caso a) é possível estabelecer uma margem de ganho e uma margem de fase. A margem de ganho define-se como a diferença entre o ganho $1/\beta$ e o ganho de $|A(s)|$ para o qual a fase correspondente é 180 graus. A margem de fase define-se como a diferença entre a fase de $A(s)$ para a frequência a

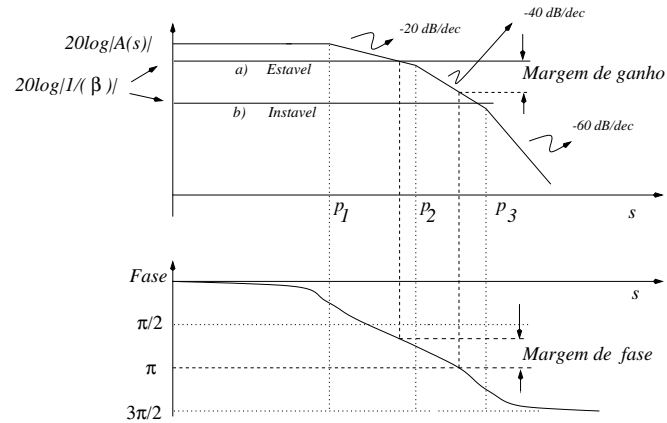


Figura 4.26: Diagramas de *Bode*

que a equação (4.89) se verifica e 180 graus. Embora teoricamente baste que margem de fase seja maior que zero para que um amplificador seja estável normalmente garante-se que exista pelo menos uma margem de fase de 45 graus para garantir essa estabilidade. A razão é simples: uma margem de fase bastante reduzida pode não garantir estabilidade caso hajam flutuações dos parâmetros que condicionam o ganho $A(s)$ com variações de temperatura, polarização, etc.

Compensação em frequência

Apresenta-se seguidamente um método que permite modificar o ganho da malha de modo a estabilizar um amplificador potencialmente instável. Considere-se o amplificador caracterizado por 3 pólos tal como se indica na figura 4.27. Tal amplificador é potencialmente instável dado que a margem de fase é inferior a 45 graus.

A introdução de um novo pólo, p' , de tal modo que $20 \log(1/\beta)$ intersecte a nova curva de ganho, $20 \log(|A'(s)|)$, em p_1 - que passa agora a ser o segundo pólo - garante uma margem de fase de 45 graus, tal como desejado. Este método de compensação designa-se por compensação por pólo dominante. A introdução de um pólo dominante, p' , num circuito é realizada através da colocação de um condensador num ponto de alta impedância no circuito. Seja R a impedância equivalente desse ponto do circuito. O valor do condensador deverá ser o seguinte:

$$C = \frac{1}{p'R} \quad (4.90)$$

A introdução de um pólo dominante normalmente reduz consideravelmente a largura de banda do amplificador. No entanto, este método é usado, por

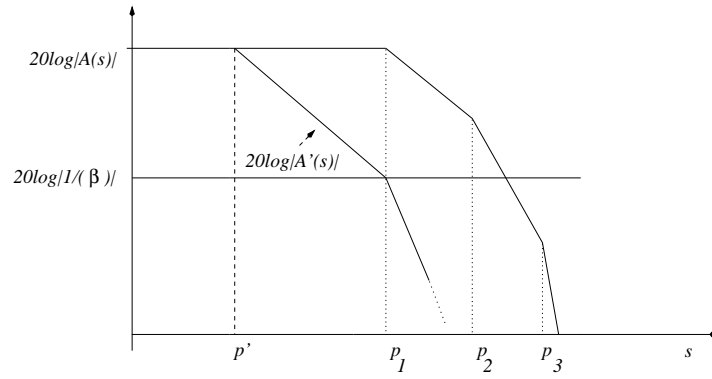


Figura 4.27: Compensação por pólo Dominante

exemplo, para compensar alguns dos amplificadores operacionais disponíveis no mercado.

Capítulo 5

Andares de saída

5.1 Introdução

Um das principais funções do andar de saída de um amplificador de tensão é a de proporcionar uma baixa resistência de saída tal que o amplificador seja capaz de fornecer o sinal à carga sem perda significativa de ganho. O andar de saída, tal como o nome indica, é o andar final de um amplificador e por isso lida geralmente com sinais de elevada amplitude. Assim, a análise baseada em modelos para sinais pequenos nem sempre é válida para estudar estes circuitos. No entanto, a linearidade é um factor importante a ter em conta neste tipo de circuitos e o seu desempenho pode ser avaliado através da Distorção Harmónica Total (DHT) que o circuito introduz. Esta figura de mérito designa o valor RMS (*Root Mean Square*) do total de harmónicos do sinal de saída, excluindo a fundamental. Um amplificador audio de alta fidelidade é caracterizado por um DHT da ordem de fracções de um por cento.

Um dos requisitos importantes no projecto de andares de saída é o de que o circuito deve fornecer a potência ao circuito subsequente de uma forma eficiente. Tal implica que a potência dissipada no andar de saída, em particular nos transístores de saída, deve ser o mais pequena possível. Uma das razões fundamentais para este requisito seja cumprido prende-se com a temperatura máxima que uma junção semicondutora suporta sem ser destruída.

Neste capítulo estudam-se algumas configurações utilizadas como andares de saída.

5.2 Classificação de andares de saída

Os andares de saída classificam-se de acordo com as formas de onda da corrente de colectador dos transístores, que implementam o andar, quando o sinal de entrada é sinusoidal. A figura 5.16 mostra os vários tipos de formas de onda da corrente de colectador para os vários tipos de andares de saída. Para o andar de saída **classe A** (figura 5.16 a) verifica-se que existe uma corrente de polarização \bar{I}_c que é maior que a amplitude máxima do sinal de corrente. Assim, conclui-se que o transístor do andar de saída mantém-se em condução durante todo o período (ou ciclo) do sinal. Por outro lado, o andar de saída **classe B** está polarizado com uma corrente DC que é nula (figura 5.16 b), ou seja, cada um dos transístores deste tipo de andar de saída somente conduz metade do período do sinal de entrada. Para o andar de saída **classe AB** cada transístor está polarizado com uma corrente não nula mas que é normalmente bastante inferior à amplitude máxima da corrente de sinal (figura 5.16 c). Assim cada transístor conduz mais que meio ciclo mas bastante menos que um ciclo inteiro. A figura 5.1d) mostra a forma de onda de um andar de saída **classe C**. Verifica-se que para este tipo de andar de saída o transístor está polarizado de tal forma que conduz durante menos de metade de um ciclo. Os andares classe C são aplicados em amplificação de potência de sinais de rádio frequência (Transmissores de TV, telefones móveis, etc.) e constituem um tópico bastante especializado pelo que não são abordados neste capítulo.

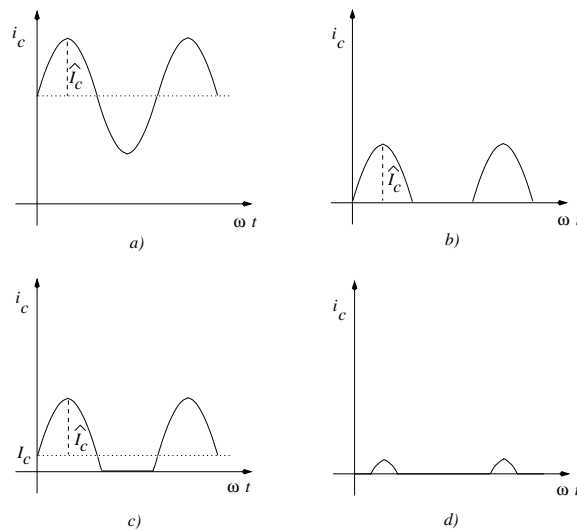


Figura 5.1: Corrente de colectador correspondentes à operação dos transístores de andares a) Classe A b) Classe B c) Classe AB d) Classe C

5.3 Andar de saída classe A

O andar de saída classe A é implementado geralmente com uma configuração seguidor de emissor (ou colector comum) dado que esta configuração possui um resistência de saída muito baixa. A figura 5.2 mostra um seguidor de emissor, Q_1 , polarizado com uma fonte de corrente constante, I , implementada com um espelho de corrente, Q_2 e Q_3 . Como a corrente de emissor de Q_1 , I_{E1} é a soma da corrente na carga R_L com a corrente de polarização, I , tal implica que a corrente de polarização tem que ser maior que a corrente de sinal mais negativa por forma a manter Q_1 na zona activa.

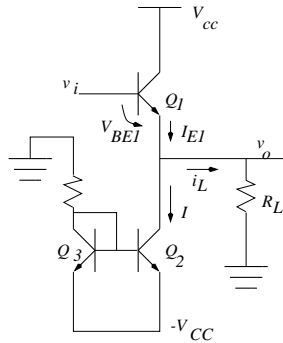


Figura 5.2: Seguidor de Emissor

5.3.1 Curva estática tensão de entrada - tensão de saída

a curva estática que relaciona a tensão de saída, v_o , com a tensão de entrada, v_i , é dada por:

$$v_o = v_i - V_{BE1} \quad (5.1)$$

em que v_{BE1} depende da corrente de emissor I_{E1} e, conseqüentemente, da corrente i_L . No entanto as variações de V_{BE1} com a corrente I_{E1} são relativamente pequenas (60 mV para uma variação da corrente de emissor correspondente a um factor de 10). Assim, caso se desprezem estas variações de v_{BE1} a relação entre v_o e v_i é do género da que se mostra na figura 5.3 A curva mostra que a relação linear entre v_o e v_i é limitada superiormente pela saturação de Q_1 :

$$v_{oMAX} = V_{CC} - V_{CE1sat} \quad (5.2)$$

e é limitada inferiormente por uma de duas situações possíveis:

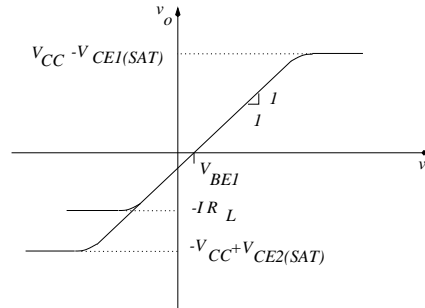


Figura 5.3: Característica estática que relaciona a tensão de saída, v_o com a tensão v_i do circuito seguidor de emissor da figura 5.2

- Q_1 entra na região de corte

$$v_{oMIN} = -I R_L \quad (5.3)$$

- Q_2 entra na região de saturação

$$v_{oMIN} = -V_{CC} + V_{CE2sat} \quad (5.4)$$

dependendo dos valores da corrente I e da resistência R_L . A tensão mais baixa - que equivale à maior excursão negativa do sinal - que é possível atingir é dada pela equação (5.4). Esta situação acontece se a corrente de polarização, I for maior que a amplitude (mais negativa) da corrente i_L :

$$I \geq \frac{|-V_{CC} + V_{CE2sat}|}{R_L} \quad (5.5)$$

Caso a relação expressa na equação (5.5) não se verifique então Q_1 entrará em corte e a tensão de saída será dada pela equação (5.3).

5.3.2 Formas de onda

Considere-se o funcionamento do seguidor de emissor quando v_i é uma onda sinusoidal. Caso a corrente I seja convenientemente projectada é possível que o ponto de operação DC (ou quiescente) para v_o seja zero. neste caso, desprezando V_{CEsat} a excursão de sinal máxima para v_o está compreendida entre $-V_{CC}$ e V_{CC} , como se mostra na figura 5.4 a). A figura 5.4 b) mostra a tensão colector emissor de Q_1 , $v_{CE1} = V_{CC} - v_o$. Assumindo que a corrente de polarização I é dimensionada por forma a permitir-se uma corrente máxima (negativa) na carga igual a V_{CC}/R_L então a corrente de colector de Q_1 terá a forma de onda que se mostra na figura 5.4 c). A potência instantânea

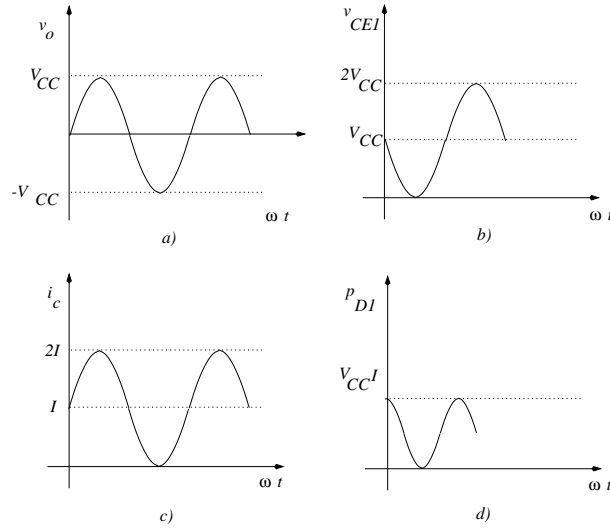


Figura 5.4: Formas de onda circuito seguidor de emissor da figura 5.2

dissipada em Q_1 é dada pelo seguinte produto

$$p_{DI} = v_{CE1} i_{C1} \quad (5.6)$$

A forma de onda correspondente mostra-se na figura 5.4 d)

5.3.3 Dissipação de potência

A figura 5.4 d) indica que a potência instantânea máxima dissipada em Q_1 é igual a $V_{CC}I$. Note-se que este valor é igual à potência dissipada no ponto quiescente, $v_o = 0$, ou seja o andar classe A dissipa a potência máxima em regime quiescente.

A potência dissipada em Q_1 depende do valor de R_L . Considere-se o caso extremo de um circuito aberto ($R_L = \infty$). Neste caso i_{C1} é igual a I e a potência instantânea dissipada por Q_1 depende somente do valor instantâneo de v_o . A potência máxima dissipada por Q_1 , $2V_{CC}I$, ocorre quando $v_o \cong -V_{CC}$. A situação mais perigosa ocorre, contudo, quando $R_L = 0$, ou seja, a saída está em curto-circuito. Para este caso, uma tensão positiva, resultaria, teoricamente, numa corrente infinita fornecida por Q_1 . Na prática, uma corrente bastante elevada irá percorrer Q_1 que, persistindo por um longo período de tempo, pode destruir irremediavelmente o transistor. Esta situação pode ser prevista usando circuito de protecção para curto-circuitos que serão discutidos na secção (5.6.3).

5.3.4 Eficiência da transferência de potência

A eficiência da transferência de potência de um andar de saída pode ser quantificada da seguinte forma:

$$\eta = \frac{P_L}{P_s} \quad (5.7)$$

em que P_L designa a potência na carga e P_s designa a potência fornecida pela fonte de alimentação.

Assumindo que a tensão de saída do seguidor de emissor é uma sinusóide com uma tensão de pico \hat{V}_o , o valor médio da potência dissipada em R_L é dado por¹:

$$P_L = \frac{\hat{V}_o^2}{2R_L} \quad (5.8)$$

Como a corrente em Q_2 é constante a potência média fornecida pela fonte de alimentação negativa² é $V_{CC}I$. A corrente média em Q_1 é igual a I e assim, a potência média fornecida pela fonte de alimentação positiva é igualmente $V_{CC}I$. Assim a potência média fornecida pelas fontes de alimentação é igual a

$$P_s = 2V_{CC}I \quad (5.9)$$

As equações (5.8) e (5.9) podem ser utilizadas para calcular η :

$$\eta = \frac{1}{4} \frac{\hat{V}_o}{IR_L} \frac{\hat{V}_o}{V_{CC}} \quad (5.10)$$

Como $\hat{V}_o \leq V_{CC}$ e $\hat{V}_o \leq IR_L$ a eficiência máxima é obtida quando:

$$\hat{V}_o = IR_L = V_{CC} \quad (5.11)$$

Note-se que a a eficiência máxima que pode ser obtida é 25 %. Como este valor não é muito grande, normalmente o andar de saída classe A não é utilizado em aplicações que envolvam potências superiores a 1 Watt.

¹Recorde-se que a potência média é obtida por

$$\bar{P} = \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} v(t)i(t)dt$$

²Não se inclui a potência fornecida ao espelho de corrente!

5.4 Andar de saída classe B

A figura 5.5 mostra um andar de saída do tipo classe B também designado por configuração *push-pull*. Este tipo de configuração consiste num par de transístores que funcionam de modo complementar, ou seja, conduzem alternadamente. Quando a tensão de entrada, v_i , é nula, então ambos os

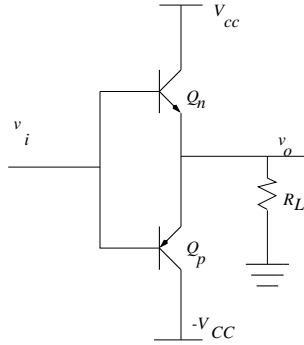


Figura 5.5: Circuito andar de saída do tipo classe B

transístores estão na região de corte e a tensão de saída é nula. Quando v_i aumentar e for cerca de 0.6 V então Q_n inicia o processo de condução e o seu modo de funcionamento é semelhante ao de um seguidor de emissor, ou seja, a tensão de saída "acompanha" a tensão de entrada a menos de V_{BE_n} ($v_o = v_i - V_{BE_n}$). Entretanto Q_p manter-se-á em corte dado que a sua junção base emissora estará inversamente polarizada: $V_{EB_p} = -V_{BE_n} \cong -0.7$ V. Quando a tensão de entrada inicia o seu ciclo negativo e é igual ou inferior a -0.6 V então Q_p entra em condução e funciona também como um seguidor de emissor. Agora, a tensão de saída "acompanha" a tensão de entrada acima de V_{EB_p} ($v_o = v_i + V_{EB_p}$).

5.4.1 Curva estática tensão de entrada - tensão de saída

A figura 5.6 ilustra a curva estática tensão de entrada - tensão de saída do circuito da figura 5.5. Note-se que existe uma gama de tensões de entrada em torno de zero para as quais nenhum dos transístores do *push-pull* conduz e conseqüentemente para as quais a tensão de saída é nula. Esta característica menos desejável do circuito traduz-se numa distorção denominada por **distorção de crossover**, a qual se mostra na figura 5.6. Esta distorção será tão mais pronunciada quanto menor for a amplitude do sinal.

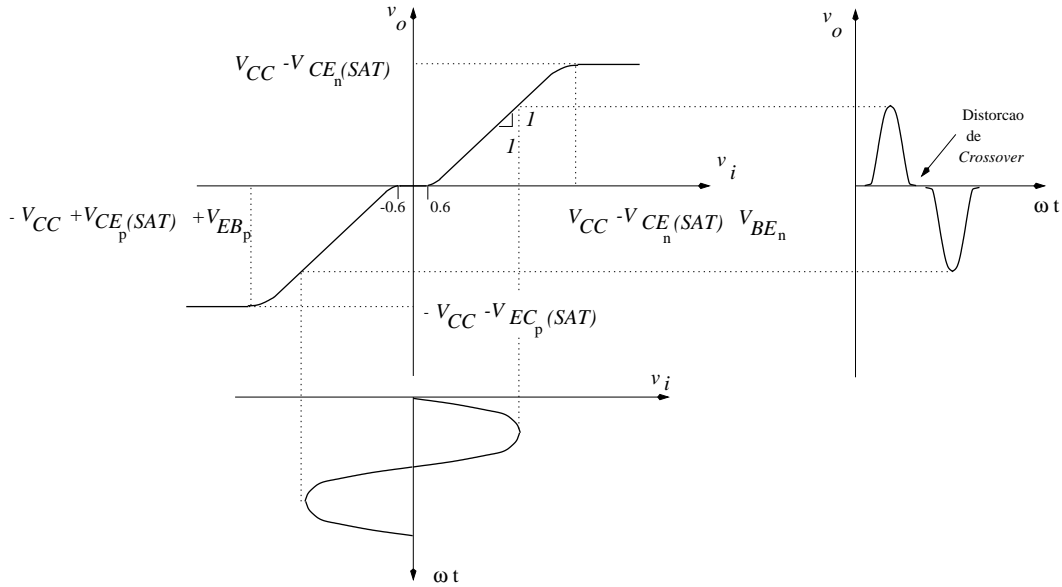


Figura 5.6: curva estática tensão de entrada - tensão de saída do andar de saída classe B

5.4.2 Eficiência da transferência de potência

No cálculo da eficiência da transferência de potência, η , despreza-se o efeito da distorção de *crossover* por forma a simplificar os cálculos. Assim considera-se que o sinal de saída é, para este efeito, uma sinusóide. Considere-se que este sinal sinusoidal é caracterizado por uma tensão de pico \hat{V}_o . Então o valor médio da potência dissipada em R_L é dado por:

$$P_L = \frac{\hat{V}_o^2}{2R_L} \quad (5.12)$$

A corrente debitada por cada fonte de alimentação consiste de metade de uma sinusóide com amplitude máxima de \hat{V}_o/R_L . Assim, a potência média fornecida por cada uma das fontes de alimentação é dada por:

$$P_{s+} = P_{s-} = \frac{\hat{V}_o}{\pi R_L} V_{CC} \quad (5.13)$$

ou seja, a potência total fornecida pelas duas fontes de alimentação é:

$$P_s = 2 \frac{\hat{V}_o}{\pi R_L} V_{CC} \quad (5.14)$$

A eficiência pode ser agora calculada:

$$\eta = \frac{\pi}{4} \frac{\hat{V}_o}{V_{CC}} \quad (5.15)$$

A eficiência máxima é obtida para \hat{V}_o máximo. Este máximo é limitado pela saturação de Q_n e Q_p : $V_{CC} - V_{CEsat} \cong V_{CC}$. Para este valor tem-se que a eficiência máxima é aproximadamente igual a

$$\eta = \frac{\pi}{4} = 78.5\% \quad (5.16)$$

Este valor é substancialmente superior aquele obtido pelo andar de saída classe A.

5.4.3 Dissipação de potência

O andar de saída classe B não dissipa potência em regime quiescente, ao contrário do andar de saída classe A que dissipa a potência máxima em regime quiescente. Quando um sinal de entrada é aplicado ao andar classe B a potência média dissipada pelo próprio circuito - transístores Q_n e Q_p - é dada por:

$$P_Q = P_s - P_L \quad (5.17)$$

ou seja,

$$P_Q = \frac{2\hat{V}_o}{\pi R_L} V_{CC} - \frac{\hat{V}_o^2}{2R_L} \quad (5.18)$$

Por razões que se prendem com a simetria do funcionamento do circuito pode concluir-se que cada um dos transístores dissipa metade de P_Q . Como P_Q depende de \hat{V}_o convém determinar a situação de maior dissipação de potência para uma determinada resistência de carga, R_L e para determinado valor de V_{CC} . Derivando a equação (5.18) em ordem a \hat{V}_o e igualando o resultado a zero pode obter-se a tensão \hat{V}_{oPM} que causa maior dissipação de potência nos transístores:

$$\hat{V}_{oPM} = \frac{2V_{CC}}{\pi} \quad (5.19)$$

Substituindo este valor na equação 5.18 tem-se o valor da potência máxima dissipada nos dois transístores do andar classe B:

$$P_{Qmax} = \frac{2V_{CC}^2}{\pi^2 R_L} \quad (5.20)$$

Para o ponto de máxima potência dissipada pelos transístores a eficiência, η , pode ser calculada substituindo \hat{V}_{oPM} na equação (5.15). Verifica-se que a eficiência é reduzida para 50 %.

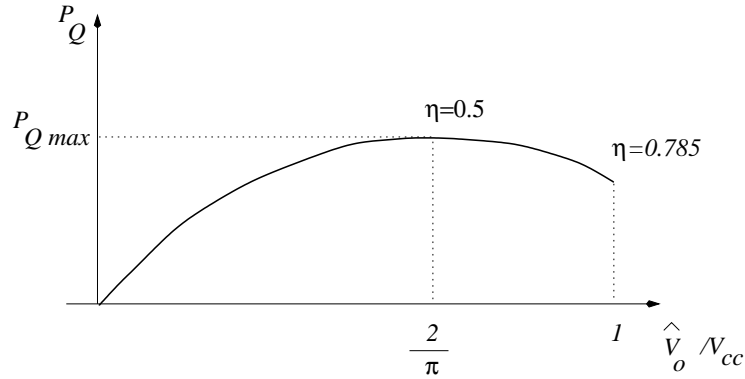


Figura 5.7: Potência dissipada nos transístores do andar de saída classe B em função de \hat{V}_o

A figura 5.7 mostra a variação de P_Q com \hat{V}_o/V_{CC} . Desta figura observa-se que aumentando \hat{V}_o acima de $2V_{CC}/\pi$ a potência dissipada nos dois transístores diminui. No entanto há um preço a pagar por esta melhoria: a distorção não-linear aumenta. Esta distorção é consequência da aproximação da região de funcionamento dos transístores da região de saturação.

5.4.4 Redução da distorção de *Cross-over*

O circuito que se mostra na figura 5.8 reduz substancialmente a distorção de *crossover*. Com efeito re-alimentando o circuito com um amplificador com um ganho elevado, A_o , reduz-se a “banda morta” de ± 0.7 V para $\pm 0.7/A_o$. Com efeito, considerando a região de funcionamento para tensões de entrada positivas, $v_i > 0$, a tensão de entrada e a tensão de saída, v_o , estão relacionadas pela seguinte expressão:

$$\begin{aligned} v_i &= \frac{1 + A_o}{A_o} v_o + \frac{0.7}{A_o} \\ &\cong v_o + \frac{0.7}{A_o} \end{aligned}$$

No entanto, a largura de banda de um amplificador com um ganho elevado é, normalmente, reduzida e coloca alguns problemas no funcionamento do circuito a altas frequências. Um método mais prático capaz de eliminar este tipo de distorção é conseguido pelo andar de saída classe AB que se estuda a seguir.

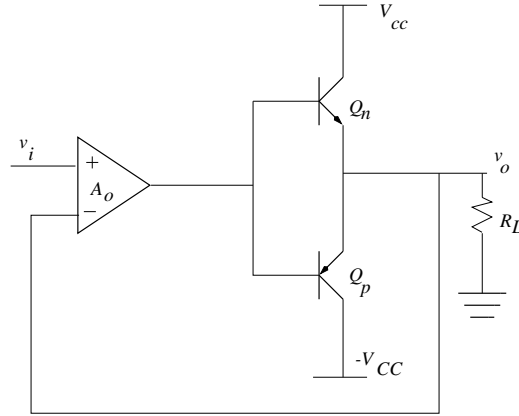


Figura 5.8: Circuito com *feedback* negativo para reduzir a distorção de *crossover* no andar de saída classe B

5.5 Andar de saída classe AB

A distorção de *crossover*, implícita ao funcionamento do andar classe B, pode ser eliminada polarizando a configuração *push-pull* como se indica na figura 5.9. De acordo com esta figura tem-se que:

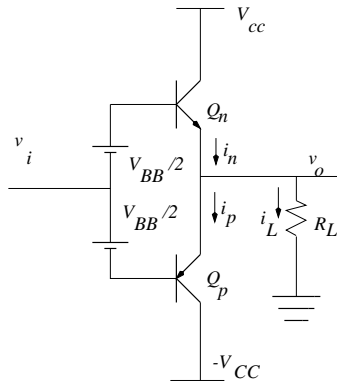


Figura 5.9: Andar de saída classe AB

$$i_n = i_L + i_p \quad (5.21)$$

Para uma tensão de entrada nula a tensão $V_{BB}/2$ será aplicada a ambas as junções base-emissor dos dois transístores e, nesta situação ambos os transístores conduzem a mesma corrente de polarização, I_Q . Nesta situação tem-se que $i_L = 0$ e a tensão de saída, v_o , é nula.

$$i_n = i_p = I_Q \simeq I_s e^{\frac{V_{BB}}{2V_T}}$$

em que I_s representa a corrente de saturação inversa da junção base-emissor. Assim, o valor de V_{BB} pode ser determinado para a corrente quiescente, I_Q , pretendida.

5.5.1 Curva estática tensão de entrada - tensão de saída

Funcionamento do andar classe AB

O funcionamento deste tipo de andar de saída pode ser descrito da seguinte forma: quando a tensão v_i aumenta positivamente a tensão na base de Q_n aumenta do mesmo valor. A tensão de saída, v_o , também aumenta e pode ser calculada pela seguinte expressão:

$$v_o = v_i + \frac{V_{BB}}{2} - V_{BE_n} \quad (5.22)$$

A tensão positiva de saída causa uma corrente I_L em R_L que é conseguida devido ao aumento da corrente de emissor de Q_n . O aumento de I_n é acompanhado por um aumento da tensão base-emissor de Q_n em relação ao valor quiescente $V_{BB}/2$. No entanto, como a tensão entre as bases de Q_n e Q_p é constante (V_{BB}) então o aumento da tensão base-emissor de Q_n implica que houve uma diminuição da tensão base-emissor de Q_p do mesmo valor. Esta diminuição implica uma diminuição de i_p . A relação entre i_n e i_p pode ser calculada da seguinte maneira:

$$V_{BE_n} + V_{EB_p} = V_{BB} \quad (5.23)$$

Aplicando as equações de Ebers-Moll tem-se que:

$$\begin{aligned} V_T \ln \left(\frac{i_n}{I_S} \right) + V_T \ln \left(\frac{i_p}{I_S} \right) &= 2V_T \ln \left(\frac{I_Q}{I_S} \right) \\ i_n i_p &= I_Q^2 \end{aligned} \quad (5.24)$$

A equação (5.24) indica que à medida que i_n aumenta i_p diminui de tal forma que o produto das duas correntes se mantém constante. Através das equações (5.21) e (5.24) pode-se obter a seguinte equação

$$i_n^2 - i_L i_n - I_Q^2 = 0 \quad (5.25)$$

Do que foi exposto acima conclui-se que para tensões positivas, a corrente I_L é fornecida principalmente por Q_n que funciona como seguidor de emissor. Entretanto Q_p estará a conduzir uma corrente que diminui à medida que v_o aumenta. Para tensões de saída relativamente elevadas a corrente

fornecida por Q_p é praticamente nula pois Q_p está na região de corte. Para tensões de entrada negativas o funcionamento do circuito é oposto ao descrito anteriormente, ou seja, Q_p estará a conduzir como um seguidor de emissor enquanto que a corrente de Q_n diminui. Assim conclui-se que o funcionamento de andar classe AB é semelhante ao funcionamento do andar classe B. Há contudo uma diferença significativa: para tensões v_i pequenas e próximas de zero ambos os transístores conduzem e à medida que a tensão v_i aumenta (diminui) Q_n (Q_p) predomina em termos de condução da corrente de saída. Como a transição da passagem entre a condução e o corte é suave a distorção de *crossover* é virtualmente eliminada como se mostra na figura 5.10. Esta figura mostra a variação de i_L , i_p e i_n com a variação de v_i . Para este exemplo considerou-se $I_Q = 5$ mA. Note-se a boa linearidade na variação da corrente

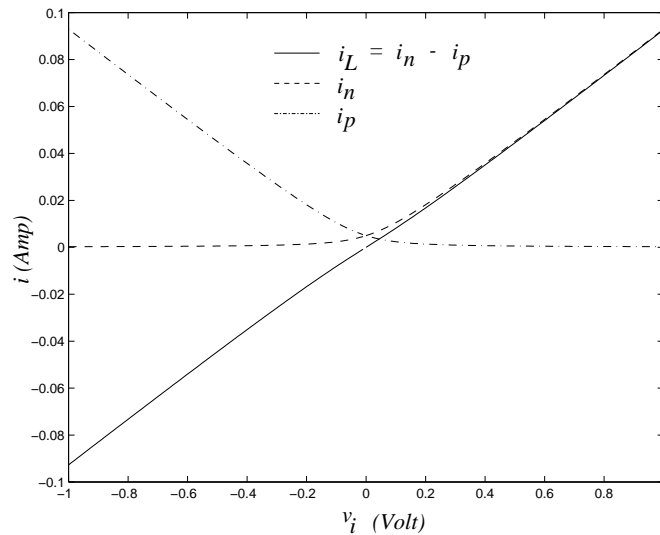


Figura 5.10: variação de i_L , i_p e i_n com a variação de v_i

i_L com a variação da tensão v_i .

A curva estática tensão de entrada - tensão de saída para o andar classe AB é mostrada na figura 5.11.

As considerações acerca de potência para o andar classe AB são quase idênticas aquelas tecidas acerca do andar classe B. A diferença mais significativa ocorre para o regime quiescente dado que, para o andar classe AB, existe dissipação de uma potência $V_{CC}I_Q$ em cada transístor. No entanto esta corrente I_Q é bastante inferior à corrente máxima do sinal de modo que a potência dissipada em regime quiescente não é geralmente muito elevada.

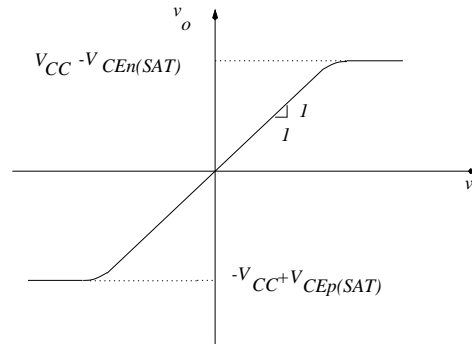


Figura 5.11: Curva estática tensão de entrada - tensão de saída para o andar classe AB

5.5.2 Resistência de saída

A resistência de saída para pequenos sinais do andar classe AB pode ser determinada a partir do circuito equivalente para sinal que se mostra na figura 5.12. Assim;

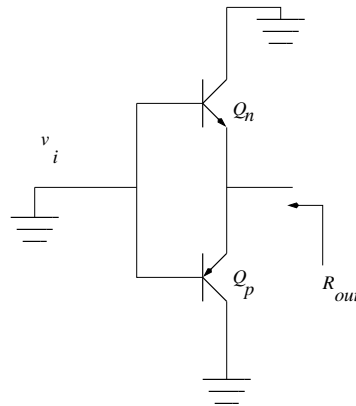


Figura 5.12: Circuito equivalente para o cálculo da resistência de saída de andar classe AB

$$R_{out} = r_{En} || r_{Ep} \quad (5.26)$$

As resistências r_{En} e r_{Ep} dependem das correntes I_n e I_p , respectivamente, as quais dependem por sua vez da tensão de entrada. Para uma determinada tensão de entrada, as resistências r_{En} e r_{Ep} podem ser determinadas da seguinte forma:

$$r_{En} = \frac{V_T}{I_n} \quad (5.27)$$

$$r_{Ep} = \frac{V_T}{I_p} \quad (5.28)$$

ou seja,

$$R_{out} = \frac{V_T}{I_p + I_n} \quad (5.29)$$

Como quando a corrente I_n aumenta a I_p diminui e vice-versa, então a resistência mantém-se aproximadamente constante em torno da tensão $v_i = 0$. Para tensões elevadas uma das correntes predominará e será elevada. Nesta situação a R_{out} diminui com o aumento da corrente.

5.5.3 Polarização do andar de saída classe AB

Estudam-se agora duas maneiras possíveis para polarizar o andar de saída classe AB.

Polarização com díodos

A figura 5.13 mostra um circuito Classe AB em que a tensão V_{BB} é implementada fazendo passar uma corrente constante através de dois díodos em série ou de dois transístores ligados como díodos. Os andares classe AB que fornecem quantidades bastante significativas de potência a uma carga são implementados com transístores que têm uma área significativa. Os díodos de polarização não necessitam contudo de terem áreas elevadas e assim a corrente I_Q em Q_n e Q_p será $I_Q = nI_{pol}$, em que n representa a razão entre área da junção emissora dos transístores e a área da junção dos díodos. Tal significa que a corrente de saturação inversa dos díodos é n vezes inferior à corrente de saturação inversa dos transístores. Este tipo de controlo sobre as áreas de junção é possível ser feita em circuitos integrados.

Quando o andar de saída está a fornecer corrente à carga, então a corrente de base de Q_n passa de I_Q/β_n para I_L/β_n . Esta corrente de base é fornecida por I_{pol} e portanto I_{pol} tem que ser maior ou igual que a maior corrente de base de Q_n .

A resistência dinâmica dos díodos é aproximadamente igual a r_E de modo que a tensão em ambas as bases dos transístores é aproximadamente v_i , mesmo que a resistência dinâmica da fonte de corrente não seja muito elevada.

Polarização com multiplicador de V_{BE}

Uma configuração alternativa que proporciona flexibilidade na polarização de circuitos discretos e integrados mostra-se na figura 5.14 a): o multiplicador

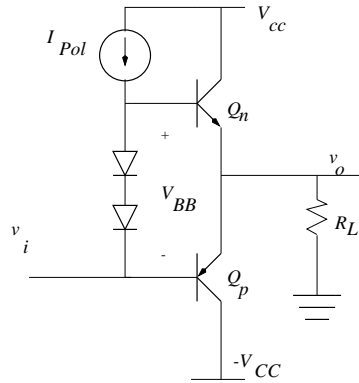


Figura 5.13: Andar classe AB polarizado com dois díodos

de V_{BE} . Com efeito este tipo de configuração pode ser interpretada como um díodo cuja tensão de condução pode ser controlada, dentro de certos limites, pelo projectista.

Com efeito a corrente em R_1 é dada por

$$I_1 = \frac{V_{BE}}{R_1} \quad (5.30)$$

Se o transístor estiver na zona activa e possuir um β elevado então pode-se desprezar a corrente de base. Nesse caso a corrente em R_2 é igual à corrente em R_1 . Finalmente tem-se que:

$$V_{BB} = I_1(R_1 + R_2) \quad (5.31)$$

$$= V_{BE} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \quad (5.32)$$

Dado que a tensão $V_{BE} \cong 0.7V$ para um transístor na zona activa a tensão V_{BB} pode ser controlada controlando a razão entre R_2 e R_1 ³. É possível demonstrar que a resistência dinâmica do multiplicador de V_{BE} é relativamente pequena e dada por:

$$r_d = \frac{(R_1 || r_\pi) + R_2}{g_m(R_1 || r_\pi) + 1} \quad (5.33)$$

$$\cong \frac{1}{g_m} + \frac{R_2}{g_m(R_1 || r_\pi)} \quad (5.34)$$

³No dimensionamento das resistências R_1 e R_2 tem que se considerar a corrente de entrada, I_i , mínima. É ainda necessário considerar que parte dessa corrente é necessária para polarizar o transístor através da sua corrente de colectador!

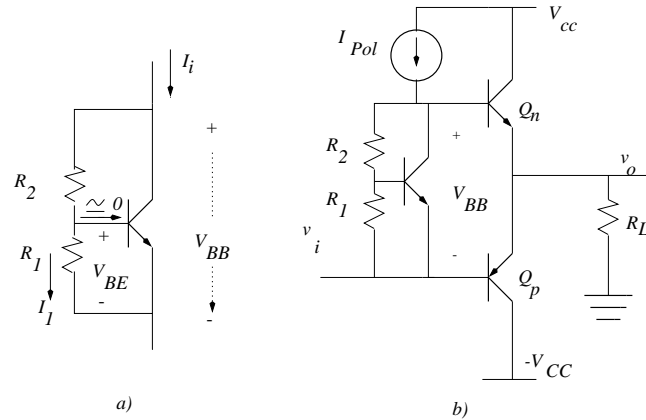


Figura 5.14: a) Multiplicador de V_{BE} . b) Andar classe AB polarizado com o multiplicador de V_{BE}

5.6 Variantes do andar de saída classe AB

Consideram-se agora várias implementações do andar de saída classe AB.

5.6.1 Uso de seguidores de emissor

A figura 5.15 mostra uma implementação de um andar classe AB polarizado através dos transístores Q_1 e Q_2 que também implementam duas configurações seguidor de emissor. Como o seguidor de emissor apresenta um

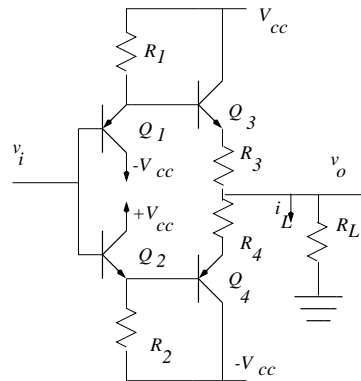


Figura 5.15: Classe AB com *buffer* de entrada implementado com duas configurações seguidor de emissor.

ganho de tensão unitário e possui uma resistência de entrada relativamente elevada os seguidores de emissor implementados com Q_1 e Q_2 funcionam como um *buffer*. As resistências R_3 e R_4 são incluídas para ajudar a estabilizar as

correntes em Q_3 e Q_4 . Por exemplo, se a corrente de Q_3 aumentar devido a um aumento de temperatura então a queda de tensão em R_3 aumenta, causando uma diminuição de V_{BE3} que por sua vez causa a diminuição de I_3 estabilizando assim esta corrente.

5.6.2 Configuração *Darlington*

Uma das maneiras possíveis de aumentar o ganho de corrente, β , dos transístores é conseguida através da configuração *Darlington* a qual é mostrada na figura 5.16. É possível mostrar que as seguinte relações entre as correntes definidas na

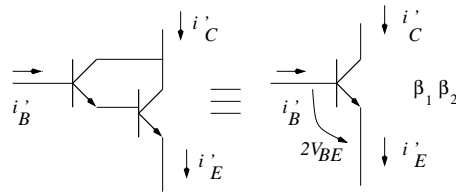


Figura 5.16: Configuração *Darlington*

figura 5.16 são válidas;

$$i'_E = (1 + \beta_1 + \beta_2 + \beta_1\beta_2)i'_B \quad (5.35)$$

$$i'_C = (\beta_1 + \beta_2 + \beta_1\beta_2)i'_B \quad (5.36)$$

ou seja, a configuração *Darlington* é equivalente a um transístor com uma ganho de corrente aproximadamente igual a $\beta_1\beta_2$. A utilização desta configuração tem algumas vantagens. Considere-se, por exemplo, a configuração seguidor de emissor que se mostra na figura 5.17. É possível mostrar que a

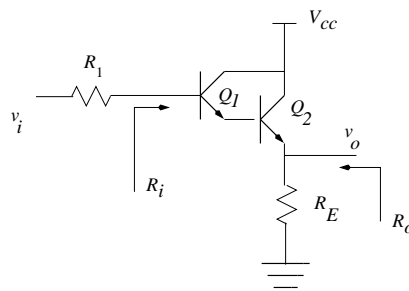


Figura 5.17: Configuração seguidor de emissor implementada com a montagem *Darlington*

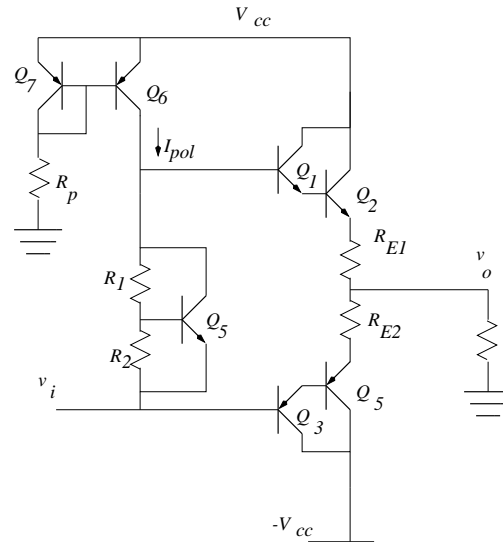


Figura 5.18: Implementação de um andar de saída classe AB com a configuração *Darlington*

resistência de entrada e resistência de saída, tal como definidas na figura 5.17, são dadas por:

$$R_i = r_{\pi 1} + (1 + \beta_1)r_{\pi 2} + (1 + \beta_2)(1 + \beta_2)R_E \quad (5.37)$$

$$R_o = R_E \parallel \left(\frac{R_1 + r_{\pi 1}}{(\beta_2 + 1)(\beta_1 + 1)} + \frac{r_{\pi 2}}{\beta_2 + 1} \right) \quad (5.38)$$

$$\cong R_E \parallel \left(r_{E2} + \frac{R_1 + r_{\pi}}{\beta_1 \beta_2} \right) \quad (5.39)$$

ou seja, a utilização da configuração *Darlington* para implementar o seguidor de emissor permite um aumento significativo da resistência de entrada e uma diminuição considerável da resistência de saída.

A figura 5.18 mostra a implementação de um andar de saída classe AB com a configuração *Darlington*. Nesta implementação usam-se ainda um espelho de corrente (Q_6 e Q_7) e um multiplicador de V_{BE} (Q_5) para polarizar os transístores do andar de saída Q_1 , Q_2 , Q_3 e Q_4 .

5.6.3 Protecções para Curto-circuitos

A figura 5.19 mostra uma implementação de um andar de saída classe AB com protecção para curto-circuitos. A protecção é implementada com o transístor Q_{sc} e R_{E1} . Este circuito protege apenas para curto-circuitos quando a tensão

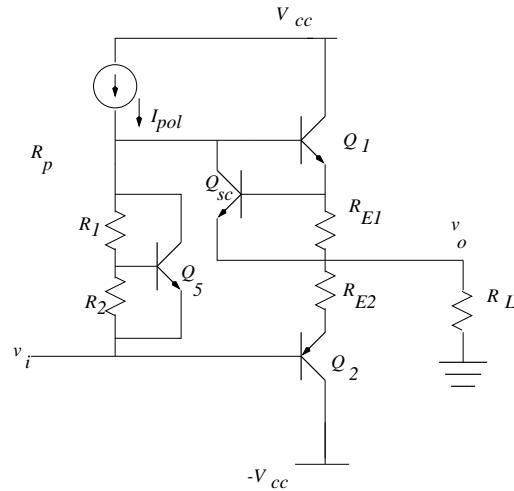


Figura 5.19: Implementação de um andar de saída classe AB com protecção para curto-circuitos (tensões v_i positivas)

v_i é positiva. Considere-se esta situação: $v_i > 0$ e a saída do andar em curto-circuito. A resistência R_{E1} é dimensionada para que quando percorrida pela corrente máxima de curto-circuito suportada por Q_1 cause uma queda de tensão de aproximadamente 0.7 Volt colocando assim Q_{sc} em condução. Q_{sc} conduzirá grande parte da corrente destinada à base de Q_1 causando por sua vez uma diminuição da corrente de emissor de Q_1 evitando deste modo a sua destruição.

Capítulo 6

Análise de Amplificadores Operacionais

6.1 Introdução

Neste capítulo estudam-se com algum detalhe os circuitos internos que implementam os amplificadores operacionais. Estes circuitos são, basicamente, a conjugação de algumas configurações elementares (par diferencial, espelhos de corrente, etc.) estudados em alguns dos capítulos apresentados anteriormente.

Começamos por estudar o amplificador operacional μA 741 que é implementado com tecnologia bipolar e seguidamente estuda-se uma configuração bastante utilizada para implementar amplificadores operacionais com tecnologia MOSFET.

6.2 O Amplificador Operacional μA 741

A figura 6.1 mostra o esquema do μA 741. Note-se o número de resistências bastante reduzido quando comparado com o número de transístores utilizados, uma consequência do facto de os transístores ocuparem uma área de silício relativamente reduzida relativamente à área ocupada pelas resistências que pode ser bastante significativa. O μA 741 requer duas tensões de polarização, normalmente ± 15 Volt, embora possa funcionar com tensões de ± 5 Volt. Outra característica importante que se pode observar neste circuito é a não existência de uma ligação ao potencial nulo.

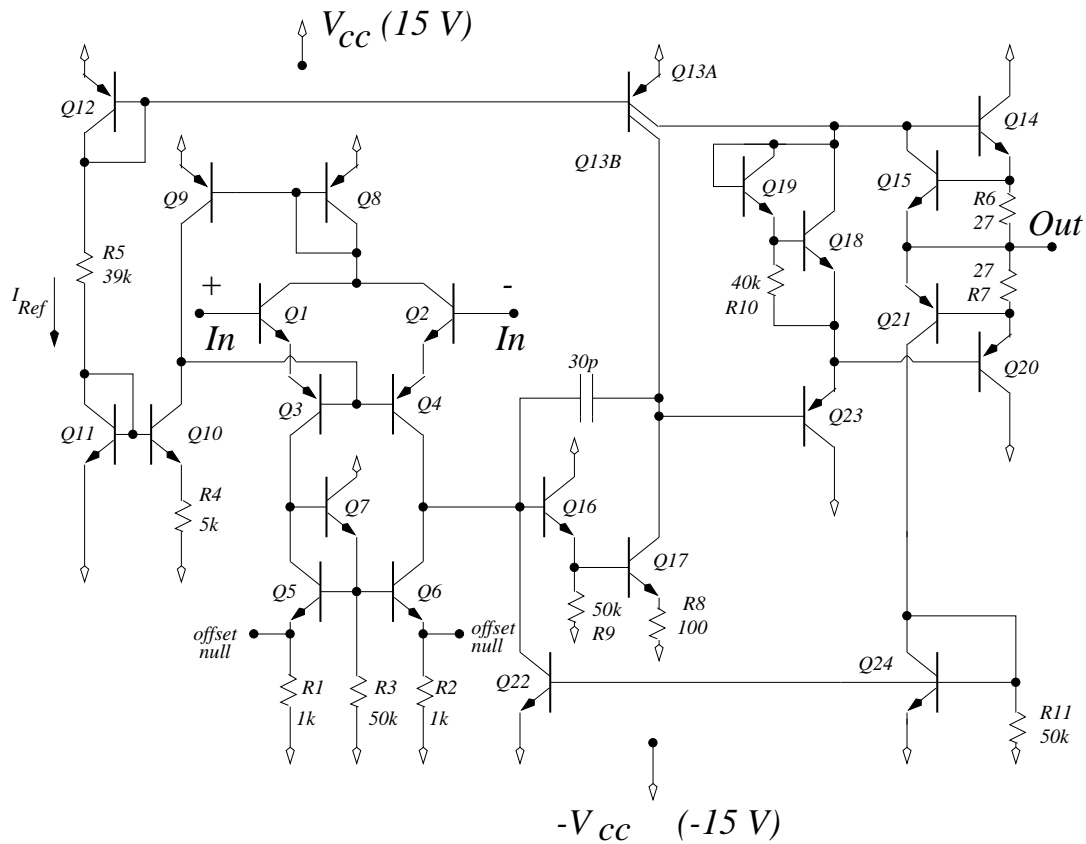


Figura 6.1: Amplificador operacional μA 741

6.2.1 Descrição geral do 741

O circuito que implementa o 741 pode ser subdividido em 5 grandes blocos tal como se mostra na figura 6.2:

- Circuito de polarização;
- Circuito de protecção de curto-circuitos.
- Andar de entrada (primeiro andar);
- Andar de ganho (segundo andar);
- Andar de saída.

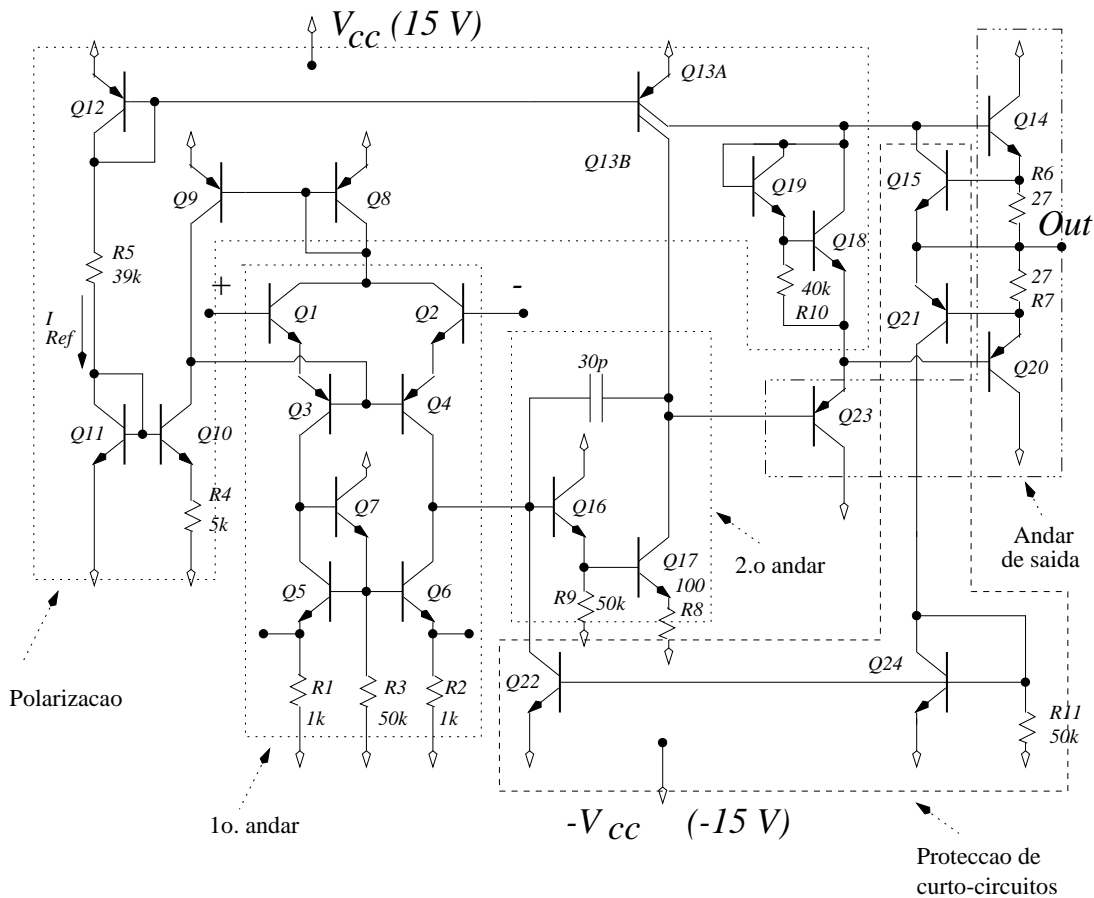


Figura 6.2: Amplificador operacional $\mu A 741$

Circuito de polarização

A principal corrente de referência, I_{Ref} , é implementada através de Q_{12} , Q_{11} e R_5 . Por outro lado, Q_{10} juntamente com Q_{11} e R_4 implementam um fonte de corrente de Widlar que polariza o andar de entrada. Q_9 e Q_8 formam uma espelho de corrente que também toma parte no processo de polarização do primeiro andar. A corrente de referência é também utilizada para providenciar duas correntes nos colectores de Q_{13} . Este transistor com um colector duplo pode ser visto como dois transístores cujas junções base-emissor estão ligadas electricamente em paralelo. Assim, Q_{12} e Q_{13} formam um espelho de corrente com duas saídas: Q_{13B} proporciona a corrente de polarização para Q_{17} e Q_{13A} providencia a corrente de polarização para o andar de saída. Os transístores Q_{19} e Q_{18} estabelecem uma queda de tensão de $2 \times V_{BE}$ por forma a polarizar o andar de saída classe AB do amplificador

operacional formado por Q_{14} e Q_{20} .

Circuito de de protecção de curto-circuitos

O 741 inclui alguns transístores que durante o funcionamento normal do amplificador operacional estão em corte, ou seja, não conduzem. Os transístores entram em condução caso as condições de funcionamento do circuito sejam tais que a corrente de saída do 741 seja bastante elevada como por exemplo acontece caso o terminal de saída esteja ligado a uma das tensões de alimentação.

O circuito de protecção é constituído por R_6 , R_7 , Q_{15} , Q_{21} , Q_{24} , R_{11} e Q_{22} .

A resistência R_6 juntamente com Q_{15} limita a corrente que fluiria através de Q_{14} no caso de existir um curto-circuito. Caso a corrente do emissor de Q_{14} exceda cerca de 20 mA a queda de tensão em R_6 é cerca de 540 mV o que causa a entrada em condução de Q_{15} . Q_{15} conduz parte da corrente fornecida por Q_{13A} e conseqüentemente reduz a corrente de base de Q_{14} . Este mecanismo limita, deste modo, a corrente que pode ser fornecida pelo amplificador operacional.

A limitação da corrente que pode ser *absorvida* pelo amplificador operacional (conduzida por Q_{20}) obedece a um princípio de funcionamento semelhante ao descrito anteriormente. O circuito equivalente é constituído por R_7 , Q_{21} , Q_{24} e Q_{22} .

Andar de entrada

Em termos de amplificação de sinal o 741 pode ser classificado como sendo constituído por 3 andares: um andar diferencial de entrada, um andar intermédio de ganho e um andar de saída.

O andar de entrada é constituído pelos transístores Q_1 a Q_7 . Os transístores Q_1 e Q_2 actuam como seguidores de tensão proporcionando uma resistência de entrada elevada. Proporcionam ainda um sinal diferencial à configuração base comum diferencial constituída por Q_3 e Q_4 . Assim, o andar de entrada pode ser visto como uma versão diferencial de uma configuração seguidor de emissor-base comum. Os transístores Q_5 e Q_6 e as resistências R_1 , R_2 e R_3 formam a carga activa do andar de entrada. A saída deste andar é tirada do colector de Q_6 .

De notar que os transístores Q_3 e Q_4 tem ainda como função alterar o nível DC do sinal.

Segundo andar

O segundo andar, ou andar intermédio é constituído por Q_{16} , Q_{17} e R_8 . Q_{13B} juntamente com a impedância de entrada do andar de saída formam a carga activa da configuração seguidor de emissor - emissor comum com resistência de emissor (R_8) constituída por Q_{16} e Q_{17} . Note-se que a configuração seguidor de emissor (Q_{16}) garante uma impedância de entrada bastante elevada e portanto não contribui para uma diminuição significativa do ganho do andar de entrada.

A existência de um condensador impõe um pólo dominante a cerca de 4 Hz. Esta questão será discutido com mais detalhe na secção 6.2.4.

Andar de saída

O andar de saída tem como função proporcionar uma impedância de saída bastante pequena tal como discutido no capítulo anterior. Por outro lado pretende-se ainda que o 741 seja capaz de fornecer corrente com uma baixa dissipação de potência dos transístores de saída, ou seja, com um rendimento o mais elevado possível. Assim, o andar de saída é constituído por um andar de saída classe AB formado por Q_{14} e Q_{20} . Q_{23} está configurado como seguidor de emissor proporcionado assim uma impedância de entrada bastante elevada por forma a não causar uma diminuição do ganho de tensão do segundo andar.

6.2.2 Análise DC

Os parâmetros dos transístores usados no 741 são os seguintes:

- BJT standard
 - NPN: $I_s = 10^{-14}$ A, $\beta_N = 200$, $V_A = 125$ V;
 - PNP: $I_s = 10^{-14}$ A, $\beta_P = 50$, $V_A = 50$ V;
- BJT específicos: Q_{13} , Q_{14} e Q_{20}
 - Q_{13A} : $I_{s13A} = 0.25 \times 10^{-14}$ A, $\beta_P = 50$, $V_A = 50$ V;
 - Q_{13B} : $I_{s13B} = 0.75 \times 10^{-14}$ A, $\beta_P = 50$, $V_A = 50$ V;
 - Q_{14} e Q_{20} têm uma área de colector três vezes superior relativamente aos NPN e PNP standard, respectivamente, ou seja, $I_{s14} = I_{s20} = 3 \times 10^{-14}$ A.

A corrente de referência do μA 741 é implementada com o espelho de corrente construído com os transístores Q_{11} e Q_{12} e ainda com a resistência R_5 :

$$I_{Ref} = \frac{2V_{CC} - 2V_{BE}}{R_5} = \frac{30 - 1.4}{39k} = 0.73 \text{ mA} \quad (6.1)$$

Q_{11} e Q_{10} formam uma fonte de corrente de Widlar que foi analisada no capítulo 1, secção 1.8.2. Desta análise tem-se que:

$$\begin{aligned} V_{BE11} &= V_{BE10} + R_4 I_{c10} \\ V_T \log\left(\frac{I_{Ref}}{I_{c10}}\right) &= R_4 I_{c10} \end{aligned} \quad (6.2)$$

Resolvendo numericamente a equação anterior tem-se que $I_{c10} \simeq 19 \mu\text{A}$.

Dado que o β dos transístores PNP é relativamente elevado é razoável considerar as correntes de base de Q_3 e Q_4 bastante pequenas. Deste modo pode-se concluir que $I_{c9} \simeq I_{c10}$. O transístor Q_8 juntamente com Q_9 implementa um espelho de corrente, ou seja, $I_{c8} = I_{c9}$. Esta corrente vai polarizar os transístores Q_1 - Q_4 . Assim, e dada a simetria do par diferencial tem-se que $I_{c1} = I_{c2} = I_{c3} = I_{c4} \simeq I_{c10}/2 = I_p = 9.5 \mu\text{A}$. Note que $I_{b3} = I_{b4} = 0.19 \mu\text{A}$, bastante mais pequena que I_{c10} como tinha sido inicialmente considerado.

Note-se que os transístores Q_1 - Q_4 , Q_8 e Q_9 formam uma malha de feedback negativo que funciona de modo a estabilizar a corrente I_p , mantendo-a aproximadamente igual a $I_{c10}/2$. Com efeito, se considerarmos que a corrente I_p aumenta, por uma determinada razão, então a corrente em Q_8 vai aumentar causando um aumento de V_{BE8} . Por outro lado como $V_{BE8} = V_{BE9}$ a corrente I_{c9} também aumenta. No entanto dado que I_{c10} é constante (esta corrente é determinada através da fonte de corrente de Widlar) então a corrente de base de Q_3 e Q_4 é forçada a diminuir¹. Esta diminuição da corrente de base força uma diminuição da corrente de colectores de Q_3 e de Q_4 estabilizando assim a corrente I_p .

Desprezando as correntes de base de Q_7 e Q_{16} podemos ainda escrever que $I_{c6} \simeq I_p$ e $I_{c5} \simeq I_p$. A corrente de colectores (e de emissor) de Q_7 pode ser calculada da seguinte forma:

$$\begin{aligned} I_{c7} &\simeq I_{e7} = 2\frac{I_p}{\beta_N} + \frac{V_{BE6} + I_p R_2}{R_3} \\ V_{BE6} &\simeq V_T \log\left(\frac{I_p}{I_s}\right) = 517 \text{ mV} \end{aligned} \quad (6.3)$$

Deste modo tem-se que $I_{c7} = 10.6 \mu\text{A}$ e $I_{b7} = 0.053 \mu\text{A}$.

¹Note que $I_{c10} = I_{c9} + 2I_{b3}$.

Polarização do segundo andar

Desprezando a corrente de base de Q_{23} então a corrente de colector de Q_{17} é aproximadamente igual à corrente de Q_{13B} . Dado que Q_{13} forma uma espelho de corrente com Q_{12} então Q_{13} replica a corrente de referência. Na verdade, Q_{13B} é caracterizado por um factor de escala de 0.75 (em relação a Q_{12}). Assim $I_{c13B} = 0.75 \times I_{Ref} = 0.55$ mA. Deste modo tem-se que $I_{c17} \simeq 0.55$ mA.

$$V_{BE17} = V_T \log \left(\frac{I_{c17}}{I_S} \right) = 618 \text{ mV}$$

A corrente de colector e de emissor de Q_{16} pode ser calculada do seguinte modo:

$$\begin{aligned} I_{c16} &\simeq I_{e16} = \frac{I_{c17}}{\beta_N} + \frac{V_{BE17} + R_8 I_{c17}}{R_9} = 16.2 \text{ } \mu\text{A} \\ I_{B16} &= 0.081 \text{ } \mu\text{A} \end{aligned} \quad (6.4)$$

Note-se que a corrente de base de Q_{16} é efectivamente bastante pequena tal como havia sido suposto anteriormente.

Polarização do andar de saída

A corrente de colector de Q_{13A} é dada por $I_{c13A} = 0.25 \times I_{Ref} = 0.18$ mA. Desprezando as correntes de base de Q_{14} e Q_{20} (recorde que Q_{15} , Q_{21} , Q_{24} e Q_{22} estão normalmente em corte) tem-se que $I_{c23} \simeq I_{c13} = 0.18$ mA. Assim tem-se que $I_{b23} \simeq 3.6 \text{ } \mu\text{A}$ (bastante inferior a $550 \text{ } \mu\text{A}$).

Assumindo que $V_{BE18} \simeq 0.6$ V pode-se determinar a corrente em R_{10} , ou seja, $I_{R10} = 15 \text{ } \mu\text{A}$. Deste modo tem-se que:

$$\begin{aligned} I_{c18} \simeq I_{e18} &= 180 - 15 = 165 \text{ } \mu\text{A} \\ I_{b18} &= 0.83 \text{ } \mu\text{A} \\ V_{BE18} &= V_T \log \left(\frac{I_{E18}}{I_S} \right) = 0.588 \text{ V} \end{aligned}$$

O valor calculado para V_{BE18} é na verdade bastante próxima daquele assumido: 0.6 V!

A tensão V_{BE19} é dada por:

$$V_{BE19} = V_T \log \left(\frac{I_{e19}}{I_S} \right) = 0.53 \text{ V}$$

em que $I_{e19} = I_{b18} + I_{R10} = 15.8 \text{ } \mu\text{A}$. A queda de tensão aos terminais do andar classe AB, V_{BB} , é igual a $V_{BE18} + V_{BE19}$. Dado que a área dos

transistores que compõem o andar classe AB é três vezes superior à área dos restantes transistores a corrente de saturação é $I_{s20} = I_{s14} = 3 \times 10^{-14}$ A. Desprezando a queda de tensão nas resistências R_6 e R_7 , tem-se que:

$$V_{BB} = V_T \log\left(\frac{I_{c14}}{3I_s}\right) + V_T \log\left(\frac{I_{c20}}{3I_s}\right)$$

$$I_{c14} = 3I_s \sqrt{e^{\frac{V_{BB}}{V_T}}} = 154 \mu\text{A} \quad (6.5)$$

6.2.3 Análise para pequenos sinais

Procede-se agora à análise para pequenos sinais do 741.

Análise do andar de entrada

A figura 6.3 mostra o circuito equivalente para sinal do andar de entrada do 741. Note-se que os colectores de Q_1 e Q_2 estão colocados à terra dado estes

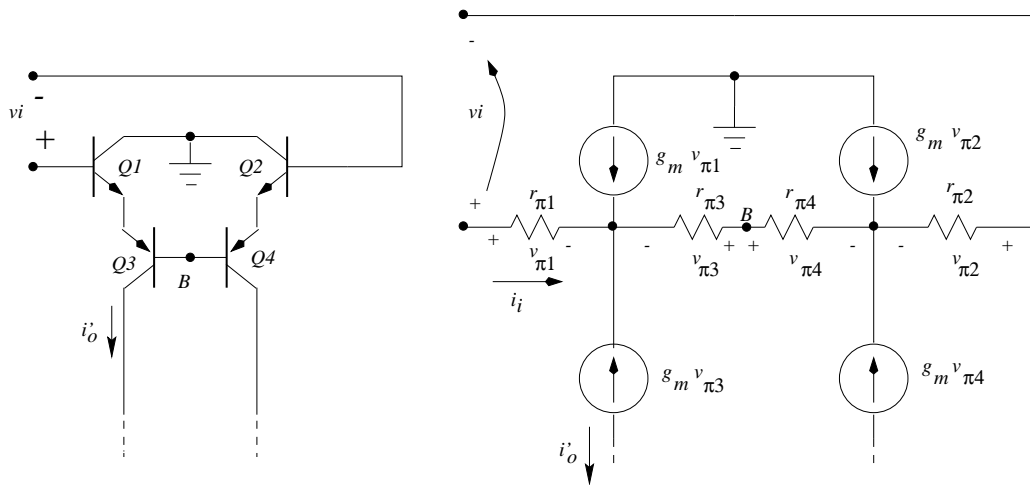


Figura 6.3: Andar de entrada do μA 741: circuito equivalente para sinal

dois terminais estarem ligados a um ponto de tensão DC aproximadamente constante. As bases de Q_3 e Q_4 estão ligados a um ponto de alta impedância. No entanto, como se mostra seguidamente, o ponto B é efectivamente um ponto de terra virtual para um sinal de entrada diferencial.

Da figura 6.3 é possível escrever as seguintes equações:

$$v_i = v_{\pi 1} - v_{\pi 3} + v_{\pi 4} - v_{\pi 2} \quad (6.6)$$

$$\frac{v_{\pi 4}}{r_{\pi 4}} = -\frac{v_{\pi 3}}{r_{\pi 3}} \quad (6.7)$$

$$0 = \frac{v_{\pi 1}}{r_{\pi 1}} + \frac{v_{\pi 3}}{r_{\pi 3}} + g_m(v_{\pi 1} + v_{\pi 3}) \quad (6.8)$$

$$0 = \frac{v_{\pi 2}}{r_{\pi 2}} + \frac{v_{\pi 4}}{r_{\pi 4}} + g_m(v_{\pi 2} + v_{\pi 4}) \quad (6.9)$$

Note que g_m é o mesmo para todos os transístores dado que todos conduzem a mesma corrente de polarização I_P . Pode-se ainda concluir que:

$$r_{\pi 1} = r_{\pi 2} = \frac{\beta_N}{g_m} \quad (6.10)$$

$$r_{\pi 3} = r_{\pi 4} = \frac{\beta_P}{g_m} \quad (6.11)$$

Das equações 6.7 e 6.11 é possível concluir que $v_{\pi 3} = -v_{\pi 4}$. Usando este resultado na equação 6.8 e atendendo a que:

$$\frac{r_{\pi 1}}{r_{\pi 3}} = \frac{\beta_N}{\beta_P} \quad (6.12)$$

tem-se que:

$$\begin{aligned} v_{\pi 1} &= -v_{\pi 3} \frac{\beta_N}{\beta_N + 1} \frac{1 + \beta_P}{\beta_P} \\ v_{\pi 1} &\simeq -v_{\pi 3} \end{aligned} \quad (6.13)$$

De modo semelhante se mostra que $v_{\pi 2} = -v_{\pi 4}$. Assim, é possível escrever que $v_i = 4v_{\pi 1}$. Atendendo a que:

$$\begin{aligned} i'_o &= -g_m v_{\pi 3} \\ i'_o &= +\frac{\alpha_P}{4r_E} v_i \end{aligned} \quad (6.14)$$

Demonstra-se agora que as bases de Q_3 e Q_4 (ponto B) estão ligadas a um ponto de terra virtual. A tensão v_B (para a terra) é dada por:

$$v_B = v_{\pi 3} - v_{\pi 1} + v_i^+ = -2v_{\pi 1} + v_i^+ \quad (6.15)$$

$$v_B = v_{\pi 4} - v_{\pi 2} + v_i^- = 2v_{\pi 1} + v_i^- \quad (6.16)$$

em que v_i^+ representa a tensão do terminal de entrada + para a terra enquanto que v_i^- representa a tensão do terminal de entrada - para a terra. Assim:

$$v_i = v_i^+ - v_i^- \quad (6.17)$$

$$v_i/2 = v_i^+ = -v_i^- \quad (6.18)$$

Somando as equações 6.15 e 6.16, e usando as equações 6.17 e 6.18 tem-se que $v_B = 0$.

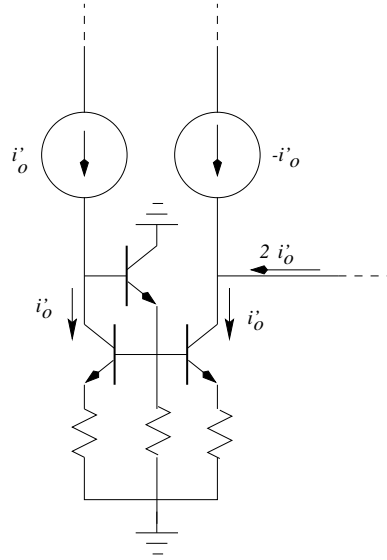


Figura 6.4: Andar de entrada do $\mu\text{A } 741$: circuito equivalente para sinal incluindo a carga activa.

Dado que o par diferencial $Q_1 - Q_4$ está configurado com uma carga activa então a corrente de sinal devolvida ao segundo andar, i_o , é $2 \times i'_o$ tal como se mostra na figura 6.4 (ver capítulo capítulo 1, secção 1.9). É possível determinar o ganho de transconductância do primeiro andar:

$$G_m = \frac{i_o}{v_i} = \frac{\alpha_P}{2r_E} = 0.19 \text{ mA/V} \quad (6.19)$$

Note que este ganho de transconductância é calculado com a saída do primeiro andar em curto-circuito!

A resistência de entrada diferencial R_{i1} pode ser calculada da seguinte forma:

$$R_{i1} = \frac{v_i}{i_i} = 4r_{\pi 1} \quad (6.20)$$

$$= 4(\beta_N + 1)r_E = 2.1 \text{ M}\Omega \quad (6.21)$$

A impedância de saída pode ser obtida colocando ambas as entradas à terra. Nesta situação a resistência de saída pode ser obtida a partir do circuito equivalente que se apresenta na figura 6.5. Na verdade este circuito é aproximado. Embora a base de Q_4 esteja ligada a um potencial nulo (terra virtual) a base de Q_6 não se encontra nesta situação. No entanto o resultado obtido usando esta aproximação não é significativamente alterado em relação ao valor exacto.

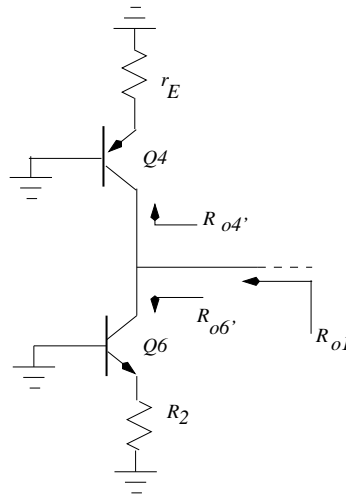


Figura 6.5: Circuito equivalente para o cálculo da impedância de saída do andar de entrada do μA 741.

A impedância de saída é dada por $R_{o1} = R_{o4'} || R_{o6'}$. O cálculo de $R_{o4'}$ e de $R_{o6'}$ pode ser efectuado usando o resultado obtido no capítulo 1 para o cálculo da impedância de saída de uma fonte de corrente discreta (ver equação 1.77):

$$\begin{aligned} R_{o4'} &= r_{o4} + (r_{\pi4} || r_E) + \frac{r_{o4} \beta_N r_E}{r_{\pi4} + r_E} \\ &\simeq r_{o4} [1 + g_m (r_{\pi4} || r_E)] = 10.5 \text{ M}\Omega \\ R_{o6'} &\simeq r_{o6} [1 + g_m (r_{\pi6} || R_2)] = 18.2 \text{ M}\Omega \\ R_{o1} &= 6.7 \text{ M}\Omega \end{aligned}$$

Em termos de sinal o primeiro andar pode ser descrito pelo circuito da figura 6.6.

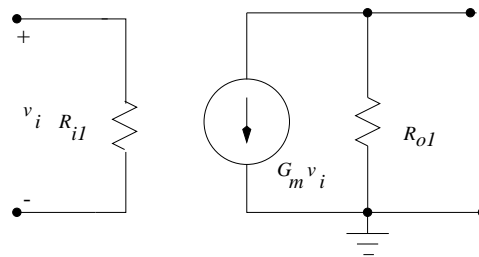


Figura 6.6: Andar de entrada do μA 741: circuito equivalente para pequenos sinais.

Análise do segundo andar

O circuito equivalente para sinal do segundo andar do 741 é mostrado na figura 6.7. É possível verificar que este circuito é constituído por um seguidor de emissor e de um emissor comum com resistência de emissor. A resistência

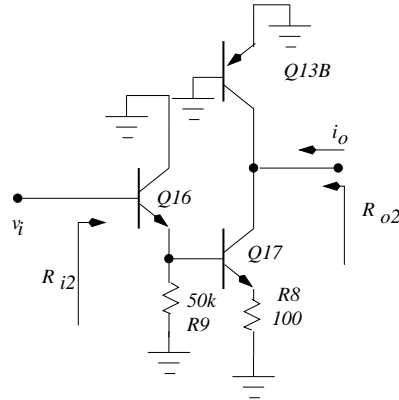


Figura 6.7: Circuito equivalente para sinal do segundo andar do μA 741.

de entrada deste andar é dada por:

$$R_{i2} = r_{\pi 16} + (\beta_N + 1)[R_9 || (r_{\pi 17} + (\beta_N + 1)R_8)] = 4 \text{ M}\Omega \quad (6.22)$$

O ganho de transconductância do segundo andar pode ser calculado da seguinte forma:

$$G_{m2} = \frac{\alpha_N}{r_{E17} + R_8} \frac{R_9 || (r_{\pi 17} + (\beta_N + 1)R_8)}{R_9 || [r_{\pi 17} + (\beta_N + 1)R_8] + R_{E16}} = 6.5 \text{ mA/V} \quad (6.23)$$

A resistência de saída é dada por:

$$R_{o2} \simeq r_{o13B} || (r_{o17}[1 + g_{m17}(r_{\pi 17} || R_8)]) = 81 \text{ k}\Omega \quad (6.24)$$

O circuito equivalente para pequenos sinais do segundo andar é mostrado na figura 6.8

Análise do andar de saída

A figura 6.9 mostra o andar de saída do 741 com uma resistência de carga de 700.

A excursão máxima positiva para o sinal de saída é limitada pela saturação de Q_{13A} . Assim o sinal máximo de saída é aproximadamente igual a:

$$v_{omax} = V_{CC} - V_{CEsat} - V_{BE14} \quad (6.25)$$

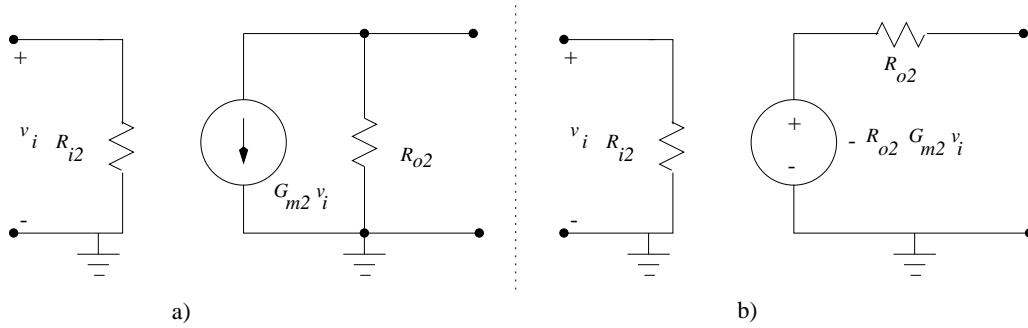


Figura 6.8: 2 andar do μA 741: circuito equivalente para pequenos sinais. a) Equivalente de Norton b) Equivalente de Thévenin

Por outro lado a tensão mínima para o sinal de saída é limitada pela saturação de Q_{17} . Desprezando a queda de tensão em R_8 tem-se que:

$$v_{o\min} = -V_{CC} + V_{CE\text{sat}} + V_{BE23} + V_{BE20} \quad (6.26)$$

Embora a resistência de entrada do primeiro e segundo andares não dependam significativamente da impedância de carga R_L , tal não se verifica para o caso da impedância de entrada do terceiro andar. No entanto o facto de o andar de saída incluir Q_{23} configurado como um seguidor de emissor garante sempre uma alta impedância de entrada para este andar mesmo no pior caso (resistência de carga R_L bastante pequena). O pior caso pode ser determinado tendo em conta que a corrente máxima de saída que o amplificador operacional pode conduzir, sem que os circuitos de protecção entrem em funcionamento, é de cerca de 20 mA. Por outro lado sabemos que a tensão máxima de saída é de cerca de ± 14 Volt. Assim, a resistência mínima para a qual o 741 apresenta um funcionamento como amplificador linear é de cerca de:

$$R_{L\min} = \frac{14}{20 \times 10^{-3}} = 700 \ \Omega \quad (6.27)$$

A resistência de entrada, R_{i3} , pode ser calculada tendo em conta que o andar de saída é essencialmente constituído por dois seguidores de emissor: Q_{23} e o andar classe AB que tem um comportamento semelhante a um seguidor de emissor. Assumindo que um dos transístores do andar de saída, por exemplo Q_{20} está em condução e a conduzir uma corrente de 5 mA tem-se que a resistência de entrada vista da base Q_{20} é aproximadamente $\beta_P R_L = 35 \text{ k}\Omega$. Esta resistência aparece em paralelo com a resistência de Q_{13A} ² ($r_{o13A} \simeq 280 \text{ k}\Omega$). Assim, $R_{i3} \simeq \beta_N (280 || 35) \text{ k}\Omega = 1.6 \text{ M}\Omega$. Dado

²Note que a resistência dinâmica da configuração constituída por $Q_{19} - Q_{18}$ é muito pequena!

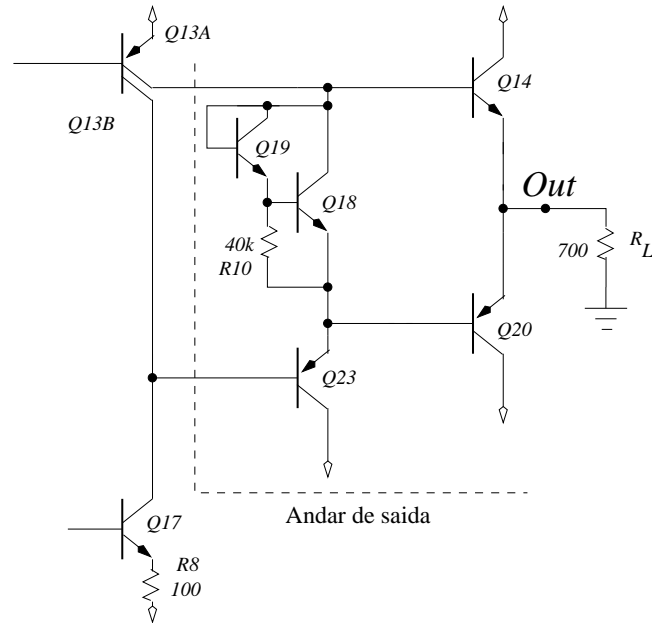


Figura 6.9: Andar de saída do μA 741

que a resistência de saída do segundo andar é $R_{i2} = 81 \text{ k}\Omega$ verifica-se que $R_{i3} \gg R_{i2}$ não alterando deste modo o ganho de tensão do segundo andar.

O ganho de tensão do terceiro andar, A_{v3} , é aproximadamente igual a 1. Tal deve-se a que, para sinal, o andar de saída é essencialmente constituído por dois seguidores de emissor.

A impedância de saída do terceiro andar, R_{o3} , pode ser calculada a partir do circuito equivalente para sinal que se representa na figura 6.10. Esta impedância é dada por:

$$R_{o3} = \frac{R_{o23}}{\beta_P + 1} + r_{E20} = 34 + r_{E20} \quad (\Omega) \quad (6.28)$$

$$R_{o23} = \frac{R_{o2}}{\beta_P + 1} + r_{E23}$$

Note que a primeira componente da impedância de saída é de cerca de 34Ω enquanto que a segunda componente depende fortemente da corrente de saída. Para uma corrente de saída de 5 mA r_{E20} é de cerca de 5Ω enquanto que para uma corrente de 0.5 mA r_{E20} é de cerca de 50Ω . A impedância de saída do 741 é especificada como sendo tipicamente de 75Ω .

O circuito equivalente para pequenos sinais pode ser descrito tal como se mostra na figura 6.11

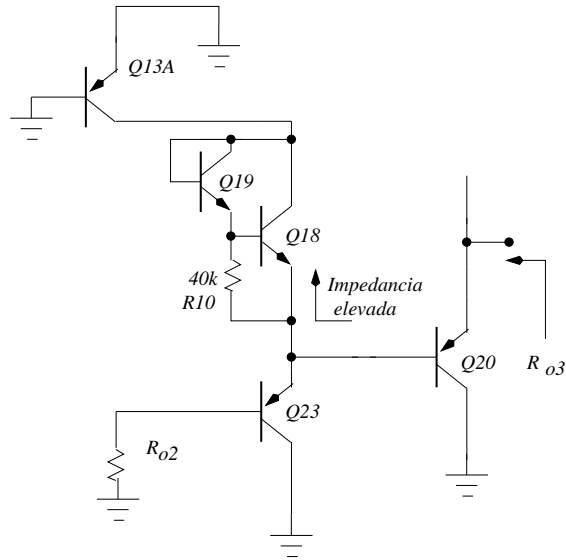
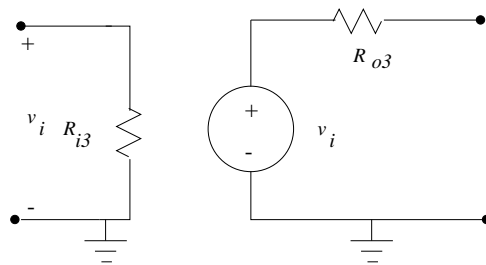


Figura 6.10: Andar de saída do 741

Figura 6.11: Andar de saída do μA 741

Ganho de tensão do 741

O ganho de tensão do 741 pode ser calculado a partir do circuito equivalente para pequenos sinais do 741 e que se representa na figura 6.12. Este circuito equivalente é a conjugação dos circuitos equivalente determinados anteriormente para cada um dos andares considerados individualmente. A partir desta figura pode-se expressar o ganho de tensão da seguinte forma:

$$\frac{v_o}{v_i} = -G_{m1}(R_{o1}||R_{i2})(-G_{m2}R_{o2})\frac{R_{i3}}{R_{o2} + R_{i3}}\frac{R_L}{R_L + R_{o3}}$$

Usando os valores obtidos anteriormente tem-se que este ganho é

$$\frac{v_o}{v_i} = -476.1 \times (-515) \times 0.9 \simeq 221000 \quad (6.29)$$

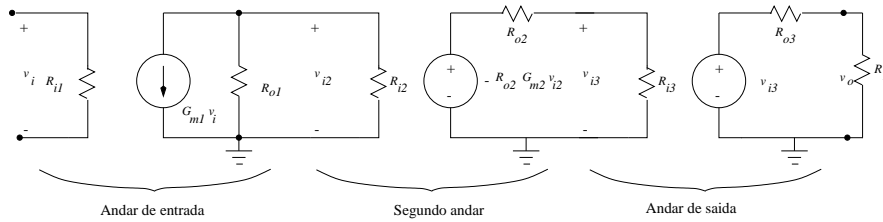


Figura 6.12: Modelo equivalente para pequenos sinais para o $\mu\text{A 741}$

Neste calculo foi assumido uma resistência de carga $R_L = 700 \Omega$ e uma resistência de saída $R_{o3} = 74 \Omega$.

6.2.4 Análise no domínio da frequência

Como já foi referido anteriormente, o 741 é compensado internamente por forma a apresentar um pólo dominante que determina a resposta em frequência. Esta compensação é feita através do condensador de 30 pF que está colocado entre os terminais de entrada e de saída do segundo andar proporcionando assim *feedback* negativo. Usando o teorema de Miller é possível determinar a capacidade equivalente reflectida para a entrada deste segundo andar (entre a base de Q_{16} e a terra):

$$C_i = C_C(1 + |A_2|) = 15480 \text{ pF} \quad (6.30)$$

em que $A_2 = -515$. Dado que esta capacidade é bastante elevada ignoram-se as restantes capacidades entre a base de Q_{16} e a terra. A resistência total entre este ponto e a terra é dada por:

$$R_t = (6.7 || 4) \text{ M}\Omega = 2.5 \text{ M}\Omega \quad (6.31)$$

assim o pólo dominante tem associado uma frequência que é obtida por:

$$f_P = \frac{1}{2\pi C_i R_t} = 4.1 \text{ Hz} \quad (6.32)$$

O uso deste tipo de compensação faz como que todos os restantes pólos do circuito se ‘desloquem’ para frequências bastante elevadas de tal modo que a resposta do amplificador é essencialmente dominada pelo pólo localizado em f_P . Assim, o diagrama de Bode de amplitude do 741 é do tipo daquele indicado na figura 6.13. A frequência f_t para a qual o ganho do amplificador é unitário pode ser calculado da seguinte forma:

$$f_t = A_o f_P \quad (6.33)$$

$$f_t = 904 \text{ kHz} \quad (6.34)$$

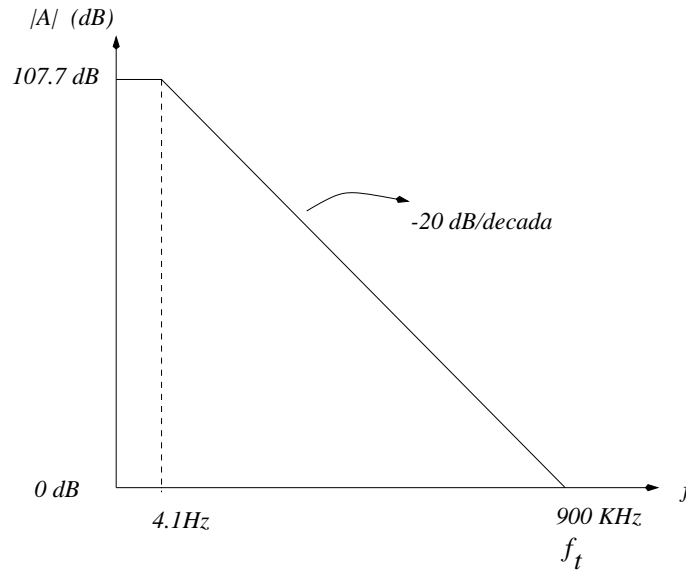


Figura 6.13: Resposta em frequência do amplificador operacional 741

Este tipo de compensação garante que para qualquer tipo de realimentação o amplificador é incondicionalmente estável dado que mesmo para uma realimentação em que $\beta = 1$ (ou seja, todo o sinal de saída é re-alimentado) uma margem de fase de cerca de 90 graus é garantida.

Por outro lado, quando se pretendem altos ganhos em malha fechada (ou seja, o valor de β é bastante pequeno) então para estas situações o 741 está, muitas vezes, sobre-compensado, o que resulta numa largura de banda reduzida para o amplificador em malha fechada.

Devido a este problema alguns amplificadores operacionais não apresentam compensação interna deixando o problema da compensação para o projectista do circuito.

6.3 O Amplificador Operacional com CMOS

Os amplificadores operacionais implementados com tecnologia CMOS são geralmente usados com parte integrante de um circuito VLSI (*Very Large Scale Integrated*) e, na grande maioria das situações, este tipo de amp-ops devolve um sinal a outros circuitos internos ao *chip* e que podem ser descritos, em termos de impedância de entrada, por uma carga capacitiva da ordem de pico-Farad. Assim, estes amp-ops não necessitam de um andar de saída sofisticado com uma impedância de saída muito reduzida. Exceptuam-se aqueles que devolvem o sinal a outros circuitos externos ao *chip* VLSI. Neste

caso, poderá ser necessário dotar o amplificador operacional com um andar de saída com uma impedância de saída reduzida.

A figura 6.14 mostra uma topologia bastante utilizada em amp-ops implementados com CMOS e que é constituída por dois andares. Este circuito

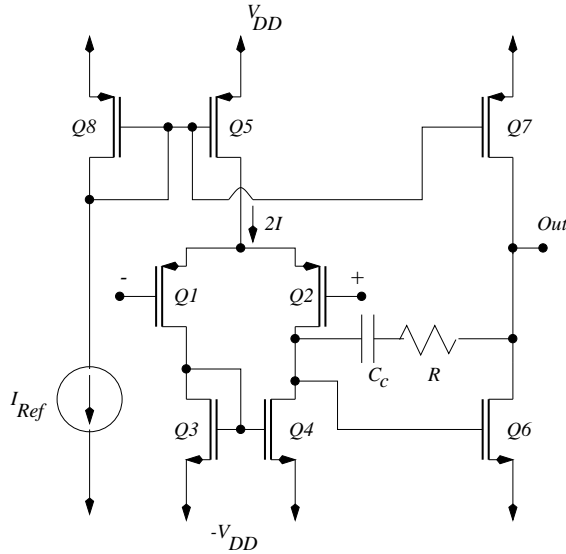


Figura 6.14: Amplificador operacional com MOSFETS

é polarizado com ± 5 V. A corrente de referência I_{Ref} pode ser gerada internamente (dentro do *chip*) ou externamente. O espelho de corrente formado por Q_8 e Q_5 proporciona a corrente de polarização ao par diferencial Q_1 , Q_2 . A razão W/L de Q_5 é seleccionada por forma a garantir a corrente desejada para o par diferencial. O par diferencial tem uma carga activa formada por Q_3 , Q_4 .

O segundo andar consiste de uma configuração *source* comum com uma carga activa, Q_7 . Tal como para o caso do 741, a compensação é feita através de um condensador. Note-se no entanto que existe uma resistência (geralmente implementada com um MOSFET) cuja função será discutida na secção 6.3.3.

6.3.1 Análise DC

Procede-se agora à análise DC do amplificador da figura 6.14. Para tal, consideram-se os seguintes parâmetros para os transístores:

Transístor	Q_1	Q_2	Q_3	Q_4	Q_5	Q_6	Q_7	Q_8
W/L	120/8	120/8	50/10	50/10	150/10	100/10	150/10	150/10

$I_{Ref} = 25 \mu\text{A}$, $V_T = 1 \text{ V}$, $\mu_n C_{ox} = 20 \mu\text{A}/\text{V}^2$, $\mu_p C_{ox} = 10 \mu\text{A}/\text{V}^2$, $V_A = 25 \text{ V}$, $V_{DD} = 5 \text{ V}$. Assume-se que todos os transístores estão a funcionar na sua zona de saturação e que a modulação da corrente I_D por parte da tensão V_{DS} pode ser desprezável em termos do cálculo DC.

Dado que Q_8 e Q_5 são iguais então $2I = I_{Ref}$. Deste modo Q_1, Q_2, Q_3 e Q_4 conduzem uma corrente $I = 12.5 \mu\text{A}$. Dado que Q_7 é igual a Q_5 e Q_8 então Q_7 e Q_6 conduzem uma corrente igual a I_{Ref} . Sabendo as correntes de dreno de cada transístor é possível determinar agora a tensão V_{GS} de cada usando a seguinte equação:

$$I_D = \frac{1}{2}(\mu C_{ox})\frac{W}{L} (|V_{GS}| - |V_T|)^2 \quad (6.35)$$

A transconductância de cada um dos transístores é determinada através da seguinte expressão:

$$g_m = \frac{2I_D}{|V_{GS}| - |V_T|} \quad (6.36)$$

e r_o é determinado através da seguinte expressão:

$$r_o = \frac{|V_A|}{I_{DS}} \quad (6.37)$$

Os resultados para cada um dos transístores do amplificador são mostrados na tabela seguinte:

	Q_1	Q_2	Q_3	Q_4	Q_5	Q_6	Q_7	Q_8
I_D (μA)	12.5	12.5	12.5	12.5	25	25	25	25
$ V_{GS} $ (V)	1.4	1.4	1.5	1.5	1.6	1.5	1.6	1.6
g_m ($\mu\text{A}/\text{V}$)	62.5	62.5	50	50	83.3	100	83.3	83.3
r_o ($\text{M}\Omega$)	2	2	2	2	1	1	1	1

6.3.2 Análise para pequenos sinais

O ganho de tensão do primeiro andar é dado por:

$$A_1 = -g_{m1}(r_{o2}||r_{o4}) = -62.5 \quad (6.38)$$

e o ganho de tensão do segundo andar é dado por:

$$A_2 = -g_{m6}(r_{o6}||r_{o7}) = -50 \quad (6.39)$$

Deste modo o ganho de tensão total do amplificador é igual a 3125.

Tensão de *offset* de entrada

Se os dispositivos do andar de entrada não forem perfeitamente iguais existe uma tensão de *offset*. Dado que as diferenças entre os transístores têm um carácter aleatório esta tensão de *offset* designa-se por *offset* aleatório para distinguir de um outro tipo de *offset* encontrado em amplificadores com CMOS e que se designa por *offset* sistemático. Este último tipo de *offset* pode ser minimizado através de um projecto cuidado do amplificador.

Por forma a termos uma ideia de como o *offset* sistemático pode ocorrer consideremos que ambas as entradas do amplificador estão colocadas à terra. Caso os transístores do par diferencial sejam perfeitamente iguais então a tensão que aparece no dreno de Q_4 é exactamente igual à tensão no dreno de Q_3 ($-V_{DD} + V_{GS4}$). Esta tensão é a tensão V_{GS6} que é aplicada a Q_6 e deste modo a corrente de dreno de Q_6 está directamente relacionada com a corrente de dreno de Q_4 , $I_{D4} = I$, através da seguinte expressão:

$$I_{D6} = \frac{(W/L)_6}{(W/L)_4} I \quad (6.40)$$

Para que não ocorra nenhuma tensão de *offset* à saída esta corrente deve ser exactamente igual à corrente fornecida por Q_7 . Esta última corrente relaciona-se com a corrente $2I$ através da seguinte expressão:

$$I_{D7} = \frac{(W/L)_7}{(W/L)_5} (2I) \quad (6.41)$$

Assim, condição para que $I_{D6} = I_{D7}$ pode ser encontrada através das duas equações anteriores, ou seja,

$$\frac{(W/L)_6}{(W/L)_4} = 2 \frac{(W/L)_7}{(W/L)_5} \quad (6.42)$$

Se esta condição não for satisfeita então existirá *offset* sistemático.

6.3.3 Análise no domínio da frequência

De modo a compreendermos a necessidade de uma resistência R em série com o condensador C_C considere-se primeiro o circuito equivalente para sinal, que se mostra na figura 6.15 a), sem a resistência. G_{m1} representa a transcondutância do primeiro andar, $G_{m1} = g_{m1} = g_{m2}$, $R_{o1} = r_{o2} || r_{o4}$, $G_{m2} = g_{m6}$ e $R_{o2} = r_{o6} || r_{o7}$. C_1 representa a capacidade total entre o primeiro e o segundo andar enquanto que C_2 representa a capacidade total à saída do segundo andar. Normalmente C_2 é bastante superior a C_1 . Aplicando o método das

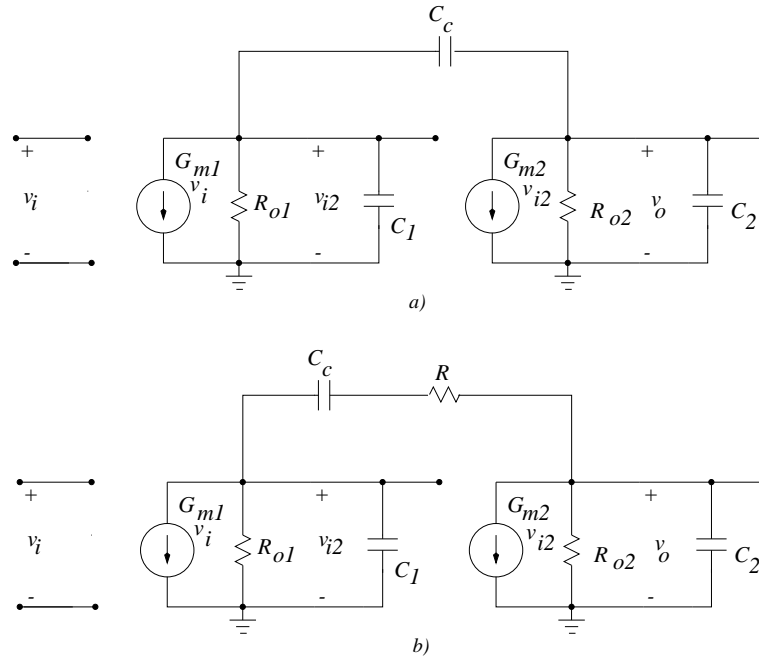


Figura 6.15: Circuito equivalente para pequenos sinais para o amplificador operacional com MOSFETS a) Sem resistência b) com resistência

constantes de tempo (discutido no capítulo 2) é possível demonstrar que o circuito apresenta dois pólos situados em:

$$\omega_{p1} \simeq \frac{1}{G_{m2}R_{o2}C_C R_{o1}} \quad (6.43)$$

$$\omega_{p2} \simeq \frac{G_{m2}C_C}{C_1C_2 + C_C(C_1 + C_2)} \quad (6.44)$$

Note-se que o primeiro pólo resulta da aplicação do teorema de Miller à capacidade C_C (que é bastante mais elevada que C_1) e que interage com R_1 . Para fazer com que ω_{p1} seja o pólo dominante é necessário seleccionar C_C por forma a que quando este é multiplicado pelo ganho de tensão DC dê o valor de ω_t , a frequência angular para a qual o ganho é unitário. O valor de ω_t é geralmente seleccionado por forma a ser inferior às frequências dos pólos não-dominantes. Assim, para este caso tem-se que,

$$A_o\omega_{p1} = \omega_t \quad (6.45)$$

$$G_{m1}R_{o1}G_{m2}R_{o2} \frac{1}{G_{m2}R_{o2}C_C R_{o1}} = \omega_t \quad (6.46)$$

ou seja,

$$\omega_t = \frac{G_{m1}}{C_C} \quad (6.47)$$

A capacidade C_C também introduz um zero no lado direito do plano s . Esta questão não foi considerada no caso do 741 porque neste caso o zero está colocado a uma frequência muito elevada. No entanto, para o caso de amplificadores CMOS este não é o caso. A localização deste zero pode ser determinada directamente a partir do circuito da figura 6.15 a) Pretende-se determinar a frequência s para a qual a tensão de saída é igual a zero. Colocando a tensão de saída a zero tem-se que:

$$sC_C v_{i2} = G_{m2} v_{i2} \quad (6.48)$$

ou seja, o zero está colocado em:

$$s = \frac{G_{m2}}{C_C} \quad (6.49)$$

Dado que G_{m2} é da mesma ordem de grandeza de G_{m1} verifica-se que a frequência do zero estará próxima de ω_t . Note que um zero no lado direito do plano s introduz um atraso de fase que diminui a margem de fase e por isso degrada a estabilidade do amplificador.

O problema pode ser resolvido introduzindo uma resistência R em série com C_C , tal como se mostra na figura 6.15 b). De modo a determinar a localização zero coloca-se a tensão de saída do amplificador a zero. Neste caso tem-se que:

$$\frac{v_{i2}}{R + 1/sC_C} = G_{m2} v_{i2} \quad (6.50)$$

ou seja o zero está agora localizado em

$$s = \frac{1}{C_C(1/G_{m2} - R)} \quad (6.51)$$

Seleccionando $R = 1/G_{m2}$, o zero é colocado a uma frequência infinita. Na prática selecciona-se $R > 1/G_{m2}$ de modo a que o zero fique localizado no lado esquerdo do plano s aumentando a margem de fase do amplificador.

Outro problema a ter ainda em conta é a localização do segundo pólo. Esta frequência não é significativamente superior à frequência do segundo pólo e portanto pode reduzir consideravelmente a margem de fase para frequências

próximas de ω_t . Com efeito, considere-se o caso em que C_2 e C_C são consideravelmente superiores a C_1 . Neste caso ω_{p2} pode ser aproximada pelo seguinte valor:

$$\omega_{p2} = \frac{G_{m2}}{C_2} \quad (6.52)$$

Comparando esta equação com a equação 6.47 verifica-se que ω_{p2} está próxima de ω_t . Este problema poder ser resolvido aumentando C_C o que causa uma diminuição de ω_t . Esta solução implica, no entanto, uma diminuição da largura de banda do amplificador.

Bibliografia

- A.S. Sedra and K.C. Smith, *Microelectronic Circuits*, Oxford Univ. Press, 4th Edition, 1998.
- P.R. Gray and R. G. Meyer, *Analysis and design of analog integrated Circuits*, Wiley, 3rd Ed.,1993.
- N. Malik, *Electronic Circuits, Analysis, Simulation, and Design*, Prentice-Hall International Editions, 1995.
- M.N. Horenstein, *Microelectronic Circuits and Devices*, Prentice-Hall International Editions, 2nd Edition, 1996.
- L. Moura, “Error Analysis in Miller’s Theorems”, *IEEE Trans. on Circuits and Systems-I: Fundamental Theory and Applications* Vol. 48, No.2, pp.241–249, Feb. 2001.

Apêndice A

Teoremas de Miller

A.1 Teorema de Miller

Considere-se um determinado circuito eléctrico com N nós como indicado na figura A.1 a). Sejam V_1, V_2, V_N as tensões nos nós 1, 2, ..., N , com $V_N = 0$ representando o potencial nulo (terra). Caso os nós 1 e 2 estejam ligados por

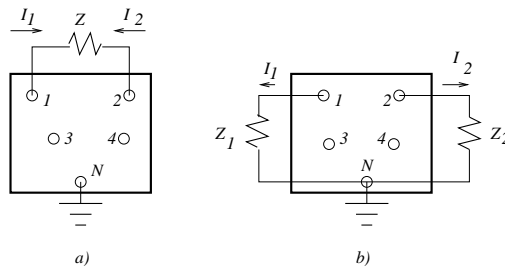


Figura A.1: Teorema de Miller

uma impedância Z e seja conhecida a razão $A_v = V_2/V_1$ (ganho de tensão entre estes dois nós) então é possível estabelecer um circuito equivalente, **em termos de impedância de entrada e ganho de tensão**, tal como se mostra na figura A.1 b), em que as impedâncias equivalentes Z_1 e Z_2 são dadas por:

$$Z_1 = \frac{Z}{1 - A_v} \quad (\text{A.1})$$

$$Z_2 = \frac{A_v Z}{A_v - 1} \quad (\text{A.2})$$

A.2 Dual do teorema de Miller

Considere-se o circuito da figura A.2 a) em que as duas malhas indicadas estão acopladas através da impedância Z . Caso seja possível estabelecer ou determinar o ganho de corrente A_I ;

$$A_I = -I_2/I_1 \quad (\text{A.3})$$

então é possível obter um circuito equivalente, **em termos de impedância de entrada e ganho de corrente**, que se mostra na figura A.2 b), com impedâncias Z_1 e Z_2 que são dadas por:

$$Z_1 = Z(1 - A_I) \quad (\text{A.4})$$

$$Z_2 = Z \frac{A_I - 1}{A_I} \quad (\text{A.5})$$

De notar que ambos os teoremas não podem ser aplicados para o cálculo da

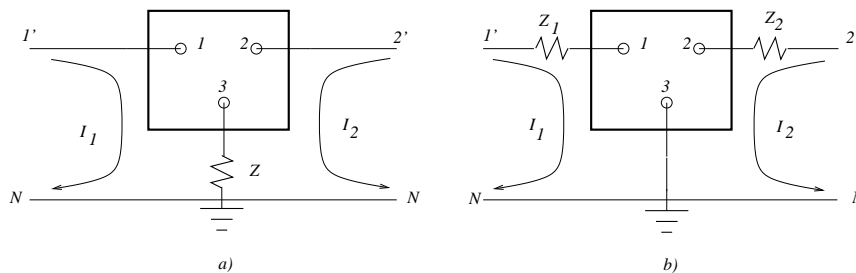


Figura A.2: Dual do teorema de Miller

impedância de saída do circuito (em malha fechada).