



Ministério da Educação - MEC
Universidade Tecnológica Federal do Paraná - UTFPR
Departamento Acadêmico de Eletrônica - DAELN
Av. Sete de Setembro, 3165 - 80230-901
Curitiba – Paraná – Brasil
Telefone: (41) 3310-4616 / 3310-4687



APOSTILA

Amplificadores - EL66E

Prof. Dr. Joaquim Miguel Maia
Sala 12 - CPGEI
E-mail: joaquim@utfpr.edu.br

Curitiba
Março/2018
Rev. 02 – Novembro/2019

SUMÁRIO

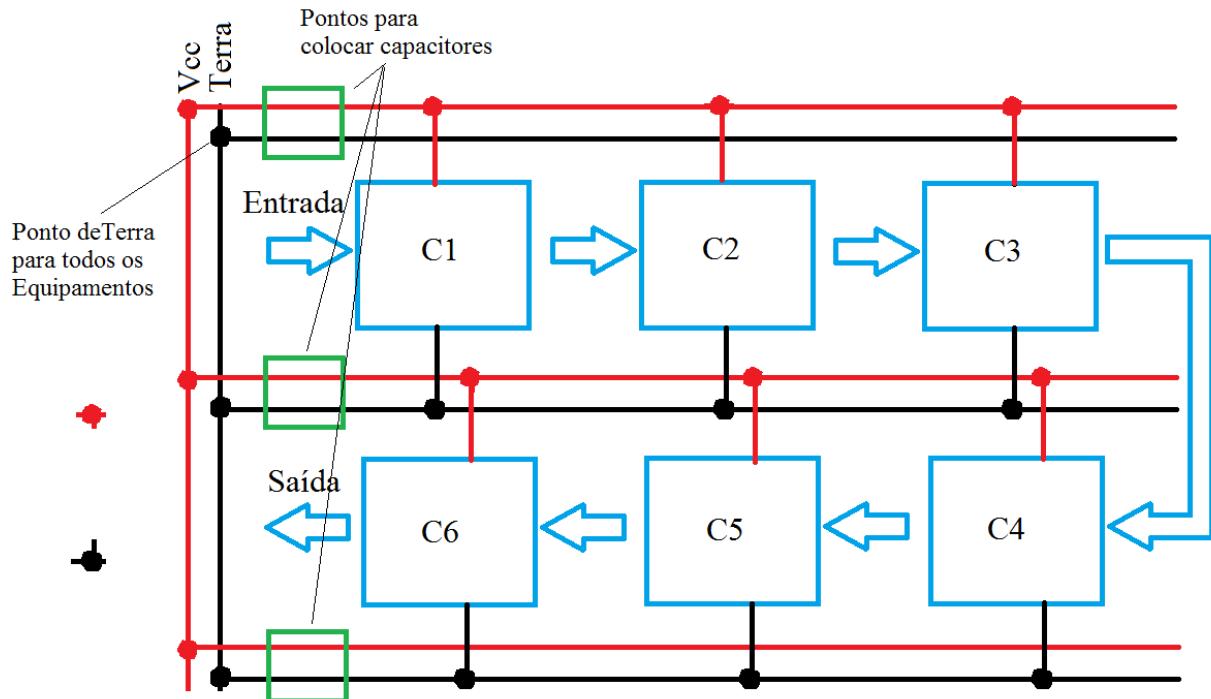
1 SUGESTÕES PRÁTICAS PARA MONTAGEM DE CIRCUITOS EM PROTOBOARD E COLOCAÇÃO DE CAPACITORES DE PASSAGEM (BYPASS)	5
2 REVISÃO SOBRE AMPLIFICADORES BÁSICOS DISCRETOS	7
2.1 Regras práticas para polarização de transistores.....	7
2.2 Parâmetros H (Híbridos).....	7
2.2.1 Configuração Emissor-comum (EC).....	8
2.2.2 Configuração Coletor-comum	11
2.2.3 Configuração Base-comum.....	12
2.2.4 Observações práticas sobre os parâmetros H.....	13
2.3 Amplificação de Tensão Levando em Consideração a Resistência R_S da Fonte de Entrada (A_{Vs})	13
2.4 Amplificação de Corrente Levando em Consideração a Resistência R_S da Fonte de Entrada (A_{IS})	14
2.5 Outras relações para ganhos de tensão, corrente, transadmitância e transimpedância	14
2.6 Quadripolo π Híbrido	15
2.6.1 Modelo do Transistor para Baixas e Médias Frequências.....	15
2.6.2 Transformação de quadripolos híbrido ($\pi \leftrightarrow h$)	16
2.6.3 Modelo do transistor para altas frequências	17
2.7 Modelos para o Transistor de Efeito de Campo.....	18
2.7.1 Modelo para Altas Frequências (Quadripolo π)	18
2.7.2 Modelo do FET para Baixas e Médias Frequências (Quadripolo π)	19
2.7.3 Quadripolo Y para o FET	20
2.7.4 A Configuração Fonte Comum	23
2.7.5 A Configuração Dreno Comum.....	23
2.7.6 A Configuração Porta Comum.....	24
3 RESPOSTA EM FREQUÊNCIA.....	25
3.1 Faixa de Passagem ou Faixa de Resposta.....	25
3.2 Representação da Função de Transferência graficamente utilizando o Diagrama de Bode	25
3.3 Métodos para Cálculo das Frequências de Corte.....	29
3.3.1 Método do polo dominante.....	29
3.3.2 Método do somatório	29
3.4 Resposta em Baixas Frequências.....	30
3.4.1 Resposta em Baixas Frequências do Circuito Emissor Comum.....	31
3.4.2 Resposta em Baixas Frequências do Circuito Coletor Comum	33
3.4.3 Resposta em Baixas Frequências do Circuito Base Comum.....	34
3.4.4 Resposta em Baixas Frequências do Circuito com Realimentação Parcial do Resistor de Emissor (Saída Realimentada).....	35
3.4.5 Resposta em Baixas Frequências do Circuito Fonte Comum.....	37
3.4.6 Resposta em Baixas Frequências do Circuito Dreno Comum	38
3.4.7 Resposta em Baixas Frequências do Circuito Porta Comum.....	39
3.5 Resposta em Altas Frequências.....	40
3.5.1 Resposta em Altas Frequências do Circuito Emissor Comum.....	42
3.5.2 Resposta em Altas Frequências do Circuito Coletor Comum	43
3.5.3 Resposta em Altas Frequências do Circuito Base Comum.....	43
3.5.4 Resposta em Altas Frequências do Circuito com Realimentação Parcial do Resistor de Emissor (Saída Realimentada).....	44

3.5.5	Resposta em Altas Frequências do Circuito Fonte Comum	44
3.5.6	Resposta em Altas Frequências do Circuito Dreno Comum	45
3.5.7	Resposta em Altas Frequências do Circuito Porta Comum	46
3.6	Resposta Global do Amplificador	46
3.7	Amplificadores em Cascata.....	47
4	AMPLIFICADORES COM REALIMENTAÇÃO.....	49
4.1	Propriedades básicas da realimentação negativa	49
4.1.1	Redução do ganho.....	49
4.1.2	Estabilização do ganho	49
4.1.3	Efeitos sobre as impedâncias de entrada e de saída.....	49
4.1.4	Efeito sobre a distorção.....	49
4.1.5	Efeitos sobre ruídos.....	50
4.1.6	O efeito na largura de banda (resposta em frequência do sistema)	51
4.2	Topologia dos Amplificadores Realimentados	51
4.2.1	Amostragem e comparação	51
4.2.2	Impedâncias de entrada e de saída do amplificador de tensão.....	52
4.2.3	Impedâncias de entrada e de saída do amplificador de corrente	53
4.2.4	Impedâncias de entrada e de saída do amplificador de transadmitância ou transcondutância	55
4.2.5	Impedâncias de entrada e de saída do amplificador de transimpedância ou transresistência.....	56
4.2.6	Método de análise de um amplificador realimentado	56
5	ESTABILIDADE E RESPOSTA DE AMPLIFICADORES COM REALIMENTAÇÃO: OSCILADORES E TÉCNICAS DE COMPENSAÇÃO.....	59
5.1	O efeito da Realimentação na Largura de Banda.....	59
5.2	O Problema da Estabilidade	59
5.3	Métodos de Análise da Estabilidade	60
5.3.1	Diagrama de Nyquist	60
5.3.2	Método do Lugar das Raízes.....	62
5.3.3	Análise de estabilidade utilizando o Diagrama de Bode	66
5.4	Técnicas de Compensação.....	68
5.4.1	Compensação por Polo Dominante ou Atraso – Para Altas	68
5.4.2	Compensação por Polo Dominante ou Avanço - Para Baixas.....	69
5.4.3	Compensação por Polo-Zero ("Lag") – Para Altas	70
5.4.4	Compensação por Avanço de Fase ("Lead") – Para Baixas	72
5.4.5	Compensação por Avanço e por Atraso – "Lead-Lag"	73
5.4.6	Compensação pela Modificação da Rede de Realimentação (β)	73
6	AMPLIFICADORES OPERACIONAIS - REVISÃO	75
6.1	O Amplificador Diferencial.....	75
6.1.1	Configurações possíveis para o Amplificador Diferencial.....	75
6.1.2	Parâmetros Relativos ao Amplificador Diferencial.....	76
6.2	Polarização por diodo	78
6.3	O AMPLIFICADOR OPERACIONAL	79
6.3.1	Diagrama Esquemático do 741	79
6.3.2	Símbolo Esquemático.....	79
6.3.3	Modelo do Amplificador Operacional (A. O.)	80
6.3.4	Características do A.O. Ideal	80
6.3.5	<i>Compliance CA</i> de saída (PP)	80
6.3.6	Corrente de Curto-Círcuito de Saída.....	80
6.3.7	Taxa de Inclinação ("Slew Rate")	80
6.3.8	Largura da Banda de Potência	81
6.3.9	Resposta em Frequência	82

6.3.10 Realimentação Negativa	82
6.4 Realimentação de Tensão Não-Inversora (Amplificador Não Inversor de Tensão)	83
6.5 Outros Efeitos da Realimentação.....	83
6.6 Distorção Harmônica	84
6.7 Tensão de Compensação de Saída.....	84
6.8 Realimentação de Corrente Não-Inversora (Amplificador de Transcondutância) .	85
6.9 Realimentação de Tensão Inversora (Amplificador de Transresistência).....	85
6.10 Realimentação da Corrente Inversora (Amplificador de Corrente)	86
6.11 Circuitos Lineares com Amplificadores Operacionais.....	86
6.11.1 Amplificador Não-Inversor de Tensão.....	86
6.11.2 Amplificador Seguidor de Tensão	87
6.11.3 Amplificador Inversor de Tensão.....	87
6.11.4 O Amplificador Somador	88
6.11.5 Amplificadores diferenciais e de Instrumentação	88
6.11.6 Outras aplicações dos Amplificadores Operacionais:.....	89
6.12 AMPLIFICADORES PARA CONDICIONAMENTO DE BIOPOTENCIAIS	90
6.12.1 Características dos Biopotenciais	90
6.12.2 Efeitos Fisiológicos das Correntes Elétricas	90
6.12.3 Circuitos Amplificadores de Biopotenciais.....	91
7 OSCILADORES SENOIDAIS	97
7.1 O critério de Barkhausen.....	97
7.1.1 Considerações práticas	97
7.2 O oscilador de deslocamento de fase.....	98
7.2.1 Utilizando JFET	98
7.2.2 Utilizando Operacional:	99
7.2.3 Utilizando transistor bipolar.....	100
7.2.4 Faixa de Operação para osciladores de deslocamento de fase	100
7.3 Forma geral de circuito oscilador.....	101
7.3.1 Exemplos: osciladores LC sintonizáveis.....	102
7.4 Oscilador com ponte de Wien.....	103
7.5 Osciladores a cristal.....	104
8 FILTROS ATIVOS	107
8.1 Filtro Butterworth	107
8.2 Filtros ressonantes passa banda.....	116
8.3 Amplificador transistorizado com carga RLC	118
8.4 EXEMPLOS DE FILTROS PASSIVOS E ATIVOS DE PRIMEIRA ORDEM.....	119
8.4.1 Filtro Passa-Alta.....	119
8.4.2 Filtro Passa-Baixa.....	120
8.4.3 Filtro Passa-Faixa ou Passa-Banda.....	122
8.4.4 Filtro Rejeita-Faixa	124
9 AMPLIFICADORES DE POTÊNCIA E SEUS ESTÁGIOS DE SAÍDA.....	127
9.1 INTRODUÇÃO	127
9.2 LINHAS DE CARGA CC/CA E <i>COMPLIANCE CA</i> DE AMPLIFICADORES	127
9.3 OPERAÇÃO CLASSE A.....	131
9.4 OPERAÇÃO CLASSE B.....	135
9.5 OPERAÇÃO CLASSE C	139
9.6 OUTRAS CLASSES	140
9.6.1 Operação Classe D.....	140
9.6.2 Operação Classe S	140
9.7 Dissipadores de calor	141

1 SUGESTÕES PRÁTICAS PARA MONTAGEM DE CIRCUITOS EM PROTOBOARD E COLOCAÇÃO DE CAPACITORES DE PASSAGEM (BYPASS)

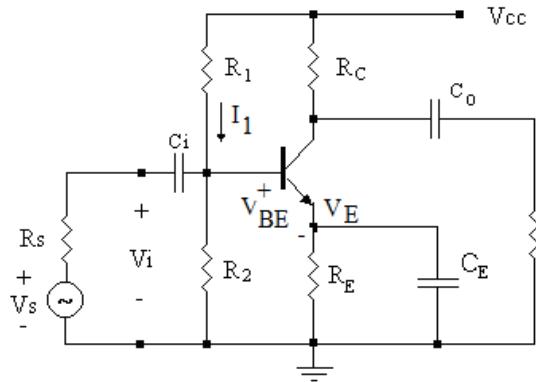
- 1) Realizar a montagem dos circuitos no *protoboard*, placa universal ou placa de circuito impresso sempre que possível na forma sequencial (vide figura);



- 2) Utilizar o terra sempre na configuração estrela. Nunca formar um laço de terra (*looping*);
- 3) Em montagens em *protoboard* utilizar capacitores de passagem (*bypass*) polarizados (eletrolíticos) de valores elevados (acima de $2200 \mu\text{F}$) entre as tensões DC e o terra. Recomenda-se utilizar pelo menos um capacitor para cada alimentação. Estes capacitores devem ser colocados o mais próximo possível dos circuitos e do ponto de entrada das alimentações;
- 4) Em circuitos analógicos/digitais recomenda-se (livros técnicos):
 - a. Utilizar um capacitor de *bypass* polarizado (com valores acima de $0,1 \mu\text{F}$) em paralelo com um capacitor cerâmico (na faixa entre 10 nF e 100 nF) para cada circuito analógico;
 - b. Utilizar um capacitor de *bypass* polarizado (com valores acima de $0,1 \mu\text{F}$) em paralelo com um capacitor cerâmico (na faixa entre 10 nF e 100 nF) para cada conjunto de três circuitos digitais;
- 5) Os terras dos osciloscópios, fontes analógicas, geradores de funções, etc. devem ser colocados todos juntos e o mais próximo possível da entrada das alimentações. Observação: se estiver utilizando mais de um canal do osciloscópio, todos os terras das pontas de prova devem ser conectados no mesmo ponto (não deixar terras em aberto).

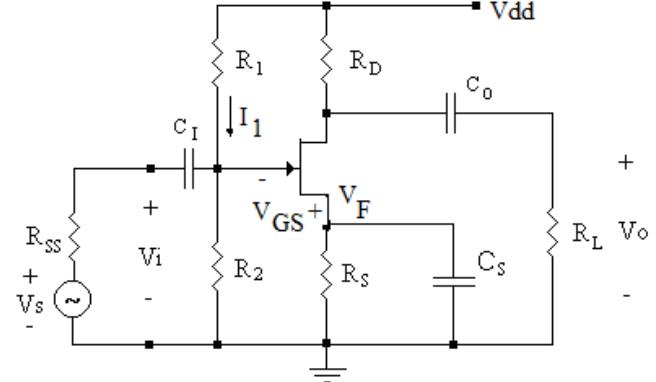
2 REVISÃO SOBRE AMPLIFICADORES BÁSICOS DISCRETOS

2.1 REGRAS PRÁTICAS PARA POLARIZAÇÃO DE TRANSISTORES



(a) Configuração Emissor-comum;

$$a) V_{CEQ} \cong \frac{V_{CC}}{2}$$



(b) Configuração Fonte-comum

$$V_{DS} \cong \frac{V_{DD}}{2}$$

b) Corrente de polarização (sobre R_1 e R_2)

$I_1 \cong 10\%I_C$ (Para configurações com menor impedância de entrada: Ex. Emissor-comum, Base-comum, Porta-comum);
 $I_1 \cong 10\%I_D$

$I_1 \cong 1\%I_C$ (Para configurações com maior impedância de entrada: Ex. Coletor-comum, Fonte-comum, Dreno-comum);
 $I_1 \cong 1\%I_D$

c) Tensão no Emissor ou na Fonte

No caso das Configurações Emissor-comum ou Base-comum

$$V_E \cong 10\%V_{CC}$$

No caso das Configurações Fonte-Comum ou Porta-comum

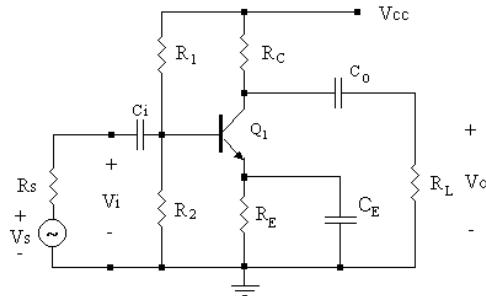
$$V_F \cong 30\%V_{DD}$$
 (Valor mínimo)

d) Para os transistores de sinal pode-se desprezar as correntes de base ou de porta nos cálculos

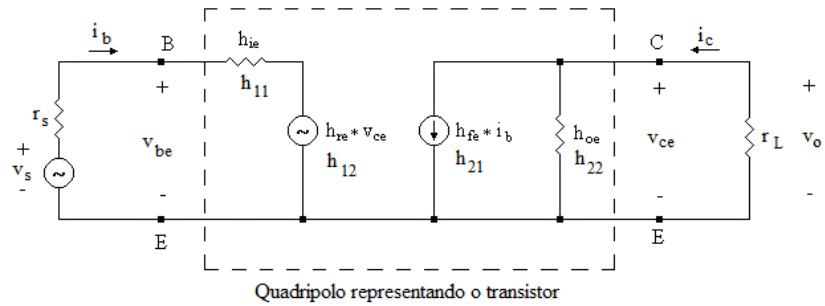
2.2 PARÂMETROS H (HÍBRIDOS)

- Modelo matemático para análise de circuitos com transistores lineares;
- Permitem determinar de forma mais precisa impedâncias e ganhos do circuito;
- Utilizados para analisar os amplificadores lineares com transistores bipolares (EC, CC, BC, etc.) em baixas e médias frequências;

2.2.1 Configuração Emissor-comum (EC)



Modelo H da configuração Emissor-comum



$h_{ie} = \frac{v_{be}}{i_b}$ = Impedância de entrada com a saída em curto;

$h_{re} = \frac{v_{be}}{v_{ce}}$ = Ganho de tensão reverso com a entrada em aberto;

$h_{fe} = \frac{i_c}{i_b}$ = Ganho de corrente direta com a saída em curto;

$h_{oe} = \frac{i_c}{v_{ce}}$ = Admitância de saída com entrada em aberto;

$v_s = \frac{v_s}{R_s + R_1 // R_2} R_1 // R_2$ = Tensão equivalente da fonte de entrada;

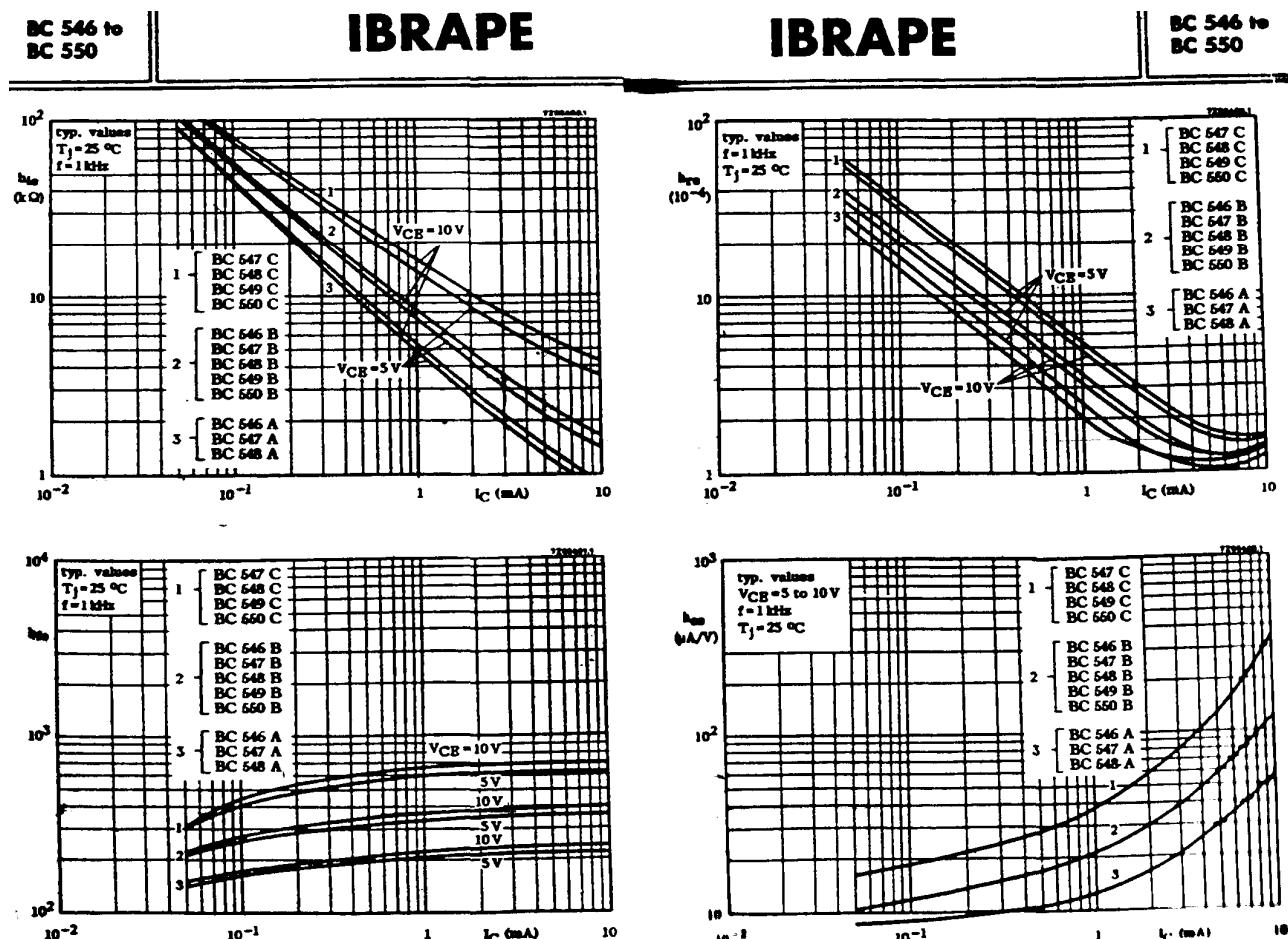
v_o = Tensão de saída.

$r_s = R_s // R_1 // R_2$ = Resistência equivalente da fonte de entrada;

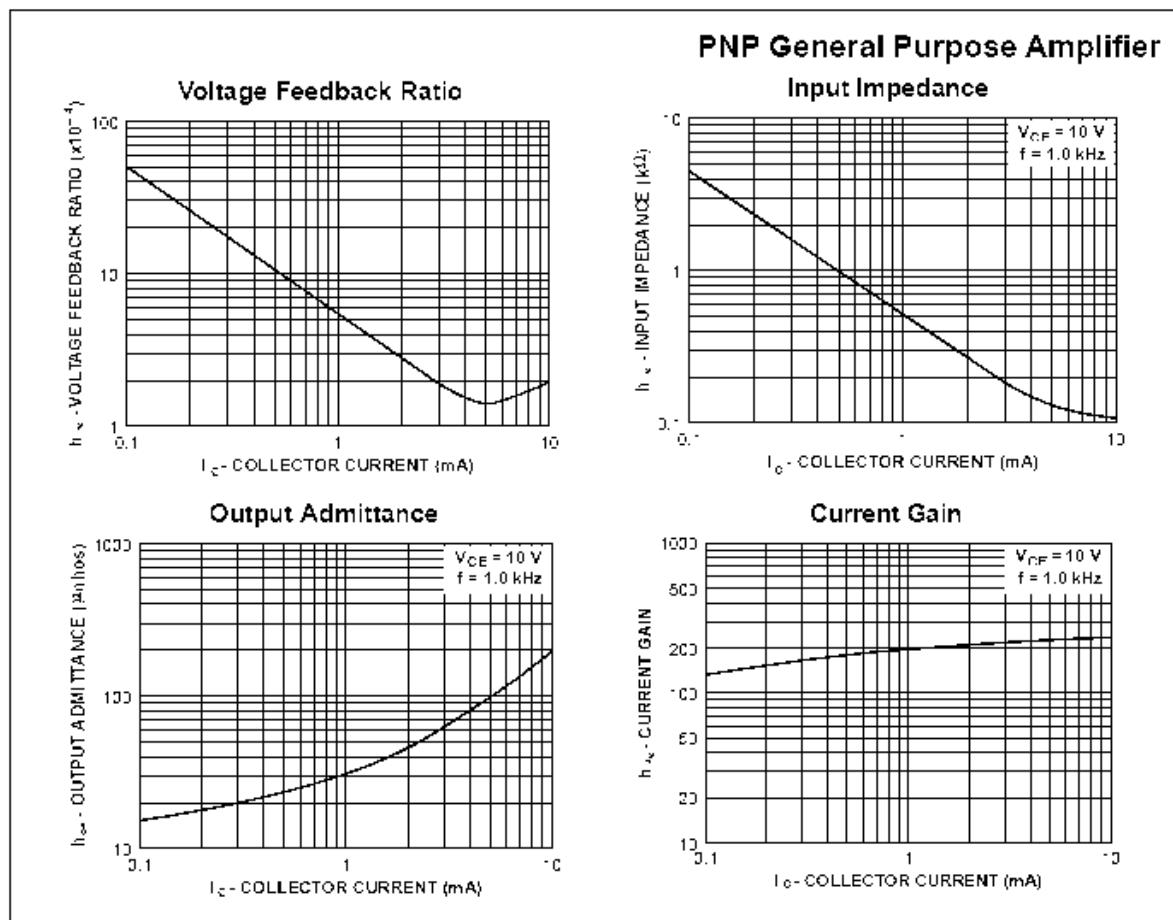
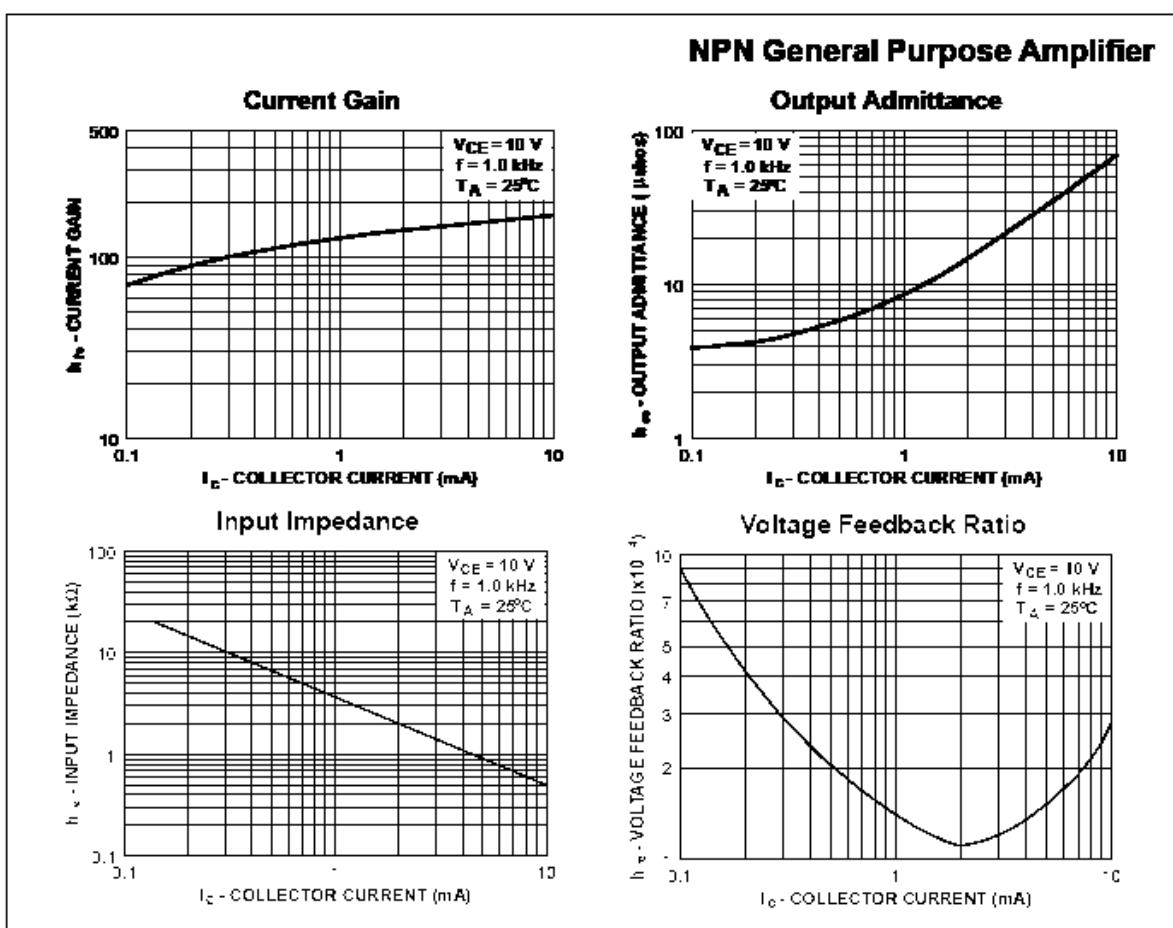
$r_L = R_C // R_L$ = Resistência equivalente da carga;

Equações para determinar ganhos e impedâncias do circuito utilizando-se os parâmetros H – Configuração Emissor-comum

$A_i = \frac{h_{fe}}{1 + h_{oe}r_L}$	Ganho de corrente do quadripolo H;
$A_v = \frac{-h_{fe}r_L}{h_{ie} + (h_{ie}h_{oe} - h_{re}h_{fe})r_L}$	Ganho de tensão do quadripolo H;
$Z_{ent_{Base}} = h_{ie} - \frac{h_{re}h_{fe}r_L}{1 + h_{oe}r_L}$	Impedância de entrada do quadripolo H: (Impedância de entrada na Base do Transistor);
$Z_{ent} = R_1//R_2//Z_{ent_{Base}} = R_B//Z_{ent_{Base}}$ $R_B = R_1//R_2$	Impedância de entrada total do circuito;
$Z_{saída_{Coletor}} = \frac{r_s + h_{ie}}{(r_s + h_{ie})h_{oe} - h_{re}h_{fe}}$	Impedância de saída do quadripolo H: (No Coletor do Transistor);
$Z_{saída} = Z_{saída_{Coletor}}//R_C$	Impedância de saída total do circuito;

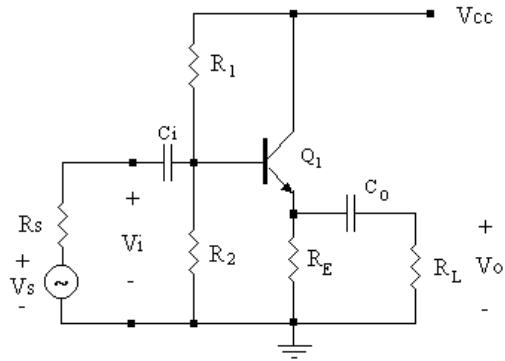


2N3904 / MMBT3904 / PZT3904



2N3906 / MMBT3906 / PZT3906

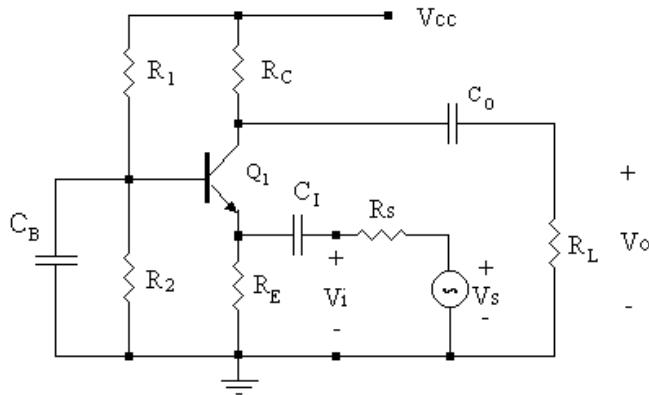
2.2.2 Configuração Coletor-comum



Equações para determinar ganhos e impedâncias do circuito utilizando-se os parâmetros H – Configuração Coletor-comum

Relações de transformação para converter os parâmetros H da configuração Emissor-comum para a configuração Coletor-comum	
$h_{ic} = h_{ie}$	$h_{rc} = 1 - h_{re}$
$h_{fc} = -(1 + h_{fe})$	$h_{oc} = h_{oe}$
$A_i = \frac{h_{fc}}{1 + h_{oc}r_L} = \frac{-(1 + h_{fe})}{1 + h_{oe}r_L}$	Ganho de corrente do quadripolo H;
$A_v = \frac{-h_{fc}r_L}{h_{ic} + (h_{ic}h_{oc} - h_{rc}h_{fc})r_L} = \frac{(1 + h_{fe})r_L}{h_{ie} + [h_{ie}h_{oe} + (1 - h_{re})(1 + h_{fe})]r_L}$	Ganho de tensão do quadripolo H;
$Zent_{Base} = h_{ic} - \frac{h_{rc}h_{fc}r_L}{1 + h_{oc}r_L} = h_{ie} + \frac{(1 - h_{re})(1 + h_{fe})r_L}{1 + h_{oe}r_L}$	Impedância de entrada do quadripolo H: (Na Base do Transistor);
$Zent = R_1//R_2//Zent_{Base} = R_B//Zent_{Base}$ $R_B = R_1//R_2$	Impedância de entrada total do circuito;
$Zsaída_{Emissor} = \frac{r_s + h_{ic}}{(r_s + h_{ic})h_{oc} - h_{rc}h_{fc}}$ $= \frac{r_s + h_{ie}}{(r_s + h_{ie})h_{oe} + (1 - h_{re})(1 + h_{fe})}$	Impedância de saída do quadripolo H: (No Emissor do Transistor);
$Zsaída = Zsaída_{Emissor}//R_E$	Impedância de saída total do circuito;

2.2.3 Configuração Base-comum



Equações para determinar ganhos e impedâncias do circuito utilizando-se os parâmetros H – Configuração Base-comum

Relações de transformação para converter os parâmetros H da configuração Emissor-comum para a configuração Base-comum

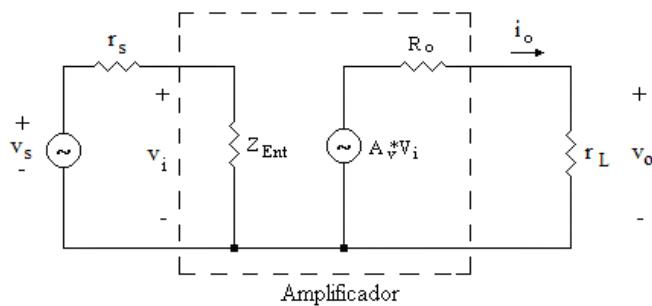
$$D = (1 + h_{fe})(1 - h_{re}) + h_{ie}h_{oe}$$

$h_{ib} = \frac{h_{ie}}{D}$	$h_{rb} = \frac{h_{ie}h_{oe} - h_{re}(1 + h_{fe})}{D}$
$h_{fb} = \frac{-h_{fe}(1 - h_{re}) - h_{ie}h_{oe}}{D}$	$h_{ob} = \frac{h_{oe}}{D}$
$A_i = \frac{h_{fb}}{1 + h_{ob}r_L}$	Ganho de corrente do quadripolo H;
$A_v = \frac{-h_{fb}r_L}{h_{ib} + (h_{ib}h_{ob} - h_{rb}h_{fb})r_L}$	Ganho de tensão do quadripolo H;
$Z_{ent,Emissor} = h_{ib} - \frac{h_{rb}h_{fb}r_L}{1 + h_{ob}r_L}$	Impedância de entrada do quadripolo H: (No Emissor do Transistor);
$Z_{ent} = R_E // Z_{ent,Emissor}$	Impedância de entrada total do circuito;
$Z_{saída,Coletor} = \frac{r_s + h_{ib}}{(r_s + h_{ib})h_{ob} - h_{rb}h_{fb}}$	Impedância de saída do quadripolo H: (No Coletor do Transistor);
$Z_{saída} = Z_{saída,Coletor} // R_C$	Impedância de saída total do circuito;

2.2.4 Observações práticas sobre os parâmetros H

- A parte matemática envolve muitos cálculos que demandam tempo e podem ocorrer erros. Ideal utilizar um computador para realizá-los;
- Os parâmetros H variam em uma faixa muito larga para os mesmos modelos de transistor, operando nas mesmas condições de polarização. Os fabricantes especificam valores mínimos, máximos e típicos para cada modelo, sendo comum a utilização de curvas para indicar os valores;
- As fórmulas obtidas através do modelo são mais exatas, mas sem um conjunto exato de parâmetros para o transistor, tornam-se inúteis. A realimentação negativa é a forma utilizada para estabilizar o amplificador a transistor, de forma a tornar sua operação menos dependente da variação dos parâmetros H;

2.3 AMPLIFICAÇÃO DE TENSÃO LEVANDO EM CONSIDERAÇÃO A RESISTÊNCIA R_s DA FONTE DE ENTRADA (A_{vs})



$$A_{vs} \equiv \frac{V_o}{V_s}$$

Temos que:

$$A_v = \frac{V_o}{V_i} \quad \Rightarrow \quad V_o = A_v V_i$$

Portanto,

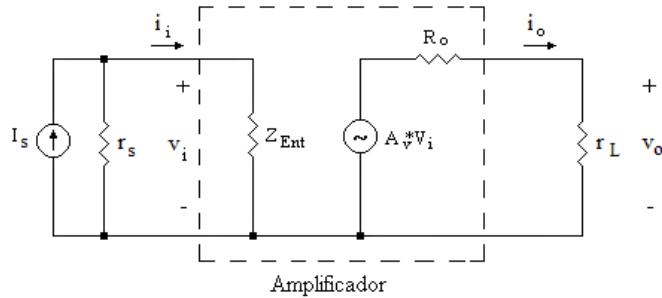
$$A_{vs} = A_v \frac{V_i}{V_s} \quad V_i = \frac{V_s}{r_s + Z_{Ent}} Z_{Ent}$$

Assim:

$$A_{vs} = \frac{A_v Z_{Ent}}{Z_{Ent} + r_s} \quad (1)$$

Observar que se $r_s = 0$ (Fonte de tensão ideal) $A_{vs} = A_v$

2.4 AMPLIFICAÇÃO DE CORRENTE LEVANDO EM CONSIDERAÇÃO A RESISTÊNCIA R_s DA FONTE DE ENTRADA (A_{is})



$$A_{is} \equiv \frac{I_o}{I_s} = \frac{\frac{V_o}{r_L}}{\frac{V_s}{r_s}} = \frac{V_o}{V_s} \frac{r_s}{r_L} = \frac{A_{vs} r_s}{r_L} \quad (2)$$

2.5 OUTRAS RELAÇÕES PARA GANHOS DE TENSÃO, CORRENTE, TRANSADMITÂNCIA E TRANSIMPEDÂNCIA

$$A_v = \frac{V_o}{V_i} = \frac{I_o r_L}{I_i Z_{Ent}} = \frac{A_i r_L}{Z_{Ent}} \quad (3)$$

Substituindo (3) em (1)

$$A_{vs} = \frac{A_i r_L}{Z_{Ent}} \frac{Z_{Ent}}{(Z_{Ent} + r_s)} = \frac{A_i r_L}{Z_{Ent} + r_s} \quad (4)$$

Isolando A_{vs} em (2) e (4), temos:

$$\frac{A_{is} r_L}{r_s} = \frac{A_i r_L}{Z_{Ent} + r_s} \Rightarrow A_{is} = \frac{A_i r_s}{Z_{Ent} + r_s} \quad (5)$$

Ganho de Transadmitância ou Transcondutância

$$A_Y = G_M = \frac{I_o}{V_i} = \frac{V_o / r_L}{V_i} = \frac{A_v}{r_L} \quad (6)$$

$$A_{ys} = G_{ms} = \frac{I_o}{V_s} = \frac{V_o / r_L}{V_s} = \frac{A_{vs}}{r_L} \quad (7)$$

Ganho de Transimpedância ou Transresistência

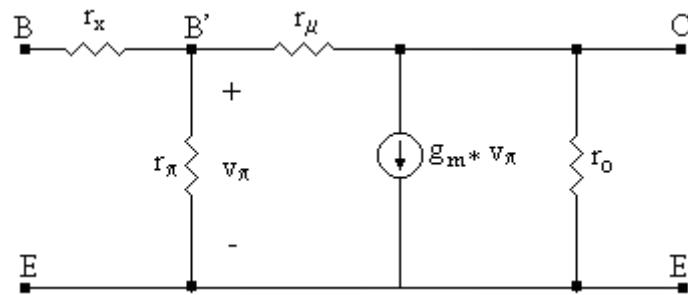
$$A_Z = R_M = \frac{V_o}{I_i} = \frac{V_o}{V_i / Z_{Ent}} = A_v Z_{Ent} \quad (8)$$

$$A_{zs} = R_{ms} = \frac{V_o}{I_s} = \frac{V_o}{V_s / r_s} = A_{vs} r_s \quad (9)$$

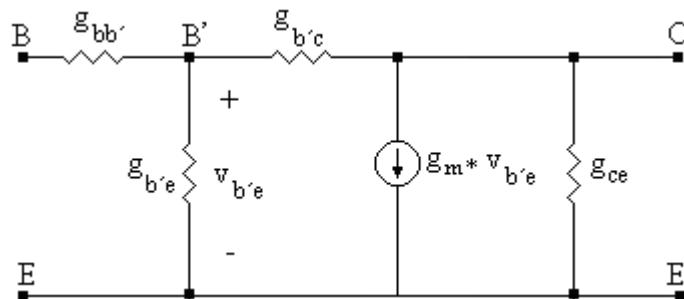
2.6 QUADRIPOLO Π HÍBRIDO

- Aplicações: Modelo do transistor para baixa, médias e altas frequências;

2.6.1 Modelo do Transistor para Baixas e Médias Frequências



Notação 1 – Utilizada no livro do Volnei e outras referências.



Notação 2 – Utilizada no livro do Millman.

- No curso será adotada a notação 1.

Sendo:

r_x = Resistência de espalhamento da base;

r_π = Resistência de entrada;

r_μ = Resistência de realimentação $r_\mu \gg r_\pi$;

r_o = Resistência de saída;

g_m = Transcondutância direta;

$$g_m = \frac{q|I_c - I_{CBO}|}{\bar{K}T} \cong \frac{11600|I_c|}{T}$$

Sendo que:

T = Temperatura em Kelvin;

$q = \text{Carga eletrônica} = 1,602 \times 10^{-19} \text{ C};$

$\bar{K} = \text{Constante de Boltzman em Joules por Kelvin} = 1,381 \times 10^{-23} \text{ J/K};$

I_{CBO} = Corrente de corte do coletor (da ordem de $0,5 \mu\text{A}$). É a corrente reversa no diodo base-coletor;

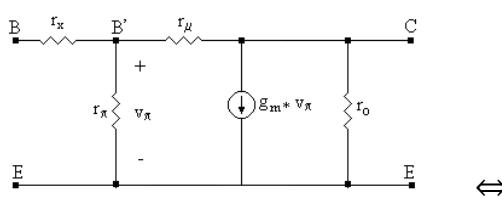
À temperatura de 25°C , temos:

$$g_m \cong 39|I_C|$$

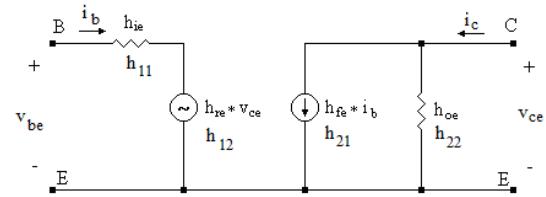
2.6.2 Transformação de quadripolos híbrido ($\pi \leftrightarrow h$)

- **Porque transformar?** - Resposta: Os fabricantes geralmente fornecem os parâmetros H e dependendo da aplicação é mais interessante utilizar o modelo π .

- Para transformar o quadripolo π em quadripolo h ou vice-versa, aplica-se os princípios básicos da transformação de quadripolos e obtém-se:



Modelo π para baixas e médias frequências



Modelo h para baixas e médias frequências

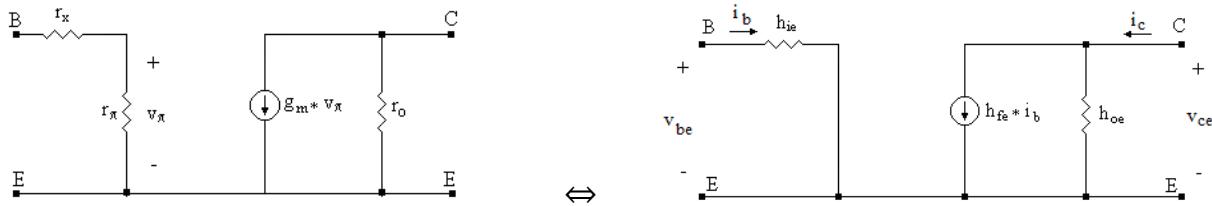
As aproximações são feitas considerando-se $r_\mu \gg r_\pi$:

$h_{ie} = r_x + r_\pi // r_\mu \cong r_x + r_\pi$	$r_\pi \cong \frac{h_{fe}}{g_m}$
$h_{re} = \frac{r_\pi}{r_\pi + r_\mu} \cong \frac{r_\pi}{r_\mu}$	$r_x = h_{ie} - r_\pi$
$h_{fe} = \frac{(g_m r_\mu - 1)r_\pi}{r_\pi + r_\mu} \cong g_m r_\pi$	$r_\mu \cong \frac{r_\pi}{h_{re}}$
$h_{oe} = \frac{g_m r_\pi r_o + r_\mu}{r_\mu r_o}$	$r_o \cong \frac{1}{h_{oe} - g_m h_{re}}$

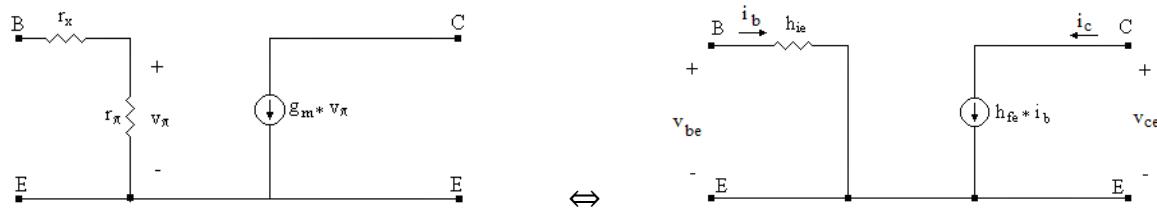
Aproximações e simplificações para os modelos π e h

Observações: Os valores de h_{re} (Ganho de tensão reverso) e h_{oe} (Admitância de saída) são muito pequenos e muitas vezes podem ser desconsiderados, levando a circuitos mais simples:

* Considerando $h_{re} = 0 \Rightarrow r_\mu = \infty$

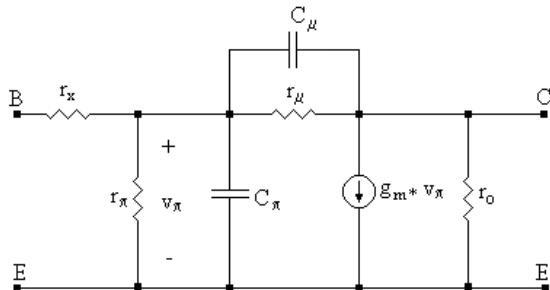


* Considerando $h_{oe} = h_{re} = 0 \Rightarrow r_\mu = r_o = \infty$

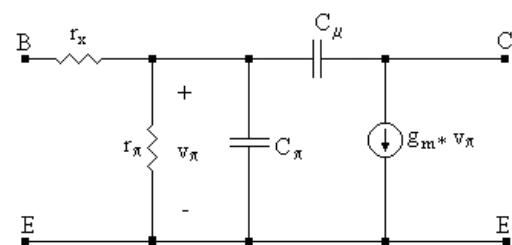


2.6.3 Modelo do transistor para altas frequências

Nas altas frequências as capacitâncias intrínsecas do transistor devem ser consideradas:



Modelo completo



Modelo simplificado com
 $h_{oe} = h_{re} = 0 \Rightarrow r_\mu = r_o = \infty$

Sendo que:

C_μ = Capacitância entre a base e o coletor. Fornecida pelos fabricantes como C_c , C_{OB} ou outros símbolos. É medida para um determinado valor de V_{CB} , com $I_E = 0$

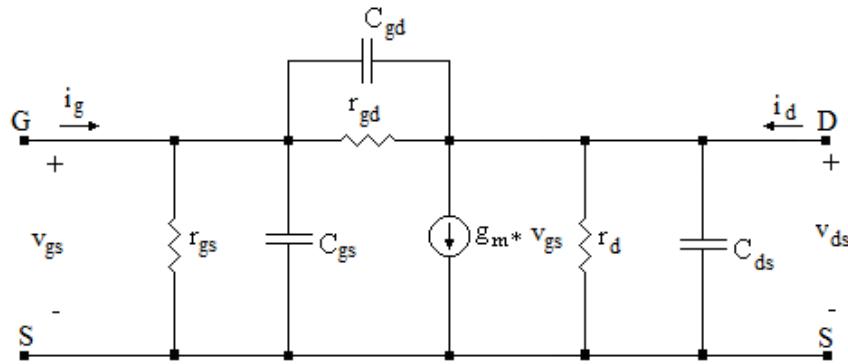
C_π = Capacitância entre a base e o emissor (capacitância de entrada). Pode ser obtida a partir do valor de C_μ e da *Frequência de Transição* (frequência para o ganho de corrente em curto circuito unitário, na configuração emissor-comum);

$$f_T = \frac{g_m}{2\pi(C_\mu + C_\pi)} \Rightarrow C_\pi = \frac{g_m}{2\pi f_T} - C_\mu$$

Observação: O modelo π é válido apenas para uma determinada faixa de frequências: $f \leq 0,3f_T$

2.7 MODELOS PARA O TRANSISTOR DE EFEITO DE CAMPO

2.7.1 Modelo para Altas Frequências (Quadripolo π)

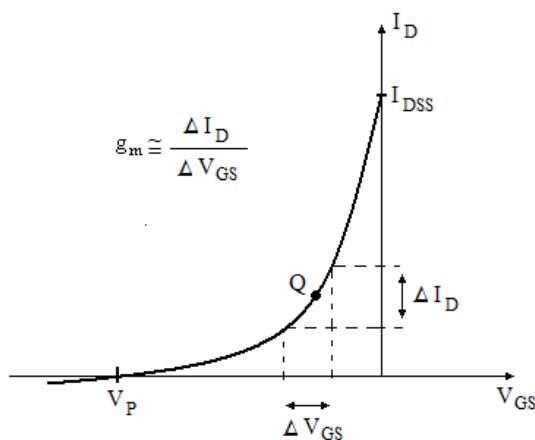


Onde:

- As resistências porta-dreno (r_{gd}) e porta-fonte (r_{gs}) são valores muito elevados pois representam a resistência de uma junção PN, inversamente polarizada (no caso do JFET), ou do dielétrico de isolação da porta (no caso do MOSFET) e são normalmente desprezadas;
- r_d = Resistência de dreno. É a resistência do canal de condução medida para um determinado valor de V_{GS} ;
- g_m = Transcondutância direta. Representa a variação de I_D em função da variação de V_{GS} , dada por:

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

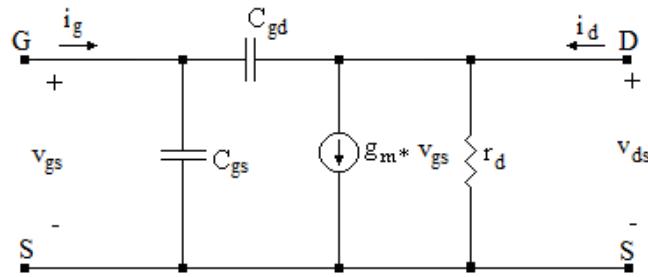
Também é possível obter g_m de forma gráfica como sendo a variação de I_D sobre a variação de V_{GS} em torno do ponto de polarização na curva:



- C_{gs} e C_{gd} = Capacitâncias Porta-fonte e Porta-dreno (Capacitâncias intrínsecas). Representam as capacitâncias introduzidas pela junção PN inversamente polarizada (JFET) e pelo dielétrico de isolação da porta no caso do MOSFET;

- C_{ds} = Capacitância Dreno-fonte. É a capacitância do canal de condução. Possui valor pequeno e é geralmente desprezada.

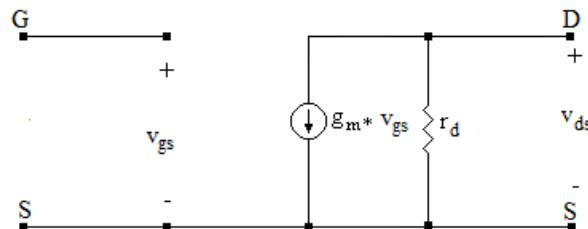
Desprezando-se C_{ds} , r_{gd} e r_{gs} , temos o circuito simplificado de altas frequências:



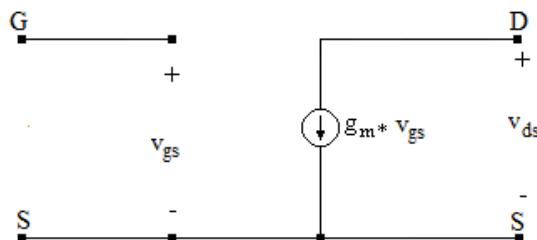
Modelo π simplificado para altas frequências

2.7.2 Modelo do FET para Baixas e Médias Frequências (Quadripolo π)

É obtido diretamente do modelo simplificado de altas, desprezando-se as capacitâncias intrínsecas:

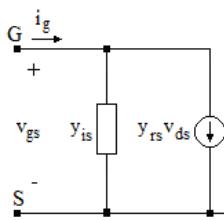


Se a carga ligada ao FET entre dreno e fonte for muito menor que r_d , pode-se desprezar r_d e o circuito fica:

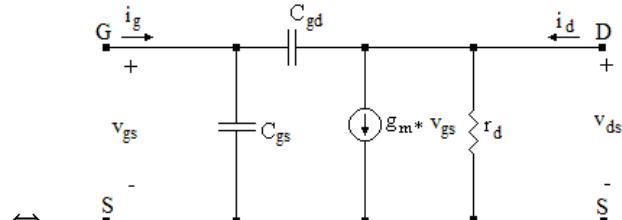


2.7.3 Quadripolo Y para o FET

Observação: Os fabricantes geralmente fornecem as especificações do FET com base no modelo Y, sendo necessário utilizar as expressões para transformação no modelo π :



Quadripolo Y para FET



Quadripolo π para o FET

Como os elementos Y são admitâncias, eles podem ser divididos em duas partes: Real (Condutância $\equiv g$) e Imaginária (Susceptância $\equiv b$)

$$y_{is} = g_{is} + j b_{is} = 0 + j\omega(C_{gd} + C_{gs})$$

$$y_{rs} = g_{rs} + j b_{rs} = 0 - j\omega C_{gd}$$

$$y_{fs} = g_{fs} + j b_{fs} = g_m - j\omega C_{gd}$$

$$y_{os} = g_{os} + j b_{os} = 1/r_d + j\omega C_{gd}$$

Onde:

$$g_{is} = 0$$

$$b_{is} = \omega \underbrace{(C_{gd} + C_{gs})}_{C_{is}}$$

$$g_{rs} = 0$$

$$b_{rs} = -\omega \underbrace{C_{gd}}_{C_{rs}}$$

$$g_{fs} = g_m \approx |y_{fs}|$$

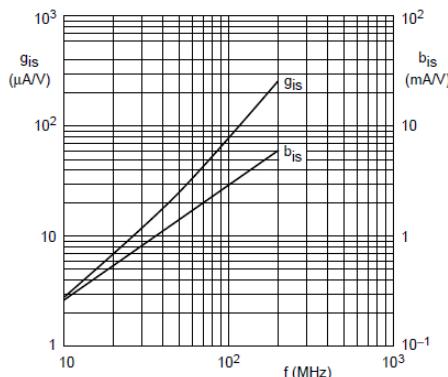
$$b_{fs} = -\omega \underbrace{C_{gd}}_{C_{fs}}$$

As curvas de $|y_{fs}|$ são determinadas para $f = 1$ kHz. Assim, $b_{fs} \approx 0$ e $g_m \approx |y_{fs}|$

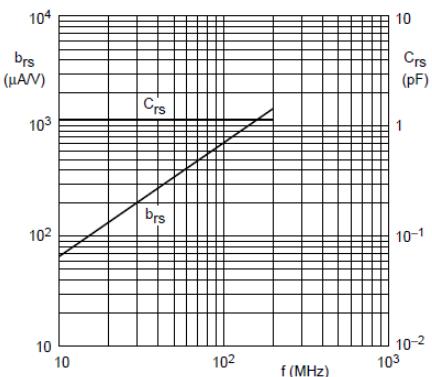
$$g_{os} = \frac{1}{r_d}$$

$$b_{os} = -\omega C_{gd} = -\omega C_{os}$$

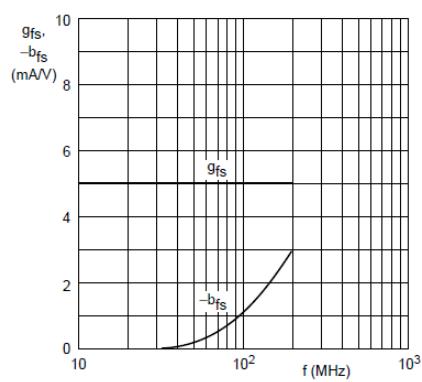
Curvas para o JFET BF245



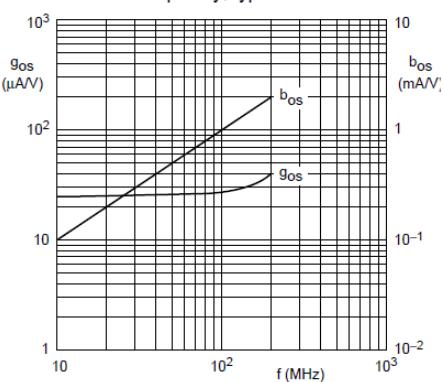
$V_{DS} = 15 \text{ V}; V_{GS} = 0; T_{amb} = 25^\circ\text{C}$.
Input admittance; typical values.



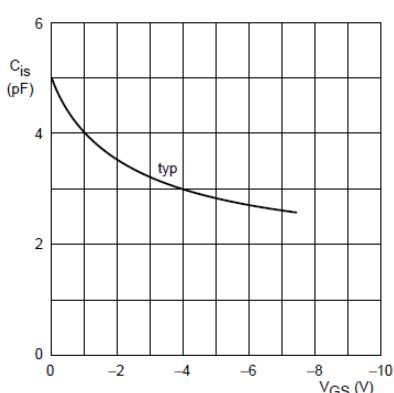
$V_{DS} = 15 \text{ V}; V_{GS} = 0; T_{amb} = 25^\circ\text{C}$.
Common source reverse admittance as a function of frequency; typical values.



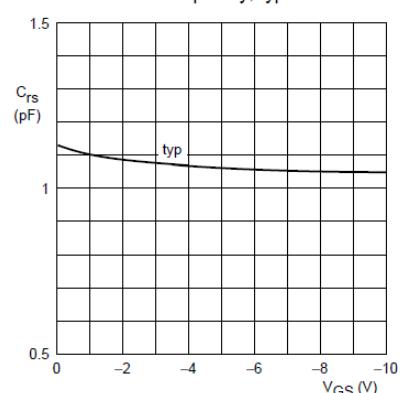
$V_{DS} = 15 \text{ V}; V_{GS} = 0; T_{amb} = 25^\circ\text{C}$.
Common-source forward transfer admittance as a function of frequency; typical values.



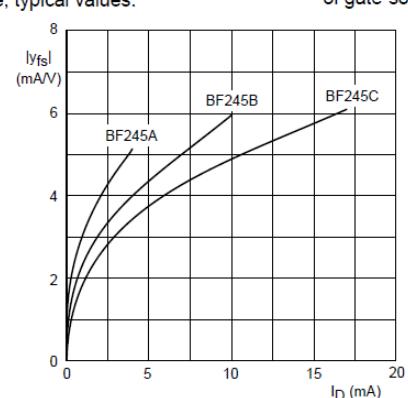
$V_{DS} = 15 \text{ V}; V_{GS} = 0; T_{amb} = 25^\circ\text{C}$.
Common-source output admittance as a function of frequency; typical values.



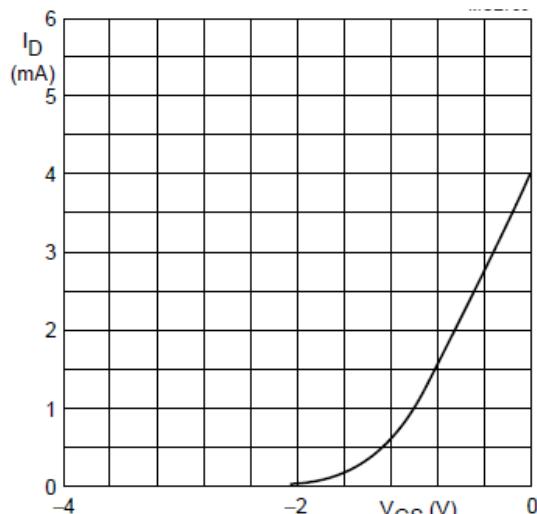
$V_{DS} = 20 \text{ V}; f = 1 \text{ MHz}; T_{amb} = 25^\circ\text{C}$.
Input capacitance as a function of gate-source voltage; typical values.



$V_{DS} = 20 \text{ V}; f = 1 \text{ MHz}; T_{amb} = 25^\circ\text{C}$.
Reverse transfer capacitance as a function of gate-source voltage; typical values.

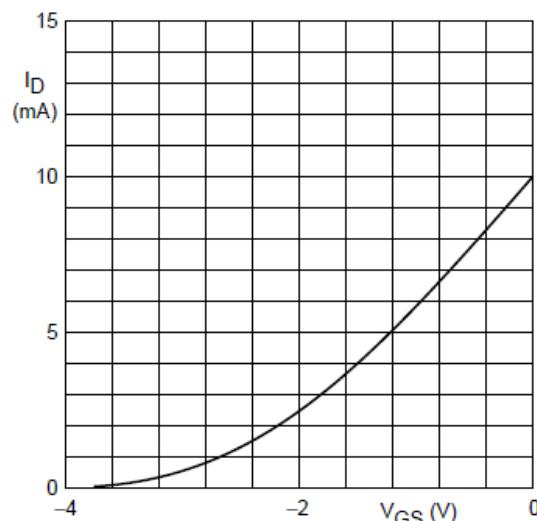


$V_{DS} = 15 \text{ V}; f = 1 \text{ kHz}; T_{amb} = 25^\circ\text{C}$.
Forward transfer admittance as a function of drain current; typical values.



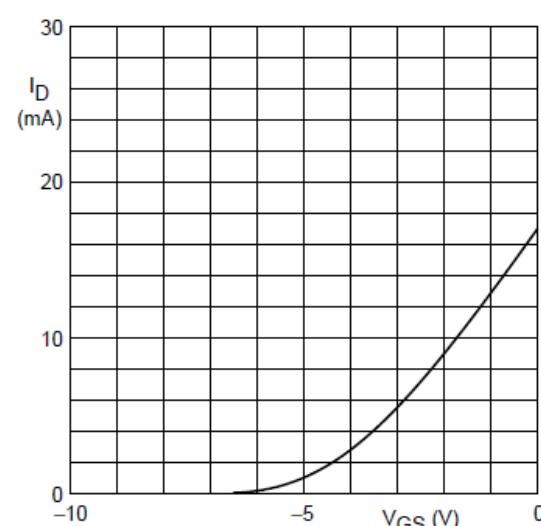
$V_{DS} = 15 \text{ V}; T_j = 25 \text{ }^\circ\text{C.}$

Transfer characteristics for BF245A;
typical values.



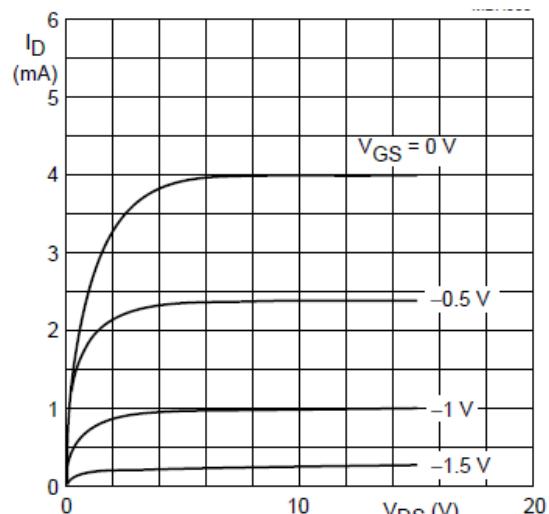
$V_{DS} = 15 \text{ V}; T_j = 25 \text{ }^\circ\text{C.}$

Transfer characteristics for BF245B;
typical values.



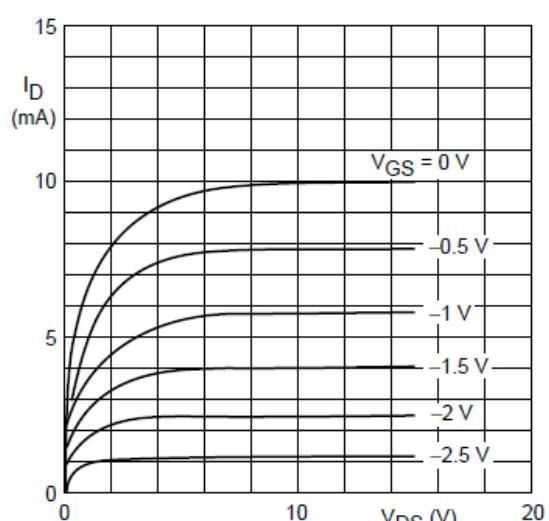
$V_{DS} = 15 \text{ V}; T_j = 25 \text{ }^\circ\text{C.}$

Transfer characteristics for BF245C;
typical values.



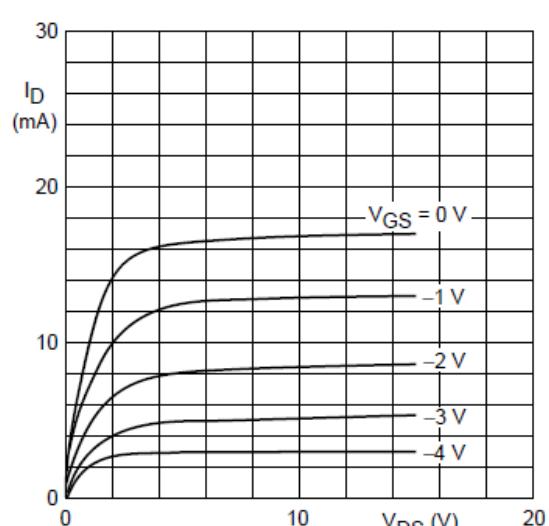
$V_{DS} = 15 \text{ V}; T_j = 25 \text{ }^\circ\text{C.}$

Output characteristics for BF245A;
typical values.



$V_{DS} = 15 \text{ V}; T_j = 25 \text{ }^\circ\text{C.}$

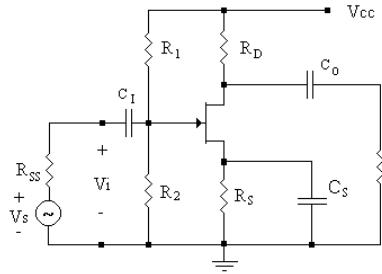
Output characteristics for BF245B;
typical values.



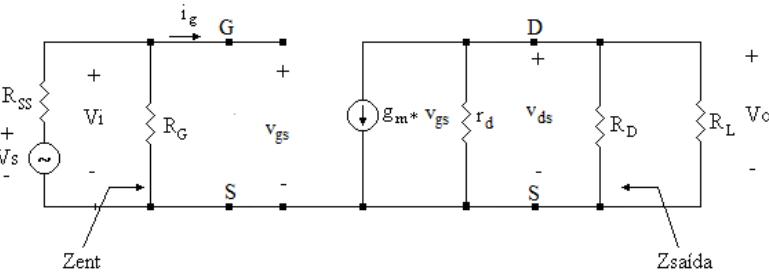
$V_{DS} = 15 \text{ V}; T_j = 25 \text{ }^\circ\text{C.}$

Output characteristics for BF245C;
typical values.

2.7.4 A Configuração Fonte Comum



Circuito Fonte Comum



Circuito CA Equivalente

$$R_G = R_1 // R_2$$

$$r_l = R_D // R_L$$

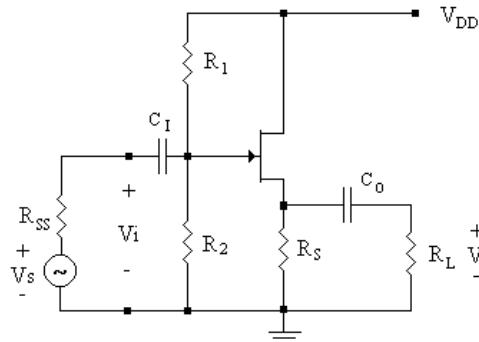
$$Av \cong -g_m * r_d // r_l$$

$$Z_{ent} \cong R_G$$

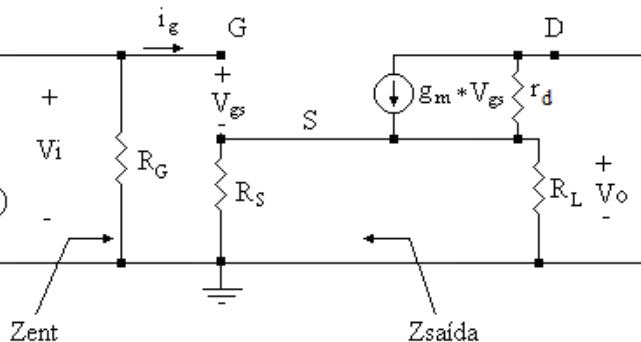
$$A_{VSO} = Av * \frac{Z_{ent}}{R_{SS} + Z_{ent}} \cong \frac{-R_G}{R_{SS} + R_G} * g_m * r_d // r_l$$

$$Z_{saída} = r_d // R_D \cong R_D \quad \text{se } r_d \gg R_D$$

2.7.5 A Configuração Dreno Comum



Circuito Dreno Comum



Circuito CA Equivalente

$$R_G = R_1 // R_2$$

$$r_l = R_S // R_L$$

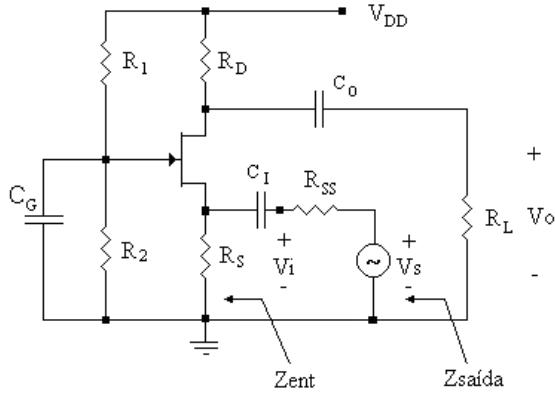
$$Av \cong \frac{g_m * r_d // r_l}{1 + g_m * r_d // r_l}$$

$$Z_{ent} \cong R_G$$

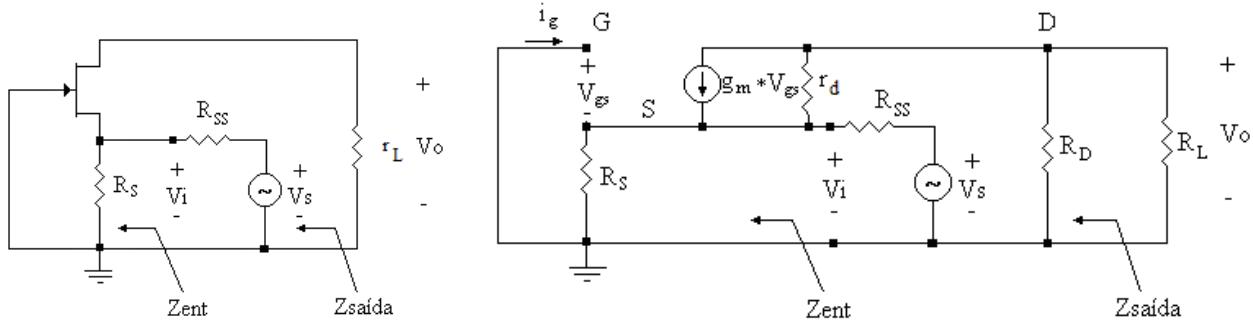
$$A_{VSO} = Av * \frac{Z_{ent}}{R_{SS} + Z_{ent}} \cong \frac{R_G}{R_{SS} + R_G} * \frac{g_m * r_d // r_l}{1 + g_m * r_d // r_l}$$

$$Z_{saída} = \frac{r_d//R_S}{1+g_m * r_d//R_S} \cong \frac{R_S}{1+g_m R_S} \quad \text{se } r_d \gg R_S$$

2.7.6 A Configuração Porta Comum



Circuito CA Equivalente



$$R_G = R_1 // R_2$$

$$r_l = R_D // R_L$$

$$Av \cong \frac{(1 + g_m * r_d) * r_l}{r_d + r_l}$$

$$Z_{ent} = \frac{(r_d + r_l) * R_S}{R_S + r_l + (1 + g_m * R_S) * r_d} \cong \frac{R_S}{1 + g_m * R_S} \quad \text{se } r_d \gg R_s \text{ e } r_l$$

$$A_{VSO} = Av * \frac{Z_{ent}}{R_{SS} + Z_{ent}} \cong \frac{(1 + g_m * r_d) * R_S * r_l}{(r_d + r_l) * (R_S + R_{SS}) + (1 + g_m * r_d) * R_S * R_{SS}}$$

$$Z_{saída} = R_D // (r_d + R_S // R_{SS} + g_m * r_d * R_S // R_{SS}) = \frac{R_D * (r_d + R_S // R_{SS} + g_m * r_d * R_S // R_{SS})}{R_D + r_d + R_S // R_{SS} + g_m * r_d * R_S // R_{SS}} \cong R_D$$

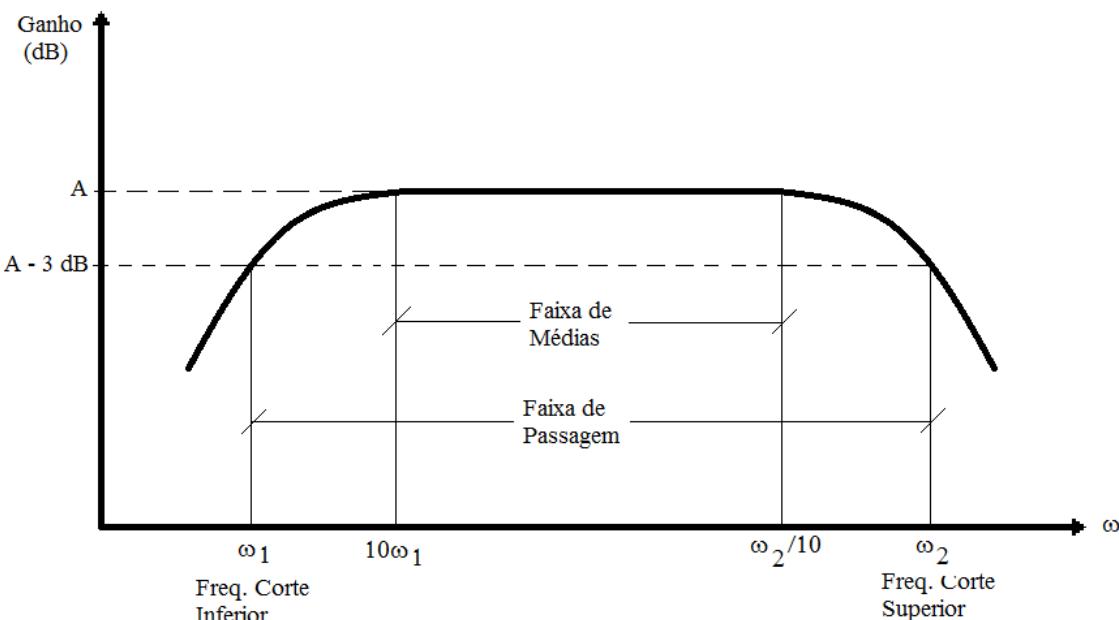
se $r_d \gg R_D$

3 RESPOSTA EM FREQUÊNCIA

A resposta em frequência dos circuitos amplificadores permite a avaliação do comportamento do ganho dos mesmos em função da frequência para todo o espectro de frequências, envolvendo a parte de baixas, médias e altas frequências. Para tal análise, é necessário obter a função de transferência para os circuitos.

3.1 FAIXA DE PASSAGEM OU FAIXA DE RESPOSTA

De modo geral temos, exceto para amplificadores sintonizados ou com determinados índices de realimentação, temos:



- **Faixa de médias freqüências**
 - ✓ É a faixa onde o ganho é constante;
 - ✓ Não há influência dos elementos reativos do circuito sobre o comportamento do mesmo;
 - ✓ É considerada desde uma década acima da frequência de corte inferior ($10\omega_1$) até uma década abaixo da frequência de corte superior ($\omega_2/10$), sendo a frequência central a média geométrica das frequências de corte;
- **Faixa de passagem**
 - ✓ É a faixa entre as frequências de corte inferior (ω_1) e superior (ω_2);
- **Frequências de corte**
 - ✓ As frequências de corte são definidas como sendo as frequências para as quais o ganho é 3 dB abaixo do valor do ganho nas médias (ou 0,707 do valor do ganho nas médias).

3.2 REPRESENTAÇÃO DA FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA GRAFICAMENTE UTILIZANDO O DIAGRAMA DE BODE

A função de transferência (ganho x frequência) de um circuito pode ser representada graficamente através do diagrama de Bode, onde:

- A variável da função de transferência é a frequência: ω (rad/s) ou f (Hz);
- Utiliza-se escala logarítmica para representar uma faixa maior de frequências;
- Para cada função de transferência tem-se duas curvas:

- ✓ Módulo (marcado em dB);
 - ✓ Ângulo de Fase (marcado em graus);
 - O diagrama de Bode pode ser traçado ponto a ponto ou utilizando-se assíntotas que servem de base para as curvas reais.
- Os principais casos encontrados nas funções de transferência e as assíntotas/curva real relacionadas a eles são apresentados a seguir:

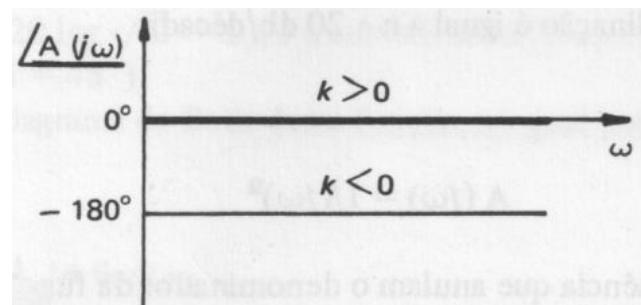
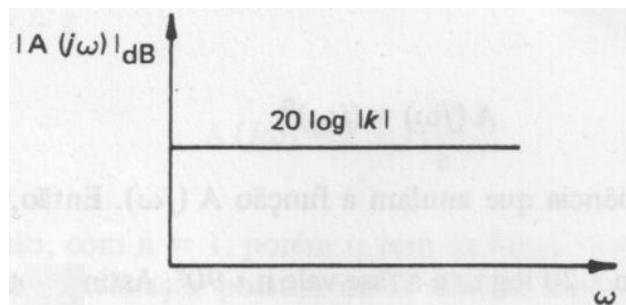
1º CASO: Constante

$$A(j\omega) = k$$

Neste caso, as assíntotas de módulo e ângulo de fase são:

$$|A(j\omega)| = 20 \log |k|$$

$$\begin{aligned} \langle A(j\omega) \rangle &= 0 && \text{se } k \geq 0 \\ \langle A(j\omega) \rangle &= -180 && \text{se } k < 0 \end{aligned}$$



2º CASO: Zeros na Origem

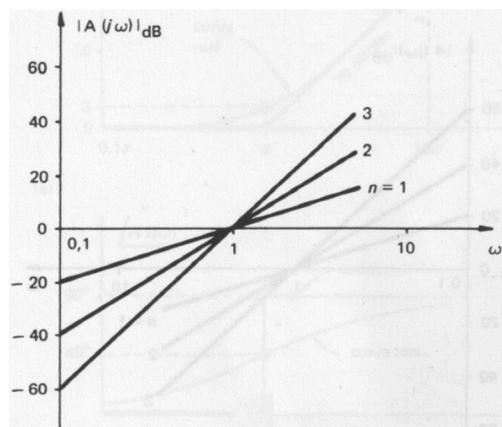
Zeros são valores que anulam a função de transferência

$$A(j\omega) = (j\omega)^n$$

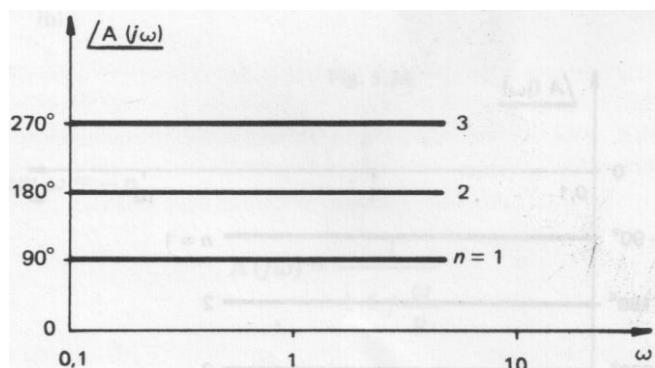
Assim,

$$|A(j\omega)| = n20 \log |\omega|$$

$$\langle A(j\omega) \rangle = n90^\circ$$



Inclinação = +n20dB/década



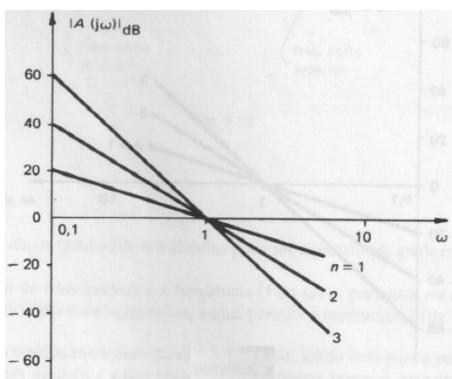
3º CASO: Polos na Origem

Polos são valores que anulam o denominador da função de transferência

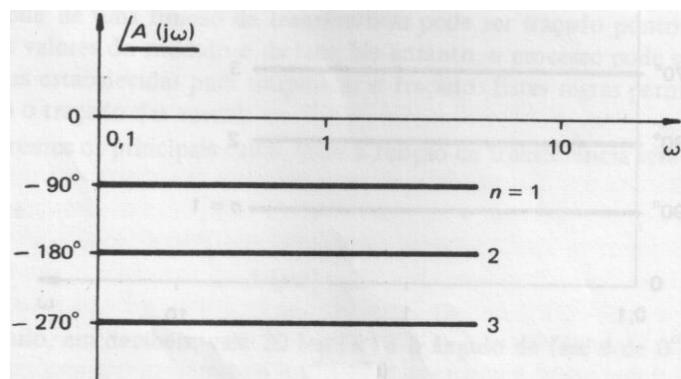
$$A(j\omega) = \frac{1}{(j\omega)^n}$$

$$|A(j\omega)| = -n20 \log|\omega|$$

$$\langle A(j\omega) \rangle = -n90^\circ$$



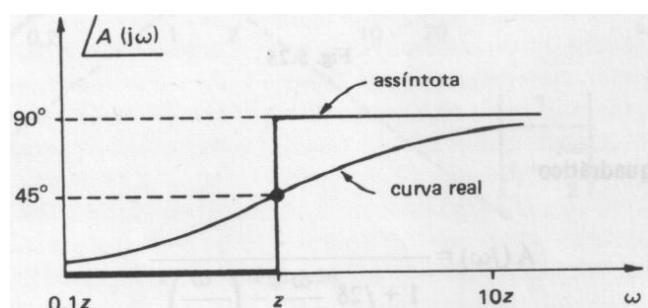
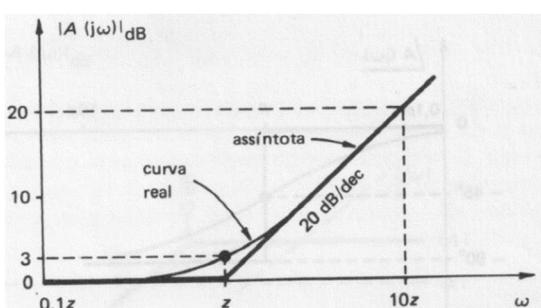
Inclinação = $-n20 \text{ dB/década}$



4º CASO: Zero em $\omega = -z$

Semelhante ao 2º Caso com $n = 1$, porém o zero da função está na frequência z

$$\begin{aligned} A(j\omega) &= 1 + j \frac{\omega}{z} & \langle A(j\omega) \rangle &= 0 & \text{se } \omega < z \\ |A(j\omega)| &= 0 & \langle A(j\omega) \rangle &= 90^\circ & \text{se } \omega \geq z \\ |A(j\omega)| &= 20 \log|\omega| & \langle A(j\omega) \rangle &= 20 \log|z| & \end{aligned}$$



Curva real:

Em $\omega = z$

$$|A(j\omega)| = \sqrt{1^2 + \left(\frac{z}{z}\right)^2}$$

$$\langle A(j\omega) \rangle = \operatorname{tg}^{-1} \left(\frac{1}{1} \right) = 45^\circ$$

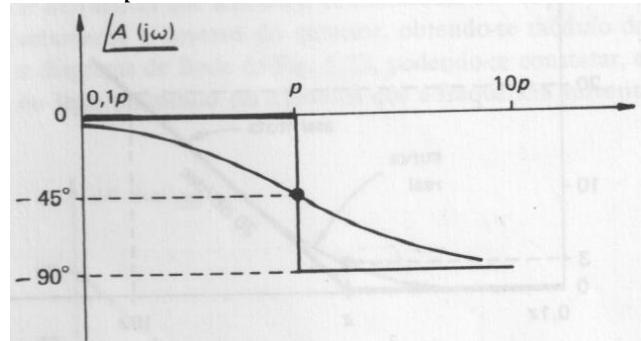
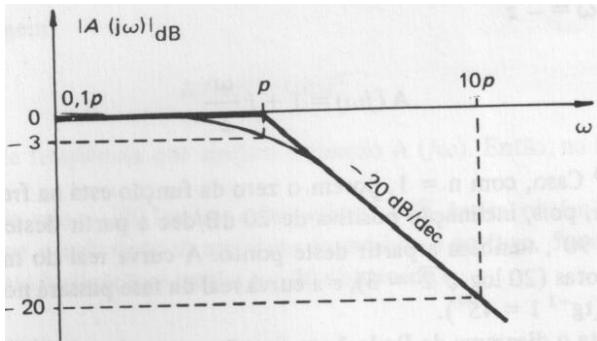
Em dB

$$|A(j\omega)| = 20 \log \sqrt{2} = 3 \text{ dB}$$

5º CASO: Polo em $\omega = -p$

Inverso ao Caso 4. A assíntota assume inclinação de -20dB/década a partir do polo p , a curva real passa a -3 dB na frequência deste.

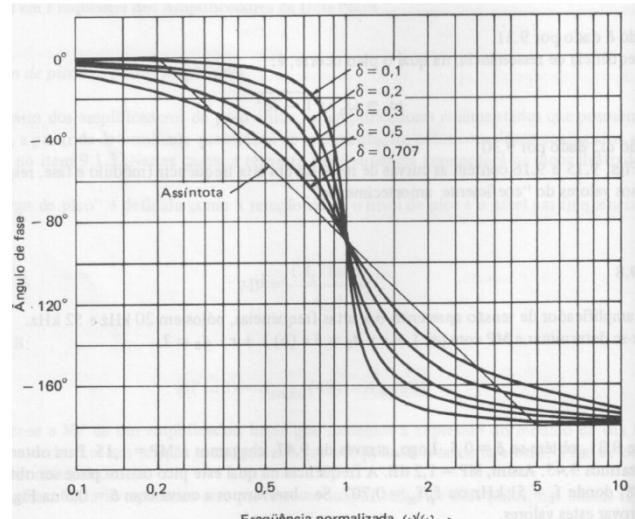
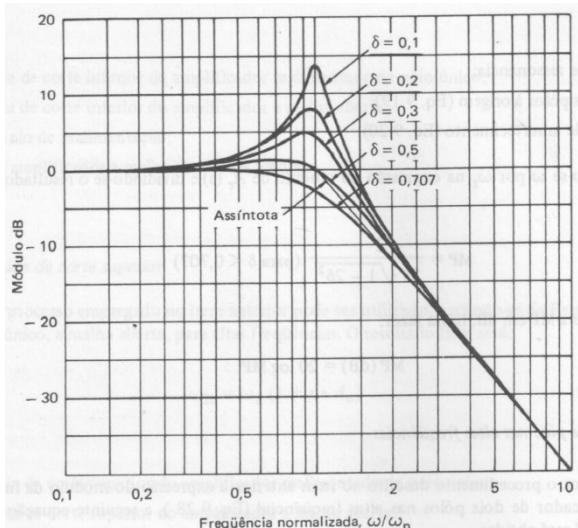
$$A(j\omega) = \frac{1}{1 + j \frac{\omega}{p}}$$



6º CASO: Termo Quadrático

Neste caso, os polos ou zeros não são reais. São complexos conjugados! A inclinação da assíntota de módulo é -40 dB/década , mas a curva real pode apresentar cristas para valores baixas de δ (fator de amortecimento).

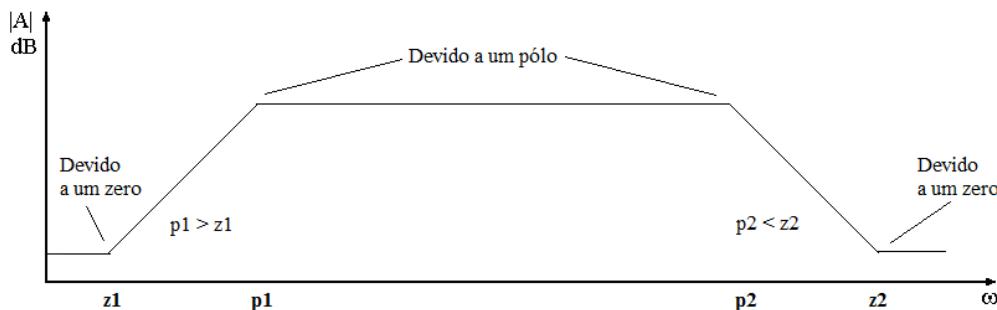
$$A(j\omega) = \frac{1}{1 + j2\delta \frac{\omega}{\omega_n} - \left(\frac{\omega}{\omega_n}\right)^2}$$



3.3 MÉTODOS PARA CÁLCULO DAS FREQUÊNCIAS DE CORTE

O formato da curva de resposta em frequência típica de um determinado circuito está relacionado à presença de polos e zeros gerados pelos elementos reativos presentes no mesmo.

A função de transferência para baixas frequências apresenta polos com frequências maiores do que as dos zeros e nas altas, os polos têm frequências menores do que os zeros, o que leva ao formato da curva de ganho:



Devido a este fato, as frequências de corte podem ser determinadas apenas em função dos polos do circuito, utilizando-se dois métodos: (1) Método do polo dominante e (2) Método do somatório.

3.3.1 Método do polo dominante

- Se houver um polo destacadamente superior (em pelo menos uma década) aos demais nas baixas frequências, ele representará a frequência de corte inferior.
- Se houver um polo destacadamente inferior (em pelo menos uma década) aos demais nas altas frequências, ele representará a frequência de corte superior.
- Isto se deve ao fato que quando os polos estão isolados dos demais em pelo menos uma década, a curva real passa a -3 dB do valor nas médias, o que coincide com a definição de frequência de corte.
- Este método pode ser utilizado para projetar os capacitores de baixas frequências de um circuito amplificador emissor comum, por exemplo:
 - ✓ Todos os capacitores de acoplamento podem ser projetados para fornecerem polos em uma mesma frequência de corte desejada. Depois, o valor das capacitâncias de entrada e de saída podem ser multiplicadas por dez (10) ou mais, permanecendo apenas a capacitância do emissor com o valor determinado, sendo esta responsável pelo polo dominante do circuito (isolado pelo menos uma década acima dos demais) e, portanto, determinará a frequência de corte inferior do circuito.
- Nas altas frequências o método pode ser utilizado para determinar as capacitâncias de limitação caso não seja desejável utilizar a faixa máxima de frequências do circuito ou para determinar a frequência de corte superior considerando-se as capacitâncias intrínsecas do transistor.

3.3.2 Método do somatório

- Quando não há polos destacados dos demais em pelo menos uma década nas baixas frequências, pode-se utilizar o somatório dos polos para obter a frequência de corte inferior.

$$\omega_1 = \sum p$$

- Nas altas frequências, apesar do nome do método, deve ser utilizado o paralelo dos polos de altas.

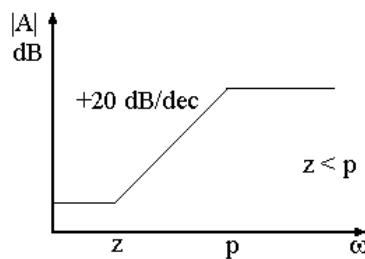
$$\omega_2 = \|p$$

- Este método não apresenta o valor exato das frequências de corte da forma como ocorre no método do polo dominante. Os valores determinados serão ligeiramente superiores aos reais nas baixas e inferiores nas altas frequências, não comprometendo o funcionamento do circuito.

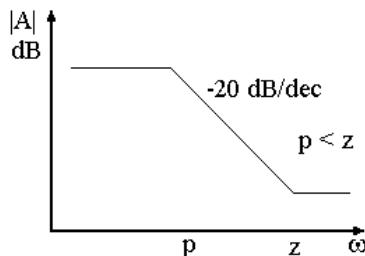
3.4 RESPOSTA EM BAIIXAS FREQUÊNCIAS

A existência de polos e zeros nos circuitos está relacionada à presença de elementos reativos (capacitores/indutores) nos mesmos.

Capacitores que determinam a frequência de corte inferior do circuito são aqueles que apresentam polos com frequências superiores às dos zeros.



Capacitores que determinam a frequência de corte superior são aqueles que apresentam polos com frequências inferiores às dos zeros.



Para determinar a frequência de corte inferior de um amplificador pode-se determinar a expressão da Função de Transferência do circuito e a partir da mesma identificar os polos e aplicar um dos métodos: polo dominante ou somatório.

A função de transferência em baixas frequências é da forma:

$$A(s) \cong A_{VSO} * \frac{s^m}{(s+p_1)*(s+p_2)*\dots*(s+p_m)} \quad (1)$$

Onde:

$$s \equiv j\omega$$

A_{VSO} = Ganho nas médias frequências, levando em consideração a resistência da fonte;

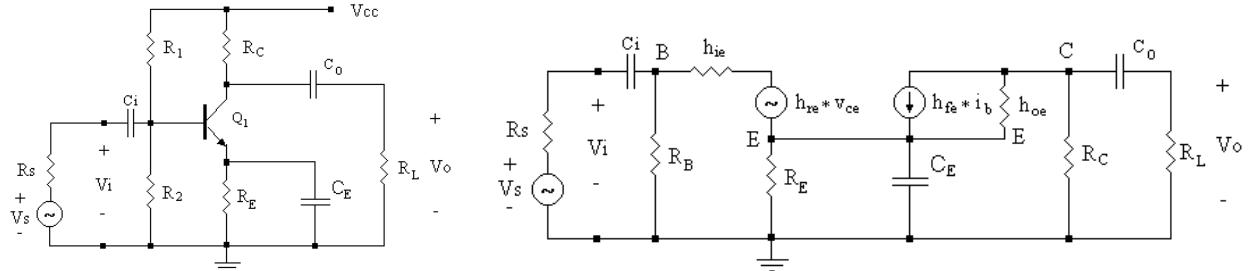
$z_1 = 0$ a $z_m = 0$: Zeros da função de transferência

$-p_1$ a $-p_m$: Polos de baixas frequências;

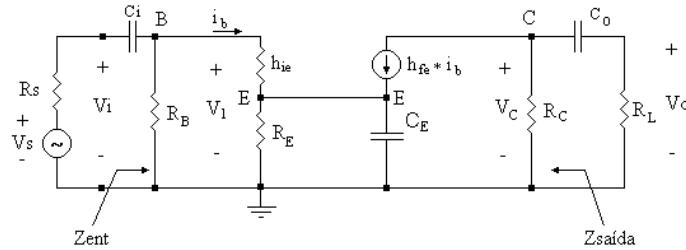
Se o circuito apresentar um polo dominante (p), a expressão (1) reduz-se a:

$$A(s) \cong A_{VS0} * \frac{s}{(s+p)} \quad (2)$$

3.4.1 Resposta em Baixas Frequências do Circuito Emissor Comum



Com $h_{oe} = h_{re} = 0$, temos:



$$\text{Onde: } R_B = R_1 // R_2$$

Considerando $s \equiv j\omega$, temos:

$$V_1 = \frac{V_S * R_B // \left[h_{ie} + \left(R_E // \frac{1}{sC_E} \right) * (1 + h_{fe}) \right]}{R_S + \frac{1}{sC_I} + R_B // \left[h_{ie} + \left(R_E // \frac{1}{sC_E} \right) * (1 + h_{fe}) \right]} \quad (1)$$

$$V_1 = h_{ie} * i_b + \left(R_E // \frac{1}{sC_E} \right) * (1 + h_{fe}) * i_b \quad (2)$$

$$V_C = -h_{fe} * i_b * \left(R_C // \left(R_L + \frac{1}{sC_O} \right) \right) = -h_{fe} * i_b * \frac{R_C * \left(R_L + \frac{1}{sC_O} \right)}{R_C + R_L + \frac{1}{sC_O}} \quad (3)$$

$$V_O = \frac{V_C}{R_L + \frac{1}{sC_O}} * R_L \quad (4)$$

$$V_O = \frac{-h_{fe} * i_b * R_C * R_L}{R_C + R_L + \frac{1}{sC_O}} \quad (5)$$

Combinando-se as equações 1, 2 e 5, tem-se:

$$A_{VS}(s) \cong A_{VS0} * \frac{s^2 \left(s + \frac{1}{R_E C_E} \right)}{(s^2 + bs + c) * \left(s + \frac{1}{(R_C + R_L) * C_O} \right)} \quad (6)$$

Sendo que:

$$b \cong \frac{1}{R_{EqI}C_I} + \frac{1}{R_{EqE}C_E}$$

$$c \cong \frac{1}{h_{ie}R_EC_IC_E}$$

Como $c << \left(\frac{b}{2}\right)^2$, a expressão de segundo grau no denominador¹ de (6) terá uma raiz próxima a $(-b)$ e outra próxima a zero. Também o zero em $\omega = -\frac{1}{R_E C_E}$ é muito pequeno em relação aos polos principais. Assim, a função de transferência pode ser reescrita na forma:

$$A_{VS}(s) \cong A_{VS0} * \frac{s^2}{\left(s + \frac{1}{R_{EqI}C_I} + \frac{1}{R_{EqE}C_E}\right) * \left(s + \frac{1}{R_{EqO} * C_O}\right)} = A_{VS0} \frac{s^2}{(s + P_{I,E})(s + P_O)} \quad (7)$$

onde:

A_{VS0} = Ganho de tensão nas médias frequências, levando em consideração a resistência R_S da fonte:

$$\begin{aligned} A_{VS0} &= Av * \frac{Z_{ent}}{R_S + Z_{ent}} \cong \frac{-h_{fe} * r_l}{h_{ie}} * \frac{R_B // h_{ie}}{R_S + R_B // h_{ie}} \\ Av &= \frac{-h_{fe} * r_l}{h_{ie}} \\ Z_{ent} &\cong R_B // h_{ie} \\ r_l &= R_C // R_L \end{aligned} \quad (8)$$

$P_{I,E}$ = Polo devidos aos capacitores C_I e C_E

$$P_{I,E} = \frac{1}{R_{EqI}C_I} + \frac{1}{R_{EqE}C_E}$$

P_O = Polo devido ao capacitor C_O

$$P_O = \frac{1}{R_{EqO} * C_O}$$

R_{EqI} é a resistência equivalente vista por C_I com os demais capacitores em curto:

$$R_{EqI} = R_S + Z_{ent} \cong R_S + R_B // h_{ie}$$

R_{EqE} é resistência equivalente vista por C_E com os demais capacitores em curto:

¹A fórmula de Báska (Bhaskara) usada para determinar as raízes de uma equação quadrática é:

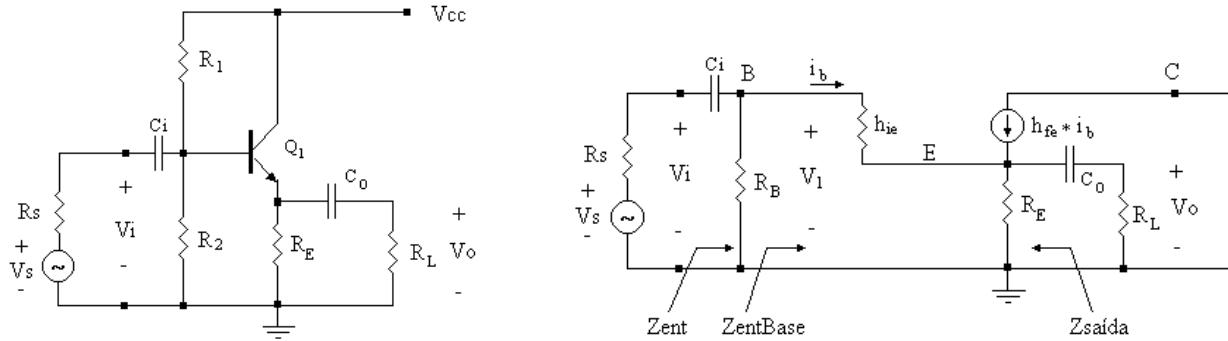
$$\Delta = b^2 - 4ac \quad x = \frac{-b \pm \sqrt{\Delta}}{2a}$$

$$R_{EqE} = R_E // \frac{h_{ie} + R_S // R_B}{1 + h_{fe}}$$

R_{EqO} é a resistência equivalente vista por C_O com os demais capacitores em curto:

$$R_{EqO} = Z_{saída} + R_L \cong R_C + R_L$$

3.4.2 Resposta em Baixas Frequências do Circuito Coletor Comum



Considerando $R_B \ll Z_{EntBase}$,

$$R_B \ll [h_{ie} + (R_E // R_L)(1 + h_{fe})]$$

Podemos escrever:

$$V_1 \cong \frac{V_S * R_B}{R_S + \frac{1}{sC_I} + R_B} \quad (8)$$

$$V_1 = h_{ie} * i_b + \left[R_E // \left(\frac{1}{sC_O} + R_L \right) \right] * (1 + h_{fe}) * i_b \quad (9)$$

$$V_O \cong \frac{R_E * (1 + h_{fe}) * i_b}{R_E + \frac{1}{sC_O} + R_L} * R_L \quad (10)$$

Combinando-se 8, 9 e 10, chega-se a:

$$A_{VS}(s) \cong A_{VS0} * \frac{s^2}{\left(s + \frac{1}{R_{EqI} C_I} \right) * \left(s + \frac{1}{R_{EqO} C_O} \right)} = A_{VS0} \frac{s^2}{(s + P_I)(s + P_O)} \quad (11)$$

onde:

A_{VS0} = Ganho de tensão nas médias freqüências, levando em consideração a resistência R_S da fonte:

$$A_{VS0} = Av * \frac{Z_{ent}}{R_S + Z_{ent}} \cong \frac{(1 + h_{fe}) * R_B * r_l}{R_S * R_B + (R_S + R_B) * [h_{ie} + (1 + h_{fe}) * r_l]} \quad (12)$$

$$Av \cong \frac{(1 + h_{fe}) * r_l}{[h_{ie} + (1 + h_{fe}) * r_l]}$$

$$Z_{ent} \cong R_B // [h_{ie} + (R_E // R_L)(1 + h_{fe})]$$

$$r_l = R_E // R_L$$

P_I = Polo devido ao capacitor C_I

$$P_I = \frac{1}{R_{EqI} C_I}$$

P_O = Polo devido ao capacitor C_O

$$P_O = \frac{1}{R_{EqO} * C_O}$$

R_{EqI} é a resistência equivalente vista por C_I com os demais capacitores em curto:

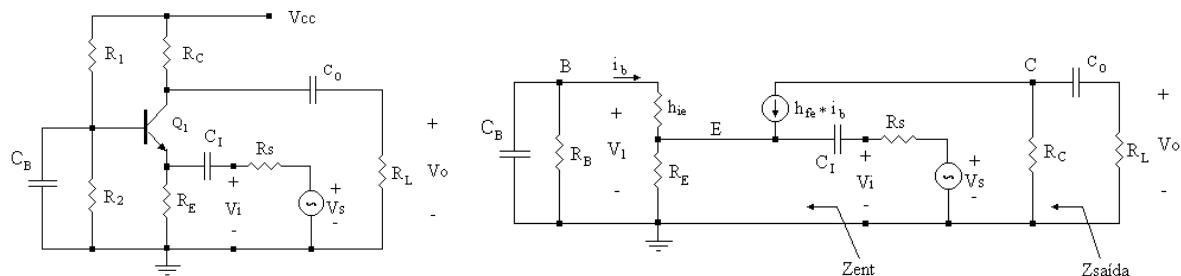
$$R_{EqI} = R_S + Z_{ent}$$

R_{EqO} é a resistência equivalente vista por C_O com os demais capacitores em curto:

$$R_{EqO} = Z_{saída} + R_L \cong R_E // \frac{h_{ie} + R_S // R_B}{1 + h_{fe}} + R_L$$

$$Z_{saída} \cong R_E // \frac{h_{ie} + R_S // R_B}{1 + h_{fe}}$$

3.4.3 Resposta em Baixas Frequências do Circuito Base Comum



Considerando $R_E >> \frac{h_{ie} + R_B // \frac{1}{sC_B}}{1 + h_{fe}}$ e procedendo de forma semelhante ao que foi feito para os circuitos anteriores, temos:

$$A_{VS}(s) \cong A_{VS0} * \frac{s^2}{\left(s + \frac{1}{R_{EqI} C_I} + \frac{1}{R_{EqB} C_B}\right) * \left(s + \frac{1}{R_{EqO} * C_O}\right)} = A_{VS0} \frac{s^2}{(s + P_{I,B})(s + P_O)} \quad (13)$$

onde:

A_{VS0} = Ganho de tensão nas médias freqüências, levando em consideração a resistência R_S da fonte:

$$A_{VS0} = Av * \frac{Z_{ent}}{R_S + Z_{ent}} \cong \frac{h_{fe} * R_E * r_l}{h_{ie} * (R_S + R_E) + R_E * R_S * (1 + h_{fe})} \quad (14)$$

$$Av \cong \frac{h_{fe} * r_l}{h_{ie}}$$

$$Z_{ent} \cong R_E // \left(\frac{h_{ie}}{1 + h_{fe}} \right)$$

$$r_l = R_C // R_L$$

$P_{I,B}$ = Polo devido aos capacitor C_I e C_B

$$P_{I,B} = \frac{1}{R_{EqI} C_I} + \frac{1}{R_{EqB} C_B}$$

P_O = Polo devido ao capacitor C_O

$$P_O = \frac{1}{R_{EqO} * C_O}$$

R_{EqI} é a resistência equivalente vista por C_I com os demais capacitores em curto:

$$R_{EqI} = R_S + Z_{ent}$$

R_{EqB} é a resistência equivalente vista por C_B com os demais capacitores em curto:

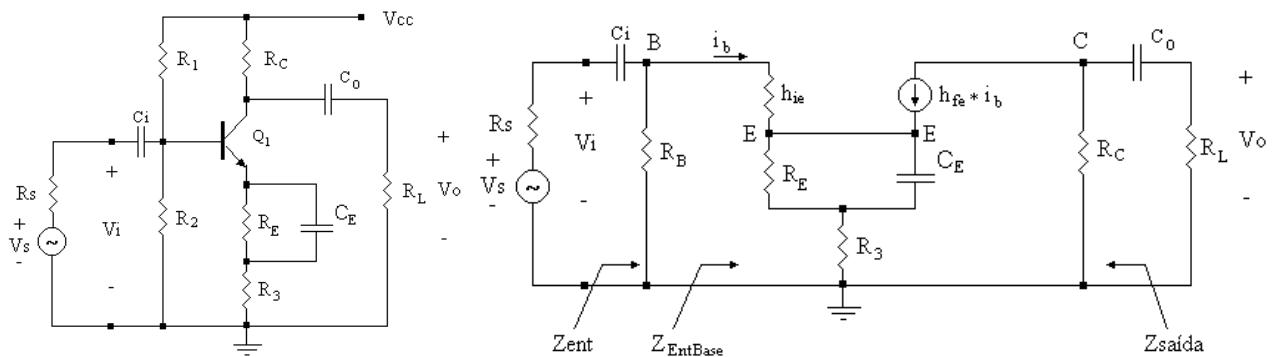
$$R_{EqB} \cong R_B // [h_{ie} + (R_E // R_S)(1 + h_{fe})]$$

R_{EqO} é a resistência equivalente vista por C_O com os demais capacitores em curto:

$$R_{EqO} = Z_{saída} + R_L \cong R_C + R_L$$

$$Z_{saída} \cong R_C$$

3.4.4 Resposta em Baixas Frequências do Circuito com Realimentação Parcial do Resistor de Emissor (Saída Realimentada)



$$A_{VS}(s) \cong A_{VSO} * \frac{s^3}{\left(s + \frac{1}{R_{EqI} C_I}\right) \left(s + \frac{1}{R_{EqE} C_E}\right) * \left(s + \frac{1}{R_{EqO} * C_O}\right)} = A_{VSO} \frac{s^3}{(s + P_I)(s + P_E)(s + P_O)} \quad (15)$$

Sendo que:

A_{VS0} = Ganho de tensão nas médias frequências, levando em consideração a resistência R_S da fonte:

$$A_{VS0} = Av * \frac{Z_{ent}}{R_S + Z_{ent}} \cong \frac{-h_{fe} * r_l}{h_{ie} + (1 + h_{fe})R_3} * \frac{R_B // [h_{ie} + (1 + h_{fe})R_3]}{R_S + R_B // [h_{ie} + (1 + h_{fe})R_3]} \quad (16)$$

$$Av \cong \frac{-h_{fe} * r_l}{h_{ie} + (1 + h_{fe})R_3}$$

$$Z_{ent} \cong R_B // Z_{EntBase}$$

$$Z_{EntBase} = h_{ie} + (1 + h_{fe})R_3$$

$$Z_{ent} \cong R_B // [h_{ie} + (1 + h_{fe})R_3]$$

$$r_l = R_C // R_L$$

P_I = Polo devido ao capacitor C_I

$$P_I = \frac{1}{R_{EqI} C_I}$$

P_E = Polo devido ao capacitor C_E

$$P_E = \frac{1}{R_{EqE} C_E}$$

P_O = Polo devido ao capacitor C_O

$$P_O = \frac{1}{R_{EqO} * C_O}$$

R_{EqI} é a resistência equivalente vista por C_I com os demais capacitores em curto:

$$R_{EqI} = R_S + Z_{ent} \cong R_S + R_B // [h_{ie} + (1 + h_{fe})R_3]$$

R_{EqE} é a resistência equivalente vista por C_E com os demais capacitores em curto:

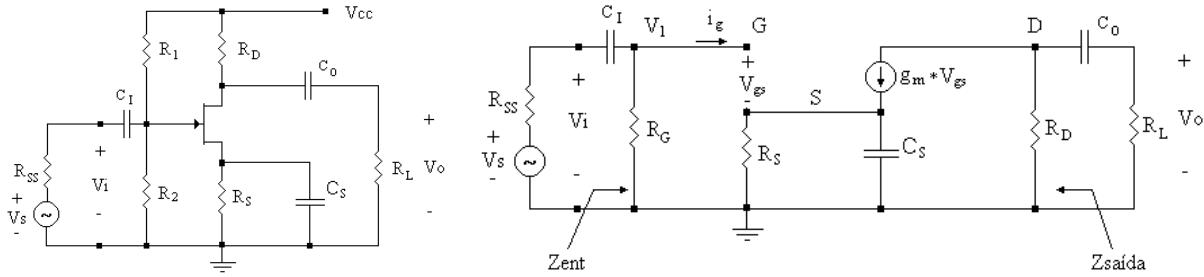
$$R_{EqE} \cong R_E // \left(R_3 + \frac{h_{ie} + R_S // R_B}{1 + h_{fe}} \right)$$

R_{EqO} é a resistência equivalente vista por C_O com os demais capacitores em curto:

$$R_{EqO} = Z_{saída} + R_L \cong R_C + R_L$$

$$Z_{saída} \cong R_C$$

3.4.5 Resposta em Baixas Frequências do Circuito Fonte Comum



$$V_1 \cong \frac{V_s * R_G}{R_{SS} + \frac{1}{sC_I} + R_G} \quad (17)$$

$$V_1 = V_{gs} + g_m * V_{gs} * \left(R_S // \frac{1}{sC_S} \right) \quad (18)$$

$$V_O \cong \frac{-g_m * V_{gs} * R_D * R_L}{R_D + R_L + \frac{1}{sC_O}} \quad (19)$$

Combinando-se as equações 17, 18 e 18, temos:

$$A_{VS}(s) \cong A_{VS0} * \frac{s^3}{\left(s + \frac{1}{R_{EqI} C_I} \right) \left(s + \frac{1}{R_{EqS} C_S} \right) * \left(s + \frac{1}{R_{EqO} * C_O} \right)} = A_{VS0} \frac{s^3}{(s + P_I)(s + P_S)(s + P_O)} \quad (20)$$

onde:

A_{VS0} = Ganho de tensão nas médias frequências, levando em consideração a resistência R_{SS} da fonte:

$$A_{VS0} = Av * \frac{Z_{ent}}{R_{SS} + Z_{ent}} \cong \frac{-R_G}{R_{SS} + R_G} * g_m * r_d // r_l \quad (21)$$

$$R_G = R_1 // R_2$$

$$r_l = R_D // R_L$$

$$Av \cong -g_m * r_d // r_l$$

$$Z_{ent} \cong R_G$$

P_I = Polo devido ao capacitor C_I

$$P_I = \frac{1}{R_{EqI} C_I}$$

P_S = Polo devido ao capacitor C_S

$$P_S = \frac{1}{R_{EqS} C_S}$$

P_O = Polo devido ao capacitor C_O

$$P_o = \frac{1}{R_{EqO} * C_o}$$

R_{EqI} é a resistência equivalente vista por C_I com os demais capacitores em curto:

$$R_{EqI} = R_{SS} + Z_{ent} \cong R_{SS} + R_G$$

R_{EqS} é a resistência equivalente vista por C_S com os demais capacitores em curto:

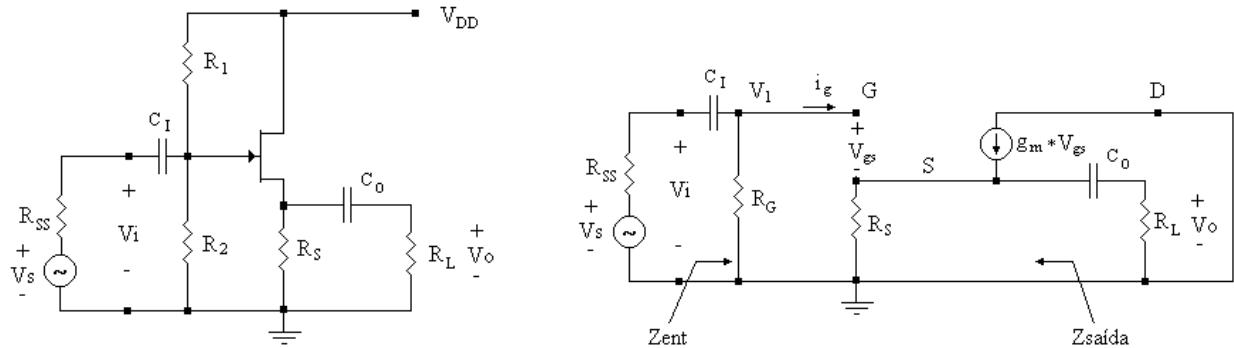
$$R_{EqS} = \frac{r_d//R_S}{1+g_m * r_d//R_S} \cong \frac{R_S}{1+g_m R_S} \quad \text{se } R_S \ll r_d$$

R_{EqO} é a resistência equivalente vista por C_O com os demais capacitores em curto:

$$R_{EqO} = Z_{saída} + R_L = r_d//R_D + R_L \cong R_D + R_L$$

$$Z_{saída} = r_d//R_D \cong R_D \quad \text{se } r_d \gg R_D$$

3.4.6 Resposta em Baixas Frequências do Circuito Dreno Comum



De forma semelhante ao circuito fonte comum, temos:

$$A_{VS}(s) \cong A_{VSO} * \frac{s^2}{\left(s + \frac{1}{R_{EqI} C_I}\right) * \left(s + \frac{1}{R_{EqO} * C_O}\right)} = A_{VSO} \frac{s^2}{(s + P_I)(s + P_O)} \quad (22)$$

onde:

A_{VSO} = Ganho de tensão nas médias frequências, levando em consideração a resistência R_{SS} da fonte:

$$A_{VSO} = Av * \frac{Z_{ent}}{R_{SS} + Z_{ent}} \cong \frac{R_G}{R_{SS} + R_G} * \frac{g_m * (r_d//r_l)}{1 + g_m * (r_d//r_l)} \quad (23)$$

$$R_G = R_1//R_2$$

$$r_l = R_S//R_L$$

$$Av \cong \frac{g_m * (r_d//r_l)}{1 + g_m * (r_d//r_l)}$$

$$Z_{ent} \cong R_G$$

P_I = Polo devido ao capacitor C_I

$$P_I = \frac{1}{R_{EqI} C_I}$$

P_O = Polo devido ao capacitor C_O

$$P_O = \frac{1}{R_{EqO} * C_O}$$

R_{EqI} é a resistência equivalente vista por C_I com os demais capacitores em curto:

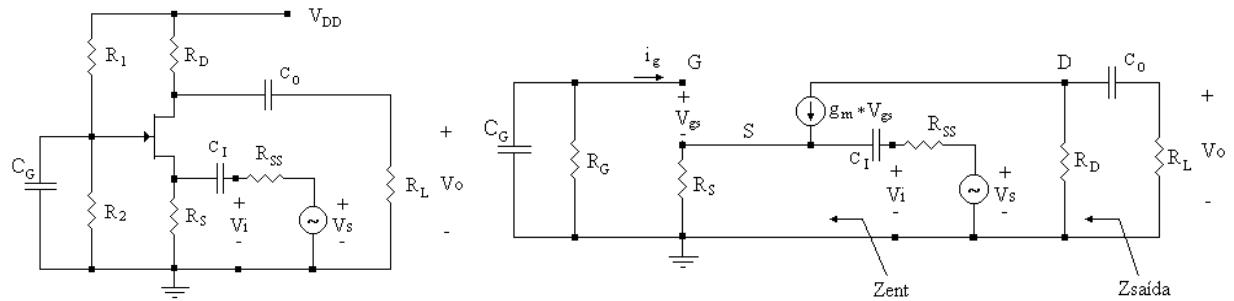
$$R_{EqI} = R_{SS} + Z_{ent} \cong R_{SS} + R_G$$

R_{EqO} é a resistência equivalente vista por C_O com os demais capacitores em curto:

$$R_{EqO} = Z_{saída} + R_L = \frac{(r_d//R_S)}{1+g_m*(r_d//R_S)} + R_L \cong \frac{R_S}{1+g_m R_S} + R_L \quad \text{se } r_d \gg R_S$$

$$Z_{saída} = \frac{(r_d//R_S)}{1+g_m*(r_d//R_S)} \cong \frac{R_S}{1+g_m R_S} \quad \text{se } r_d \gg R_S$$

3.4.7 Resposta em Baixas Frequências do Circuito Porta Comum



Como a resistência porta-fonte (r_{gs}) e a resistência porta-dreno (r_{gd}) estão sendo desprezados no modelo π simplificado, pode-se desprezar o capacitor C_G, pois a tensão no gatilho será constante. Assim:

$$A_{VS}(s) \cong A_{VSO} * \frac{s^2}{\left(s + \frac{1}{R_{EqI} C_I}\right) * \left(s + \frac{1}{R_{EqO} * C_O}\right)} = A_{VSO} \frac{s^2}{(s + P_I)(s + P_O)} \quad (24)$$

onde:

A_{VSO} = Ganho de tensão nas médias frequências, levando em consideração a resistência R_{SS} da fonte:

$$A_{VSO} = Av * \frac{Z_{ent}}{R_{SS} + Z_{ent}} \cong \frac{(1+g_m * r_d) * R_S * r_l}{(r_d + r_l) * (R_S + R_{SS}) + (1+g_m * r_d) * R_S * R_{SS}} \quad (25)$$

$$R_G = R_1 // R_2$$

$$r_l = R_D // R_L$$

$$Av \cong \frac{(1 + g_m * r_d) * r_l}{r_d + r_l}$$

$$Z_{ent} = \frac{(r_d + r_l) * R_S}{R_S + r_l + (1 + g_m * R_S) * r_d} \cong \frac{R_S}{1 + g_m * R_S} \quad \text{se } r_d \gg R_s \text{ e } r_l$$

P_I = Polo devido ao capacitor C_I

$$P_I = \frac{1}{R_{EqI} C_I}$$

P_O = Polo devido ao capacitor C_O

$$P_O = \frac{1}{R_{EqO} * C_O}$$

R_{EqI} é a resistência equivalente vista por C_I com os demais capacitores em curto:

$$R_{EqI} = R_{SS} + Z_{ent} \cong R_{SS} + \frac{(r_d + r_l) * R_S}{R_S + r_l + (1 + g_m * R_S) * r_d} \cong R_{SS} + \frac{R_S}{1 + g_m * R_S}$$

R_{EqO} é a resistência equivalente vista por C_O com os demais capacitores em curto:

$$R_{EqO} = Z_{saída} + R_L = R_D // [r_d + R_S // R_{SS} + g_m * r_d * (R_S // R_{SS})] + R_L \cong R_D + R_L \quad \text{se } r_d \gg R_D$$

$$Z_{saída} = R_D // [r_d + R_S // R_{SS} + g_m * r_d * (R_S // R_{SS})] = \frac{R_D * [r_d + R_S // R_{SS} + g_m * r_d * (R_S // R_{SS})]}{R_D + [r_d + R_S // R_{SS} + g_m * r_d * (R_S // R_{SS})]} \cong R_D$$

3.5 RESPOSTA EM ALTAS FREQUÊNCIAS

Para determinar a resposta em altas frequências de um amplificador, é necessário utilizar o circuito equivalente para altas e determinar a sua função de transferência.

A função de transferência nas altas apresenta a seguinte forma:

$$A(s) \cong A_{VSO} * \frac{1}{(1 + \frac{s}{p_1}) * (1 + \frac{s}{p_2}) * \dots * (1 + \frac{s}{p_n})} \quad (26)$$

onde:

$$s = j\omega$$

A_{VSO} = Ganho nas médias frequências, levando em consideração a resistência da fonte;

-p₁ a -p_n = Polos da função

Se o circuito apresenta um polo dominante, a expressão (26) reduz-se a:

$$A(s) \cong A_{VSO} * \frac{1}{(1+\frac{s}{p})} \quad (27)$$

Neste caso, o módulo de $A(s)$ será $0,707 * A_{VSO}$ quando a frequência for numericamente igual ao polo dominante (p) e representará a frequência de corte superior do circuito.

Nas expressões (26) e (27) os zeros foram desprezados pois são muito maiores que os polos, não influenciando na faixa de análise.

Na resposta em altas-frequências é necessário utilizar os modelos π híbridos para os circuitos que utilizam elementos ativos bipolares, FETs, JFETs e MOSFETs. Os elementos do modelo π híbrido simplificado para os bipolares na configuração emissor-comum são apresentados na Tabela 1.

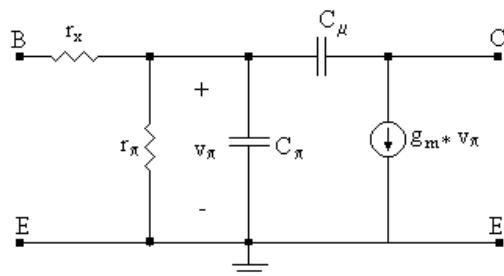


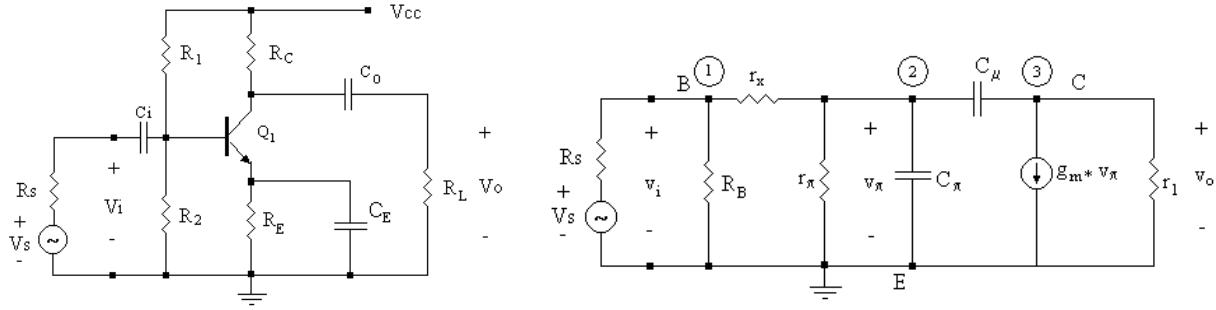
Figura 1. Modelo π híbrido simplificado para transistores bipolares na configuração emissor-comum em altas frequências.

Tabela 1. Elementos do modelo π híbrido* em altas frequências.

Símbolo	Descrição	Equação
g_m	Transcondutância direta	$g_m \cong 39 * I_C $
r_π	Resistência de entrada	$r_\pi = \frac{h_{fe}}{g_m}$
r_x	Resistência de espalhamento da base	$r_x = h_{ie} - r_\pi$
r_μ	Resistência de realimentação (desconsiderada no modelo por ser muito alta)	$r_\mu = \frac{r_\pi}{h_{re}}$
r_o	Resistência de saída (desconsiderada no modelo pois com $h_{oe} = h_{re} = 0$, $r_o = \infty$)	$r_o = \frac{1}{h_{oe} - g_m * h_{re}}$
C_μ	Capacitância entre base e coletor (Fornecida pelos fabricantes como C_C C_{OB} , etc.)	
C_π	Capacitância entre base e emissor	$C_\pi = \frac{g_m}{2\pi * f_T} - C_\mu$
f_T	Frequência de transição (frequência de operação para ganho unitário)	

* O modelo π híbrido é válido para $f \leq 0,3 f_T$

3.5.1 Resposta em Altas Frequências do Circuito Emissor Comum



$$R_B = R_1 // R_2$$

$$r_l = R_C // R_L$$

Para o modelo simplificado do emissor comum, considerando cada um dos nós, temos:

$$0 = (v_i - v_s)G_S + v_iG_B + (v_i - v_\pi)g_x = v_i(G_S + G_B + g_x) - v_sG_S - v_\pi g_x \quad (28)$$

$$0 = (v_\pi - v_i)g_x + v_\pi(g_\pi + sC_\pi) + (v_\pi - v_o)sC_\mu = v_\pi(g_x + g_\pi + sC_\pi + sC_\mu) - v_i g_x - v_o sC_\mu \quad (29)$$

$$-g_m v_\pi = (v_o - v_\pi)sC_\mu + v_o g_l = v_o(sC_\mu + g_l) - v_\pi sC_\mu \quad (30)$$

Combinando-se as equações 28, 29 e 30, temos:

$$A_{VS}(s) = \frac{-g_x G_S}{(g_x + G_S + G_B)} * \frac{g_m - sC_\mu}{s^2 + bs + c} \quad (31)$$

onde:

$$b = \frac{1}{r_l C_\mu} + \frac{1 + g_m [r_l // r_\pi // (r_x + R_S // R_B)]}{[r_l // r_\pi // (r_x + R_S // R_B)] * C_\pi} \cong \frac{1}{r_l C_\mu} + \frac{g_m}{C_\pi} \quad (32)$$

$$c = \frac{1}{[r_\pi // (r_x + R_S // R_B)] * r_l * C_\mu * C_\pi} \quad (33)$$

Como $c \ll \left(\frac{b}{2}\right)^2$, a expressão de segundo grau no denominador de (31) terá uma raiz próxima a $(-b)$ e outra próxima, bem menor, tenderá a $\left(\frac{-c}{b}\right)$. Esta última será dominante nas altas frequências.

Combinando-se as expressões (32) e (33), temos que o polo dominante nas altas é dado por:

$$p \cong \frac{1}{[r_\pi // (r_x + R_S // R_B)] * (C_\pi + g_m * r_l * C_\mu)} \quad (34)$$

Assim, a função de transferência nas altas para o emissor comum fica:

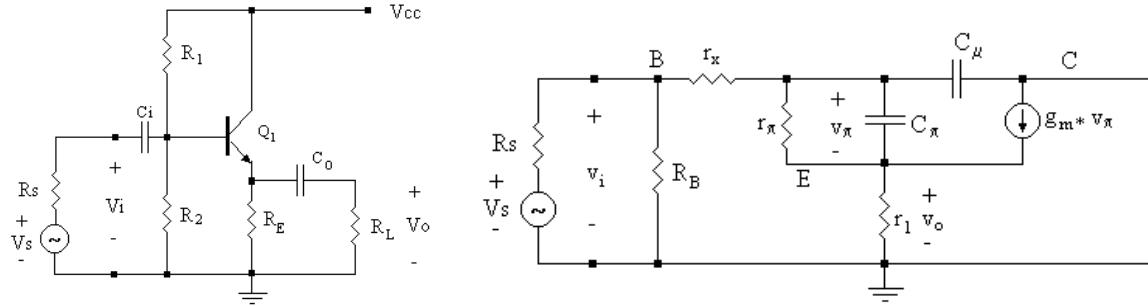
$$A(s) \cong A_{VS0} * \frac{1}{\left(1 + \frac{s}{p}\right)} \quad (35)$$

Sendo

A_{VS0} = Ganho de tensão nas médias frequências, levando em consideração a resistência R_S da fonte.

$$A_{VS0} = A_v * \frac{Z_{ent}}{R_S + Z_{ent}} \cong \frac{-h_{fe} * r_l}{h_{ie}} * \frac{R_B // h_{ie}}{R_S + R_B // h_{ie}} \quad (36)$$

3.5.2 Resposta em Altas Frequências do Circuito Coletor Comum



$$R_B = R_1 // R_2$$

$$r_l = R_E // R_L$$

A expressão do polo dominante em altas frequências pode ser obtida da mesma forma que foi feito para o circuito emissor comum, resultando em:

$$p \cong \frac{g_m * r_l / (r_x + R_S)}{(r_x + R_S) * [C_\pi + g_m * C_\mu * r_l / (r_x + R_S)]} \quad (37)$$

Assim, a função de transferência nas altas para o circuito coletor comum fica:

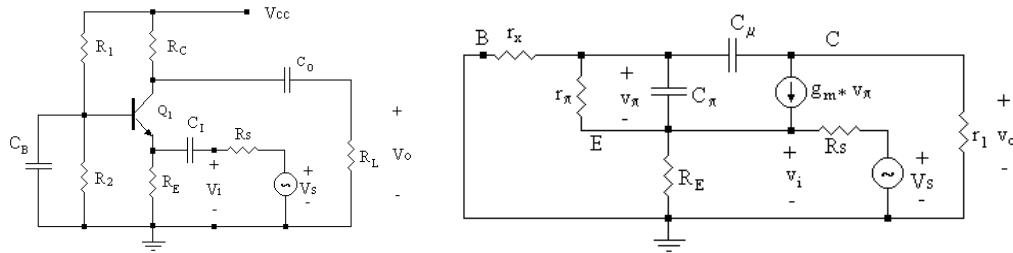
$$A(s) \cong A_{VS0} * \frac{1}{(1 + \frac{s}{p})} \quad (38)$$

Sendo

A_{VS0} = Ganho de tensão nas médias freqüências, levando em consideração a resistência R_S da fonte.

$$A_{VS0} = Av * \frac{Z_{ent}}{R_S + Z_{ent}} \cong \frac{(1 + h_{fe}) * R_B * r_l}{R_S * R_B + (R_S + R_B) * [h_{ie} + (1 + h_{fe}) * r_l]} \quad (39)$$

3.5.3 Resposta em Altas Frequências do Circuito Base Comum



$$r_l = R_C // R_L$$

De forma semelhante aos demais circuitos, a expressão do polo dominante em altas freqüências é dada por:

$$p \cong \frac{g_m * g_x * g_l * G'}{(g_m * G'' + g_x * G') * g_m * C_\mu + (g_m * G''' + g_x * G') * g_l * C_\pi} \cong \frac{1}{r_x * (C_\pi + g_m * r_l * C_\mu)} \quad (40)$$

$$g_l = \frac{1}{r_l}; \quad G_E = \frac{1}{R_E}; \quad G_S = \frac{1}{R_S}; \quad G' = g_m + G_E + G_S; \quad G'' = G_E + G_S + g_l; \quad G''' = g_x + G_E + G_S;$$

Assim, a função de transferência nas altas para o circuito base comum fica:

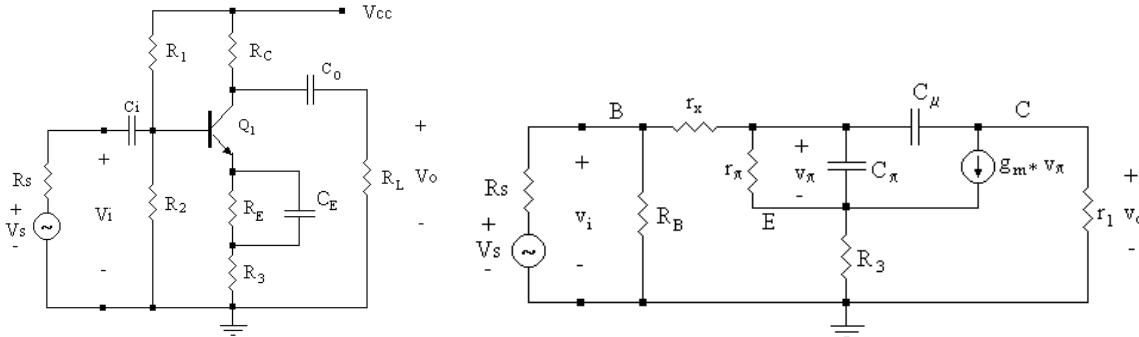
$$A(s) \cong A_{VS0} * \frac{1}{(1+\frac{s}{p})} \quad (41)$$

Sendo

A_{VS0} = Ganho de tensão nas médias frequências, levando em consideração a resistência R_S da fonte.

$$A_{VS0} = Av * \frac{Z_{ent}}{R_S + Z_{ent}} \cong \frac{h_{fe} * R_E * r_l}{h_{ie} * (R_S + R_E) + R_E * R_S * (1 + h_{fe})} \quad (42)$$

3.5.4 Resposta em Altas Frequências do Circuito com Realimentação Parcial do Resistor de Emissor (Saída Realimentada)



$$R_B = R_1 // R_2$$

$$r_l = R_C // R_L$$

O polo dominante em altas frequências para o circuito é dado por:

$$p \cong \frac{1 + g_m * R_3}{(r_x + R_3) * (C_\pi + g_m * r_l * C_\mu)} \quad (43)$$

Assim, a função de transferência nas altas para o circuito coletor comum fica:

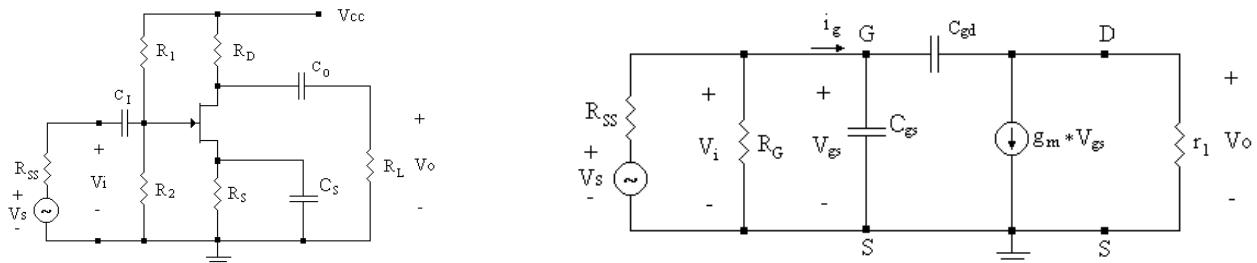
$$A(s) \cong A_{VS0} * \frac{1}{(1 + \frac{s}{p})} \quad (44)$$

onde:

A_{VS0} = Ganho de tensão nas médias frequências, levando em consideração a resistência R_S da fonte:

$$A_{VS0} = Av * \frac{Z_{ent}}{R_S + Z_{ent}} \cong \frac{-h_{fe} * r_l}{h_{ie} + (1 + h_{fe}) R_3} * \frac{R_B / [h_{ie} + (1 + h_{fe}) R_3]}{R_S + R_B / [h_{ie} + (1 + h_{fe}) R_3]} \quad (45)$$

3.5.5 Resposta em Altas Frequências do Circuito Fonte Comum



$$R_G = R_1 // R_2$$

$$r_l = R_D // R_L$$

O polo dominante em altas frequências para o circuito é dado por:

$$p \cong \frac{1}{(R_{SS}/R_G)*C_{gs} + [(R_{SS}/R_G)(1+g_m*r_l) + r_l]*C_{gd}} \quad (46)$$

Assim, a função de transferência nas altas para o circuito coletor comum fica:

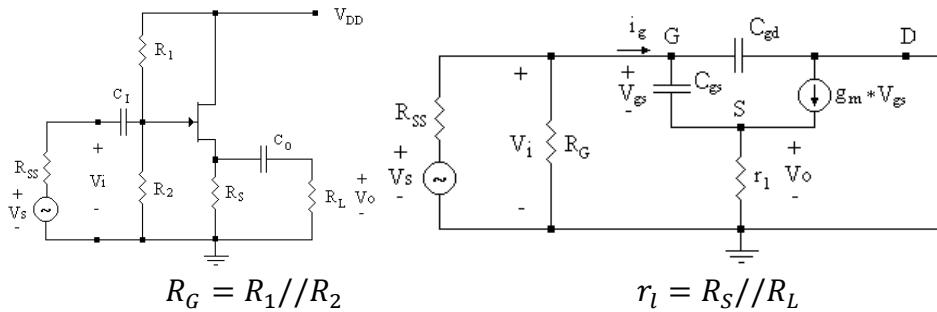
$$A(s) \cong A_{VS0} * \frac{1}{\left(1 + \frac{s}{p}\right)} \quad (47)$$

onde:

A_{VS0} = Ganho de tensão nas médias freqüências, levando em consideração a resistência R_{SS} da fonte:

$$A_{VS0} = Av * \frac{Z_{ent}}{R_{SS} + Z_{ent}} \cong -g_m * (r_d//r_l) * \frac{R_G}{R_{SS} + R_G} \quad (48)$$

3.5.6 Resposta em Altas Frequências do Circuito Dreno Comum



O polo dominante em altas freqüências para o circuito é dado por:

$$p \cong \frac{1+g_m*r_l}{(1+g_m*r_l)*R_{SS}*C_{gd} + (r_l+R_{SS})*C_{gs}} \quad (49)$$

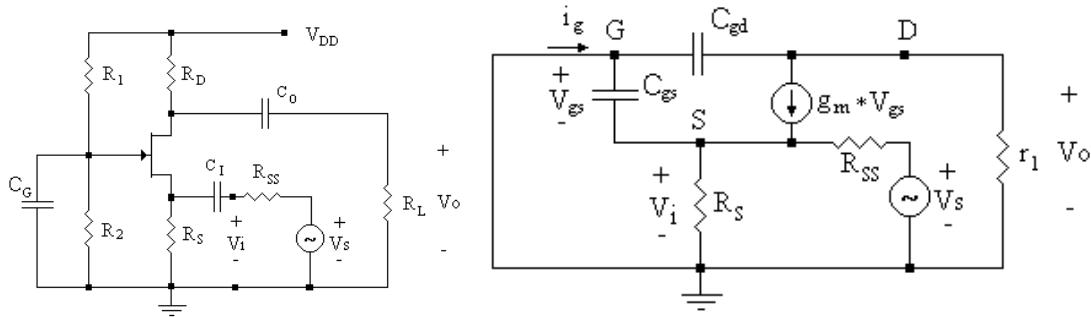
Assim, a função de transferência nas altas para o circuito coletor comum fica:

$$A(s) \cong A_{VS0} * \frac{1}{\left(1 + \frac{s}{p}\right)} \quad (50)$$

A_{VS0} = Ganho de tensão nas médias freqüências, levando em consideração a resistência R_{SS} da fonte:

$$A_{VS0} = Av * \frac{Z_{ent}}{R_{SS} + Z_{ent}} \cong \frac{R_G}{R_{SS} + R_G} * \frac{g_m*(r_d//r_l)}{1+g_m*(r_d//r_l)} \quad (51)$$

3.5.7 Resposta em Altas Frequências do Circuito Porta Comum



$$r_l = R_D // R_L$$

O polo dominante em altas frequências para o circuito é dado por:

$$p \cong \frac{g_m * g_l * (g_m + G_S + G_{SS})}{(g_m + G_S + G_{SS}) * g_m * C_{gd} + (2 * g_m + G_S + G_{SS}) * g_l * C_{gs}} \quad (52)$$

$$g_l = \frac{1}{r_l}; \quad G_S = \frac{1}{R_S}; \quad G_{SS} = \frac{1}{R_{SS}}$$

Assim, a função de transferência nas altas para o circuito coletor comum fica:

$$A(s) \cong A_{VS0} * \frac{1}{\left(1 + \frac{s}{p}\right)} \quad (53)$$

onde:

A_{VS0} = Ganho de tensão nas médias frequências, levando em consideração a resistência R_{SS} da fonte:

$$A_{VS0} = Av * \frac{Z_{ent}}{R_{SS} + Z_{ent}} \cong \frac{(1 + g_m * r_d) * R_S * r_l}{(r_d + r_l) * (R_S + R_{SS}) + (1 + g_m * r_d) * R_S * R_{SS}} \quad (54)$$

3.6 RESPOSTA GLOBAL DO AMPLIFICADOR

A resposta global do amplificador pode ser representada pela combinação da função de transferência nas baixas com a das altas. Desta forma:

$$A(s) \cong A_{VS0} * \frac{s^m}{(s + p_1) * (s + p_2) * \dots * (s + p_m) * \left(1 + \frac{s}{p_{m+1}}\right) * \left(1 + \frac{s}{p_{m+2}}\right) * \dots * \left(1 + \frac{s}{p_n}\right)} \quad (55)$$

$$s \equiv j\omega$$

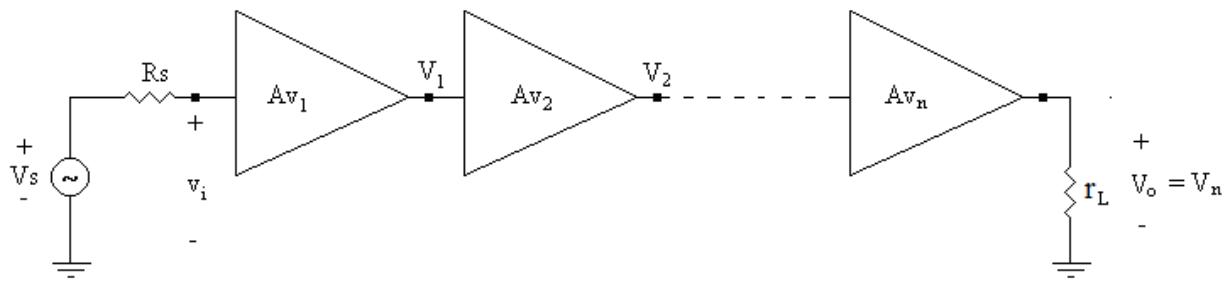
A_{VS0} = Ganho nas médias frequências, levando em consideração a resistência da fonte;

$z_1 = 0$ a $z_m = 0$: Zeros da função de transferência

$-p_1$ a $-p_m$: Polos de baixas frequências;

$-p_{m+1}$ a $-p_n$: Polos de altas frequências;

3.7 AMPLIFICADORES EM CASCATA



A resposta em frequência dos amplificadores em cascata é semelhante à resposta individual dos estágios básicos, com a diferença do número de polos (eles são maiores).

O projeto das frequências de corte é semelhante aos analisados (polo dominante ou somatório). No caso particular, em que todos os estágios apresentam cargas equivalentes à associação, com mesma frequência de corte, temos:

$$\omega_1 = \frac{\omega_1'}{\sqrt{2^{\frac{1}{n}} - 1}} \quad (56)$$

$$\omega_2 = \omega_1' \sqrt{2^{\frac{1}{n}} - 1} \quad (57)$$

ω_1' = Frequência de corte inferior da associação;

ω_1' = Frequência de corte inferior de cada um dos n estágios (todos iguais);

ω_2 = Frequência de corte superior da associação;

ω_2' = Frequência de corte superior de cada um dos n estágios (todos iguais);

n = Número de estágios;

Assim, a frequência de corte inferior será maior que a dos estágios individuais e a superior será menor, havendo redução na faixa de resposta. Isto era de se esperar em função do exposto no método do somatório.

Os ganhos de tensão (Av e Avs) dos circuitos ligados em cascata são dados por:

$$Av = Av_1 * Av_2 * \dots * Av_n \quad (58)$$

$$Avs = Avs_1 * Avs_2 * \dots * Avs_n = \frac{Z_{ent}}{R_S + Z_{ent}} * Av = \frac{Z_{ent}}{R_S + Z_{ent}} * Av_1 * Av_2 * \dots * Av_n \quad (59)$$

Os ganhos de corrente (Ai e Ais) são:

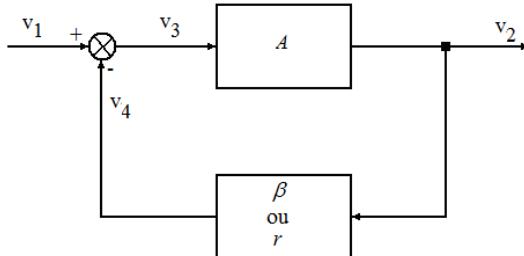
$$Ai \equiv \frac{i_o}{i_i} = \frac{vo/R_L}{Vi/Zent} = \frac{Av^*Zent}{r_L} \quad (60)$$

$$Ais \equiv \frac{i_o}{i_s} = \frac{vo/R_L}{Vs/R_S} = \frac{Avs^*R_S}{r_L} \quad (61)$$

4 AMPLIFICADORES COM REALIMENTAÇÃO

4.1 PROPRIEDADES BÁSICAS DA REALIMENTAÇÃO NEGATIVA

4.1.1 Redução do ganho



$$A_r = \frac{v_2}{v_1}$$

$$v_4 = \beta v_2$$

$$v_3 = v_1 - v_4$$

$$v_2 = A.v_3 = A(v_1 - \beta.v_2)$$

$$A_r = \frac{v_2 A}{v_2(1 + \beta A)}$$

$$A_r = \frac{A}{1 + \beta A}$$

$$v_1 = \frac{v_2(1 + \beta A)}{A}$$

Onde:

A = Ganho em malha aberta do amplificador básico;

β = Coeficiente de realimentação ou ganho do elo de realimentação;

A_r = Ganho do amplificador realimentado.

4.1.2 Estabilização do ganho

A variação percentual do ganho A_r é $(1 + \beta A)$ vezes menor que a variação do ganho A .

O fator de redução $(1 + \beta A)$ é denominado "DESENSIBILIDADE" (D).

4.1.3 Efeitos sobre as impedâncias de entrada e de saída

As impedâncias de entrada e de saída são alteradas conforme o tipo de realimentação a ser implementada, aumentando ou diminuindo.

As modificações sobre as mesmas serão vistas posteriormente.

4.1.4 Efeito sobre a distorção

Há diminuição da distorção com a realimentação negativa do circuito.

$$V_{dist_r} = \frac{V_{dist}}{1 + \beta A}$$

Onde:

A = Ganho em malha aberta do amplificador básico;

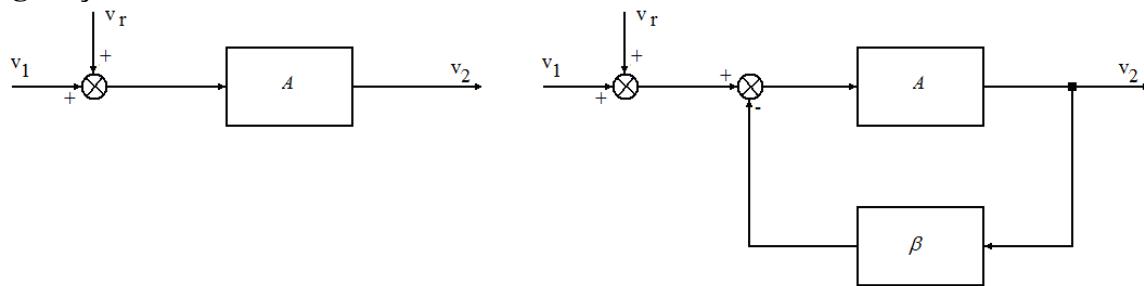
β = Coeficiente de realimentação ou ganho do elo de realimentação;

V_{dist} = Distorção do amplificador não realimentado;

V_{dist_r} = Distorção do amplificador realimentado.

4.1.5 Efeitos sobre ruídos

Configuração 1:



$$v_2 = Av_1 + Av_r$$

$$v_2 = S + R$$

$$\frac{S}{R} = \frac{Av_1}{Av_r} = \frac{v_1}{v_r}$$

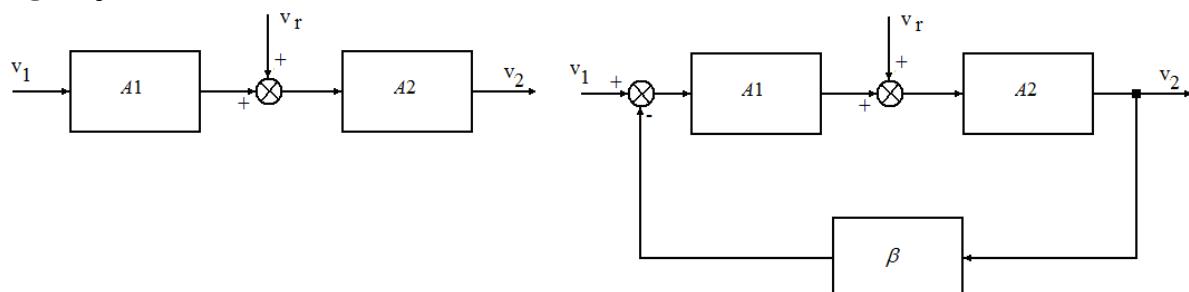
$$v_2 = \frac{A}{1+\beta A}v_1 + \frac{A}{1+\beta A}v_r$$

$$v_2 = S + R$$

$$\frac{S}{R} = \frac{\frac{A}{1+\beta A}v_1}{\frac{A}{1+\beta A}v_r} = \frac{v_1}{v_r}$$

Portanto, nesta configuração a relação sinal/ruído (S/R) não muda.

Configuração 2:



$$v_2 = A_1 A_2 v_1 + A_2 v_r$$

$$v_2 = S + R$$

$$\frac{S}{R} = A_1 \frac{v_1}{v_r}$$

$$v_2 = \frac{A_1 A_2}{1+\beta A_1 A_2} v_1 + \frac{A_2}{1+(\beta A_1) A_2} v_r$$

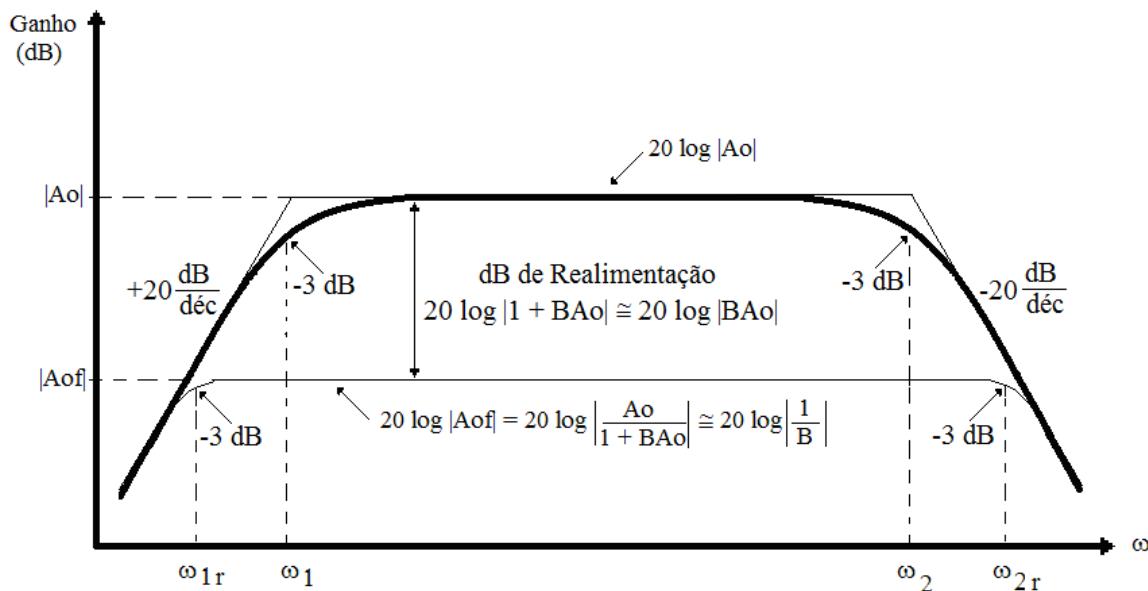
$$v_2 = S + R$$

$$\frac{S}{R} = A_1 \frac{v_1}{v_r}$$

A realimentação também não alterou a relação S/R nesta configuração, no entanto, comparando-se com a configuração 1, verifica-se que S/R é A_1 vezes maior. Isto permite fazer modificações em circuitos do tipo apresentado na configuração 1 para obter uma relação sinal/ruído maior, facilitando o condicionamento dos sinais.

4.1.6 O efeito na largura de banda (resposta em frequência do sistema)

A realimentação provoca um aumento na largura de banda através do deslocamento dos polos de baixas e altas frequências.



Dessensibilidade: $D = (1 + \beta A_0)$

$$\omega_{1r} = \frac{\omega_1}{1 + \beta A_0} = \frac{\omega_1}{D}$$

$$\omega_{2r} = \omega_2 (1 + \beta A_0) = \omega_2 D$$

A frequência de corte inferior do circuito realimentado (ω_{1r}) torna-se menor que a frequência de corte do sistema não realimentado (ω_1).

A frequência de corte superior do circuito realimentado (ω_{2r}) torna-se maior que a frequência de corte do sistema não realimentado (ω_2).

4.2 TOPOLOGIA DOS AMPLIFICADORES REALIMENTADOS

4.2.1 Amostragem e comparação

- Ponto de amostragem é aquele onde uma parcela do sinal de saída do amplificador é retirada.
- Ponto de comparação é aquele onde a parcela amostrada é reaplicada ao circuito principal.
- Amostragem ou comparação por NÓ ocorre quando são feitas em paralelo com as linhas de fluxo do sinal.
- Amostragem ou comparação por MALHA ocorre quando são feitas em série com as linhas de fluxo do sinal.
- Amostragem por NÓ refere-se à variável TENSÃO
- Amostragem por MALHA refere-se à variável CORRENTE
- Comparação por NÓ refere-se à variável CORRENTE
- Comparação por MALHA refere-se à variável TENSÃO

A tabela 1 apresenta um resumo das possíveis ligações envolvidas nos amplificadores realimentados.

Tabela 1 - Formas de ligação e variáveis envolvidas na amostragem/comparação por nó ou por malha em amplificadores realimentados.

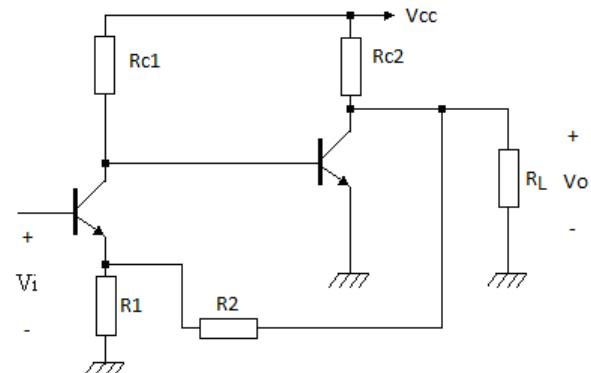
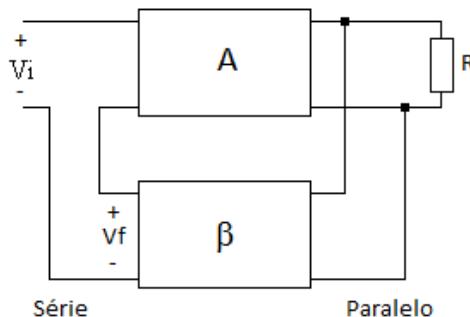
Amostragem (Saída)		Comparação (Entrada)		Amplificador
Ligação	Variável	Ligação	Variável	
NÓ	V	NÓ	I	Transimpedância
NÓ	V	MALHA	V	Tensão
MALHA	I	NÓ	I	Corrente
MALHA	I	MALHA	V	Transadmitância

4.2.2 Impedâncias de entrada e de saída do amplificador de tensão

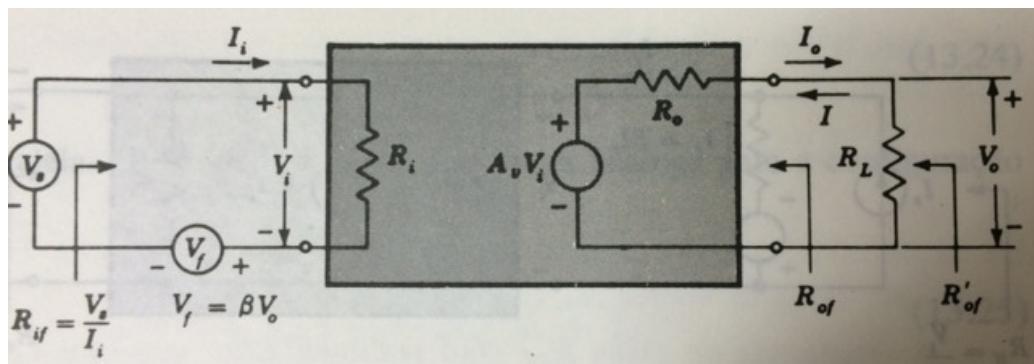
Amostragem de Tensão
Comparação de Tensão

NÓ
MALHA

PARALELO
SÉRIE



- Também conhecido como realimentação Tensão-Série ou Série de Tensão
- Utilizando-se o equivalente de Thevenin e considerando-se que:
 A_v corresponde a A_{vs} (Ganho de tensão em malha aberta, levando-se em conta a resistência da fonte externa R_s)



Impedância de Entrada

$$R_{if} \equiv \frac{V_s}{I_i}$$

$$V_s = R_i I_i + V_f = R_i I_i + \beta V_o$$

$$V_o = \frac{A_v R_L}{R_o + R_L} = A_V V_i = A_V R_i I_i$$

sendo:

$$A_V = \frac{A_v R_L}{R_o + R_L} \quad \text{Ganho de tensão em malha aberta levando em conta todas as cargas } R_L$$

Fazendo-se as substituições, tem-se:

$$R_{if} = R_i(1 + \beta A_V)$$

Impedância de Saída

Para determinar a impedância de saída em malha fechada (R_{of}), deve-se remover o sinal externo ($V_s = 0$ ou $I_s = 0$), eliminar a carga ($R_L = \infty$), impor V na saída e calcular I imposta por V .

$$R_{of} \equiv \frac{V}{I}$$

Com $V_s = 0$, $V_i = -V_f = -\beta V$

$$I = \frac{V - A_v V_i}{R_o} = \frac{V + \beta A_v V}{R_o}$$

Portanto,

$$R_{of} \equiv \frac{V}{I} = \frac{R_o}{1 + \beta A_v}$$

$$R'_{of} = R_{of} // R_L$$

Ganho em Malha Fechada

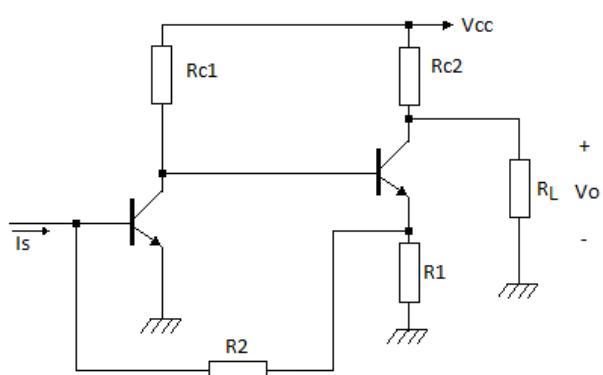
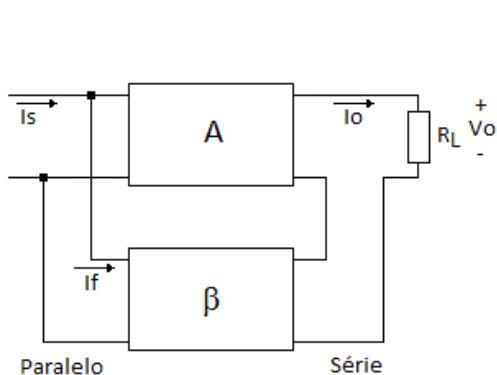
$$A_{vf} = \frac{A_v}{1 + \beta A_v}$$

4.2.3 Impedâncias de entrada e de saída do amplificador de corrente

Amostragem de Corrente
Comparação de Corrente

MALHA
NÓ

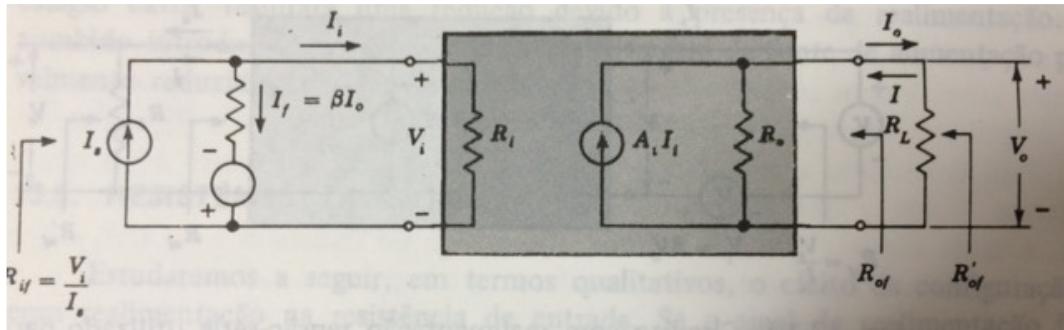
SÉRIE
PARALELO



- Também conhecido como realimentação Corrente-Paralelo ou Paralelo de Corrente

- Utilizando-se o equivalente de Norton e considerando-se que:

A_i corresponde a A_{is} (Ganho de corrente em curto-círcuito, levando-se em conta a resistência da fonte externa R_s)



Impedância de Entrada

$$R_{if} \equiv \frac{V_i}{I_s}$$

$$I_s = I_i + I_f = I_i + \beta I_o$$

$$I_o = \frac{A_i I_i R_o}{R_o + R_L} = A_I I_i$$

Onde:

$$A_I \equiv \frac{I_o}{I_i} = \frac{A_i R_o}{R_o + R_L} \quad \text{Ganho de corrente em malha aberta levando em conta todas as cargas } R_L$$

Substituindo, tem-se:

$$I_s = I_i + \beta A_I I_i = I_i(1 + \beta A_I)$$

Como

$$R_{if} \equiv \frac{V_i}{I_s} \text{ e } R_i = \frac{V_i}{I_i},$$

Tem-se:

$$R_{if} = \frac{V_i}{I_i(1 + \beta A_I)} = \frac{R_i}{(1 + \beta A_I)}$$

Impedância de Saída

Para determinar a impedância de saída em malha fechada (R_{of}), deve-se remover o sinal externo ($V_s = 0$ ou $I_s = 0$), eliminar a carga ($R_L = \infty$), impor V na saída e calcular I imposta por V .

Assim:

$$I = \frac{V}{R_o} - A_i I_i$$

Com $I_s = 0$, $I_i = -I_f = -\beta I_o = +\beta I$

Desta forma:

$$I = \frac{V}{R_o} - \beta A_i I$$

$$\frac{V}{R_o} = I(1 + \beta A_i)$$

$$I = \frac{V}{R_o(1 + \beta A_i)}$$

$$R_{of} = \frac{V}{I} = R_o(1 + \beta A_i)$$

$$R'_{of} = R_{of} // R_L$$

Ganho em Malha Fechada

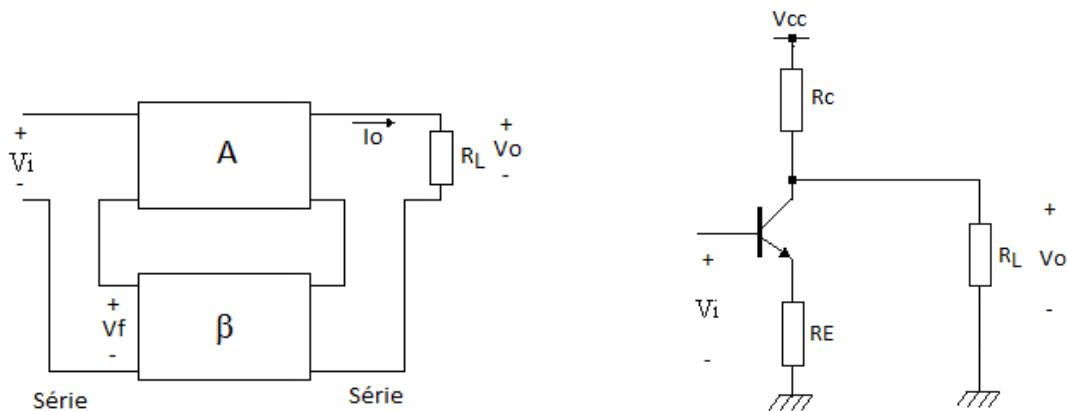
$$A_{if} = \frac{A_I}{1 + \beta A_I}$$

4.2.4 Impedâncias de entrada e de saída do amplificador de transadmitância ou transcondutância

Amostragem de Corrente
Comparação de Tensão

MALHA
MALHA

SÉRIE
SÉRIE



- Também conhecido como realimentação Corrente-Série ou Série de Corrente
De maneira análoga aos amplificadores anteriores, tem-se:

Impedância de Entrada

$$R_{if} = R_i(1 + \beta G_M)$$

Onde:

$$G_M = \frac{G_m R_o}{R_o + R_L} \quad \text{Ganho de transcondutância em malha aberta levando em conta } R_L$$

G_m corresponde a G_{ms} (Ganho de transcondutância em curto-círcuito, levando-se em conta a resistência da fonte externa R_s)

Impedância de Saída

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

$$R'_{of} = R_{of} // R_L$$

Ganho em Malha Fechada

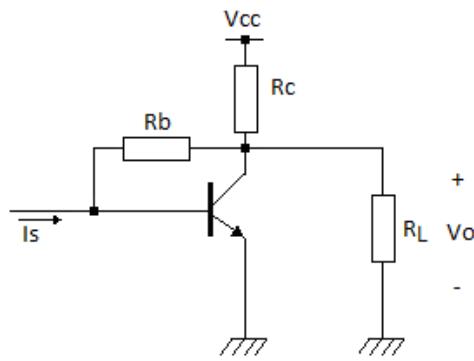
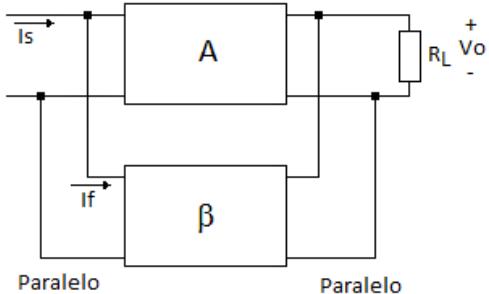
$$G_{mf} = \frac{G_M}{1 + \beta G_M}$$

4.2.5 Impedâncias de entrada e de saída do amplificador de transimpedância ou transresistência

Amostragem de Tensão
Comparação de Corrente

NÓ
NÓ

PARALELO
PARALELO



- Também conhecido como realimentação Tensão-Paralelo ou Paralelo de Tensão

Impedância de Entrada

$$R_{if} = \frac{R_i}{(1 + \beta R_M)}$$

$$R_M \equiv \frac{V_o}{I_i} = \frac{R_m R_L}{R_o + R_L} \quad \text{Ganho de transresistência em malha aberta levando em conta a carga } R_L$$

R_m corresponde a R_{ms} (Ganho de transresistência em circuito aberto, levando-se em conta a resistência da fonte externa R_s)

Impedância de Saída

$$R_{of} = \frac{R_o}{1 + \beta R_m} \quad R'_{of} = R_{of} // R_L$$

Ganho em Malha Fechada

$$R_{mf} = \frac{R_M}{1 + \beta R_M}$$

4.2.6 Método de análise de um amplificador realimentado

Para analisar o amplificador realimentado é necessário separá-lo em dois blocos:

- O amplificador básico A
- O circuito de realimentação β ou r

Desta forma, é possível determinar os ganhos em malha fechada (A_f), impedâncias de entrada e de saída em malha fechada (R_{if} e R_{of} , respectivamente).

Para obter a configuração do amplificador básico sem realimentação, levando-se em consideração a influência da carga representada por β no circuito, é necessário aplicar as seguintes regras:

4.2.6.1 Regras para obter o circuito em malha aberta (sem realimentação) preservando-se as cargas representadas pelo elo de realimentação

- **Para determinar o circuito de entrada**

- 1) Fazer com que a tensão de saída seja igual a zero ($V_o = 0$) para amostragem de tensão: Equivale a colocar em curto o nó de saída;
- 2) Fazer com que a corrente de saída seja igual a zero ($I_o = 0$) para amostragem de corrente: Equivale a abrir a malha de saída;

- **Para determinar o circuito de saída**

- 3) Fazer com que a tensão de entrada seja igual a zero ($V_i = 0$) para a configuração onde a comparação é de corrente (PARALELO, NÓ): Equivale a colocar em curto o nó de entrada;
- 4) Fazer com que a corrente de entrada seja igual a zero ($I_i = 0$) para a configuração onde a comparação é de tensão (SÉRIE, MALHA): Equivale a abrir a malha de entrada;

Desta forma é possível reduzir a realimentação a zero sem alterar a carga.

4.2.6.2 Passos a serem seguidos para a análise do amplificador realimentado

- 1) Identificar a configuração
 - a) O sinal comparado é de tensão ou de corrente
 - **Tensão:** aplicado em **série (MALHA)** com as linhas de fluxo na entrada do amplificador
 - **Corrente:** aplicado em **paralelo (NÓ)** com as linhas de fluxo na entrada do amplificador
 - b) O sinal amostrado é de tensão ou de corrente
 - **Tensão:** aplicado em **paralelo (NÓ)** com as linhas de fluxo na saída do amplificador
 - **Corrente:** aplicado em **série (MALHA)** com as linhas de fluxo na saída do amplificador
- 2) Desenhar o circuito amplificador sem realimentação seguindo-se as regras do item 4.2.6.1
- 3) Utilizar fonte de Thevenin se o sinal a ser comparado (X_f) for tensão e Norton se o mesmo for corrente
- 4) Substituir os dispositivos ativos pelo seu modelo híbrido
 - Exemplos: Modelo H para transistores bipolares operando em baixas e médias frequências
 - Modelo π para transistores bipolares operando em altas frequências ou para os FETs e MOSFETs
- 5) Indicar X_f e X_o no circuito obtido e avaliar $\beta = X_f/X_o$
- 6) Determinar o ganho em malha aberta (A) aplicando-se as leis de Kirchoff para tensão e corrente ao circuito equivalente obtido no item 4
- 7) A partir do ganho em malha aberta (A) e do coeficiente de realimentação (β), determinar os parâmetros em malha fechada: D , A_f , R_{if} , R_{of} e R'_{of}

A tabela 2 apresenta o resumo sobre a análise de amplificadores realimentados.

Tabela 2 - Resumo sobre a análise do amplificador com realimentação (Fonte: Tabela 13.4, Millman, J. & Halkias, C. C., Eletrônica, Vol. 2, Editora McGraw-Hill do Brasil, 1981).

Configuração →	Tensão Série Amplificador de Tensão	Corrente Série Transadmitância ou Transcondutância	Corrente Paralela Amplificador de Corrente	Tensão Paralela Transimpedância ou Transresistência
Características ↓				
Sinal de realimentação X_f	Tensão	Tensão	Corrente	Corrente
Sinal amostrado X_o	Tensão	Corrente	Corrente	Tensão
Para determinar o circuito de entrada*	$V_o = 0$	$I_o = 0$	$I_o = 0$	$V_o = 0$
Para determinar o circuito de saída*	$I_i = 0$	$I_i = 0$	$V_i = 0$	$V_i = 0$
Fonte de sinal	Thévenin	Thévenin	Norton	Norton
$\beta = X_f/X_o$	V_f/V_o	V_f/I_o	I_f/I_o	I_f/V_o
$A = X_o/X_i$ +	$A_V = V_o/V_i$	$G_M = I_o/V_i$	$A_I = I_o/I_i$	$R_M = V_o/I_i$
$D = (1 + \beta A)$	$1 + \beta A_V$	$1 + \beta G_M$	$1 + \beta A_I$	$1 + \beta R_M$
A_f	A_V/D	G_M/D	A_I/D	R_M/D
R_{if}	$R_i D$	$R_i D$	R_i/D	R_i/D
R_{of} \$	$\frac{R_o}{1 + \beta A_v}$	$R_o(1 + \beta G_m)$	$R_o(1 + \beta A_i)$	$\frac{R_o}{1 + \beta R_m}$
$R'_{of} = R_{of} // R_L$	$\frac{R'_o}{D}$	$R'_o \frac{(1 + \beta G_m)}{D}$	$R'_o \frac{(1 + \beta A_i)}{D}$	$\frac{R'_o}{D}$

* Este procedimento fornece o circuito amplificador básico sem realimentação, mas levando em consideração a influência das cargas representadas por β , R_L e R_S

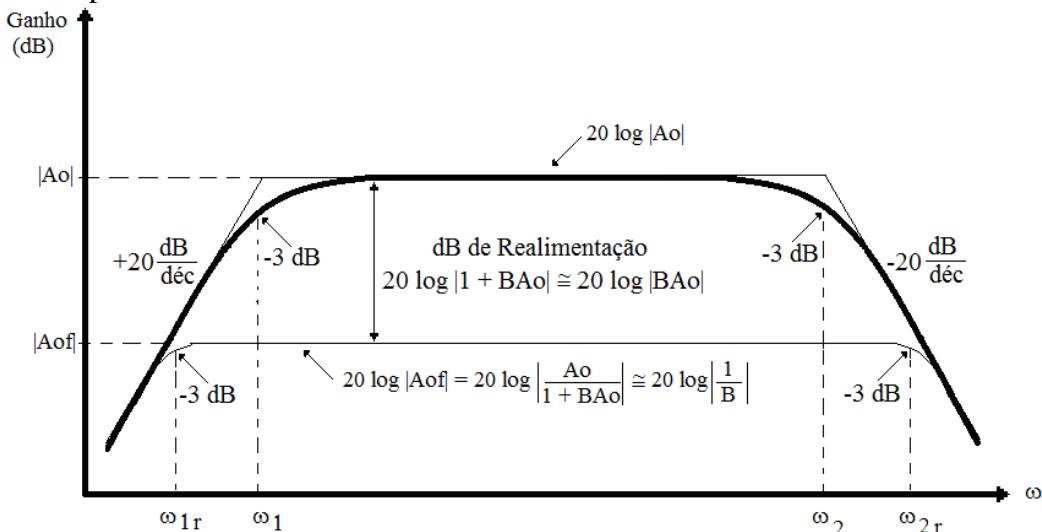
+ Ganho do amplificador sem realimentação levando em consideração a influência das cargas representadas por β , R_L e R_S

\$ Para determinar as impedâncias de saída, a carga não pode entrar no cálculo dos ganhos dos amplificadores sem realimentação. Portanto faz-se $R_L = \infty$, ou seja, despreza-se R_L para determinar A_v , G_m , A_i e R_m .

5 ESTABILIDADE E RESPOSTA DE AMPLIFICADORES COM REALIMENTAÇÃO: OSCILADORES E TÉCNICAS DE COMPENSAÇÃO

5.1 O EFEITO DA REALIMENTAÇÃO NA LARGURA DE BANDA

Conforme visto anteriormente, a realimentação provoca um aumento na largura de banda através do deslocamento dos polos de baixas e altas frequências e também provoca uma diminuição no ganho do amplificador.

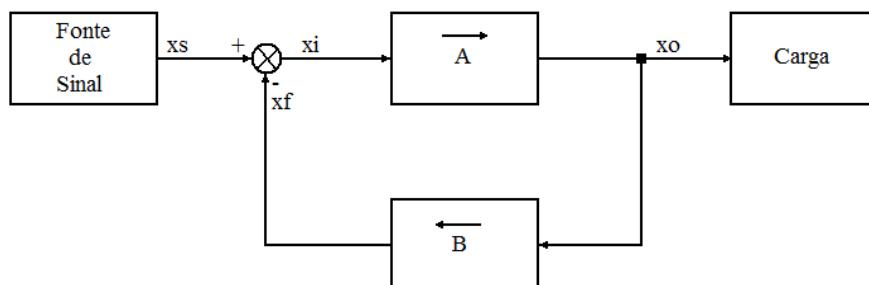


$$\text{Dessensibilidade: } D = (1 + \beta A_0)$$

$$\omega_{1r} = \frac{\omega_1}{1 + \beta A_0} = \frac{\omega_1}{D}$$

$$\omega_{2r} = \omega_2(1 + \beta A_0) = \omega_2 D$$

5.2 O PROBLEMA DA ESTABILIDADE



A = Ganho em Malha Aberta

δ = Coeficiente ou Fator de Realimentação

O ganho é geralmente função da frequência e deve ser chamado de função de transferência em malha aberta:

$$\text{Baixas Frequências: } A(s) \cong A_{VSO} * \frac{s}{(s + \omega_1)}$$

$$\text{Altas Frequências: } A(s) \cong A_{VSO} * \frac{1}{(1 + \frac{s}{\omega_2})}$$

Como até agora estávamos fazendo a realimentação utilizando apenas componentes resistivos, o fator de realimentação β era constante, mas, no caso geral (prático), isto nem sempre é verdade. Portanto, temos que utilizar $\beta(s)$, que é a função de transferência de realimentação.

Portanto, a função de transferência em malha fechada fica:

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

Para simplificar, vamos supor um amplificador com acoplamento direto (ganho CC constante em baixas frequências), onde os polos e zeros só ocorrem em altas frequências. Além disso, vamos supor que $\beta(s)$ é constante para baixas frequências. Assim, em baixas frequências, o GANHO DE MALHA $[L(s) = \beta(s)A(s)]$ torna-se constante e, necessariamente, um valor positivo. Se não fosse assim, a realimentação não seria negativa.

Assim, resta avaliar o que acontece em altas frequências:

Considerando $s \equiv j\omega$, a equação 1 fica:

$$A_f(j\omega) = \frac{A(j\omega)}{1+\beta(j\omega)A(j\omega)} \quad (2)$$

e o ganho da malha de realimentação é um número complexo da forma:

$$L(j\omega) = \beta(j\omega)A(j\omega) = \underbrace{|\beta(j\omega)A(j\omega)|}_{Módulo} e^{\frac{j\varphi(\omega)}{Fase}} \quad (3)$$

A estabilidade ou instabilidade do amplificador com realimentação é determinada pelo modo pelo qual o ganho de malha varia com a frequência.

Para a frequência na qual $\varphi(\omega)$ se torna 180° (ω_{180}), o ganho de malha $L(j\omega) = \beta(j\omega)A(j\omega)$ será um número real com sinal negativo. Portanto, nessa frequência, a realimentação se torna positiva.

- 1) Se em ω_{180} a amplitude do ganho de malha $L(j\omega)$ for menor que 1, o ganho de malha fechada (Equação 2) será maior que o ganho $A(j\omega)$ visto que o denominador da equação 2 será menor do que a unidade. Contudo, a realimentação do amplificador será estável;
- 2) Se em ω_{180} a amplitude do ganho de malha $L(j\omega)$ for igual a 1, $A_f(j\omega)$ será infinito. Isso implica que o amplificador terá uma saída mesmo com entrada zero, ou seja, esse circuito comporta-se como um oscilador. No circuito de realimentação tem-se:

$$xf = \beta(j\omega_{180})A(j\omega_{180})xi = -xi$$
- 3) em ω_{180} a amplitude do ganho de malha $L(j\omega)$ for maior que 1 (não está óbvio na equação 2), as oscilações aumentarão de amplitude até que certa quantidade de não linearidade reduza o ganho de malha para se tornar exatamente igual à unidade e sustentar as oscilações. Esse é o mecanismo utilizado em osciladores (Ganho inicial maior que 1 e depois reduz até 1).

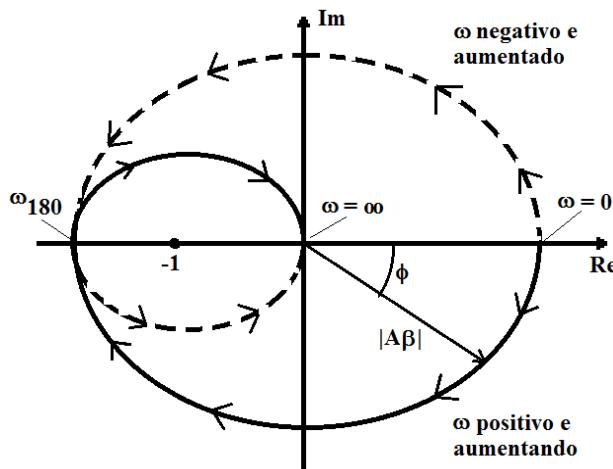
5.3 MÉTODOS DE ANÁLISE DA ESTABILIDADE

Existem vários métodos para a análise de estabilidade de sistemas realimentados, entre eles: o diagrama de Nyquist, o método do lugar das raízes ("root-locus"), o método de Routh-Hurwitz e o Diagrama de Bode.

A seguir serão descritos os métodos de Nyquist e do lugar das raízes. O método de Bode será melhor detalhado pois o mesmo será utilizado para análise de estabilidade em Amplificadores.

5.3.1 Diagrama de Nyquist

É um gráfico polar do ganho de malha com a frequência utilizada como parâmetro.



- A distância radial é $|A\beta|$, que é o ganho de malha;
- O ângulo é o ângulo de fase ϕ ;
- A curva em linha cheia é para frequências positivas;
- A curva em linha tracejada é para frequências negativas e pode ser desenhada como um espelho em relação ao eixo real;
- ω_{180} é o ponto onde o diagrama de Nyquist intercepta o eixo real;
- Se ω_{180} ocorrer à esquerda de (-1), a amplitude do ganho de malha nessas frequências é maior que a unidade ($|A\beta| > 1$) e, portanto, o amplificador será instável;
- Se ω_{180} ocorrer à direita de (-1), a amplitude do ganho de malha nessas frequências é menor que a unidade ($|A\beta| < 1$) e, portanto, o amplificador será estável;
- Se o diagrama de Nyquist englobar o ponto (-1), ($|A\beta| = 1$), o amplificador será instável.

As declarações expostas acima representam uma simplificação dos critérios de Nyquist, mas se aplicam aos sistemas realimentados utilizados em amplificadores.

Exemplo: Considere um amplificador realimentado que tenha a função de transferência em malha aberta dada por:

$$A(s) = \left(\frac{10}{1 + \frac{s}{10^4}} \right)^3$$

Supondo β constante e independente da frequência, calcule ω_{180} para o qual o deslocamento de fase é 180° e depois mostre que o amplificador será estável se o fator de realimentação for menor que um valor crítico β_{cr} e instável se $\beta > \beta_{cr}$. Determine o valor de β_{cr} .

Solução: Temos que resolver a função

$$L(j\omega) = \beta(j\omega)A(j\omega) = \beta A(j\omega) = |\beta A(j\omega)|e^{j\varphi(\omega)} \quad \text{pois } \beta \text{ é constante}$$

Fazendo $s \equiv j\omega$ em $A(s)$, temos:

$$L(j\omega) = \beta \frac{1000}{\left(1 + \frac{j\omega}{10^4}\right)^3} = \beta \frac{1000}{\left(\sqrt{1^2 + \left(\frac{\omega}{10^4}\right)^2} \left(tg^{-1}\left(\frac{\omega}{10^4}\right)\right)\right)^3}$$

Para obter ω_{180} , temos que:

$$\begin{aligned} tg^{-1}\left(\frac{\omega}{10^4}\right) &= 60^\circ \Leftrightarrow \frac{\omega}{10^4} = tg(60^\circ) \Rightarrow \frac{\omega}{10^4} = \sqrt{3} \\ \omega &= 10^4\sqrt{3} \text{ rad/s} \end{aligned}$$

O valor β_{cr} é obtido quando $|L(j\omega)| = 1$, portanto:

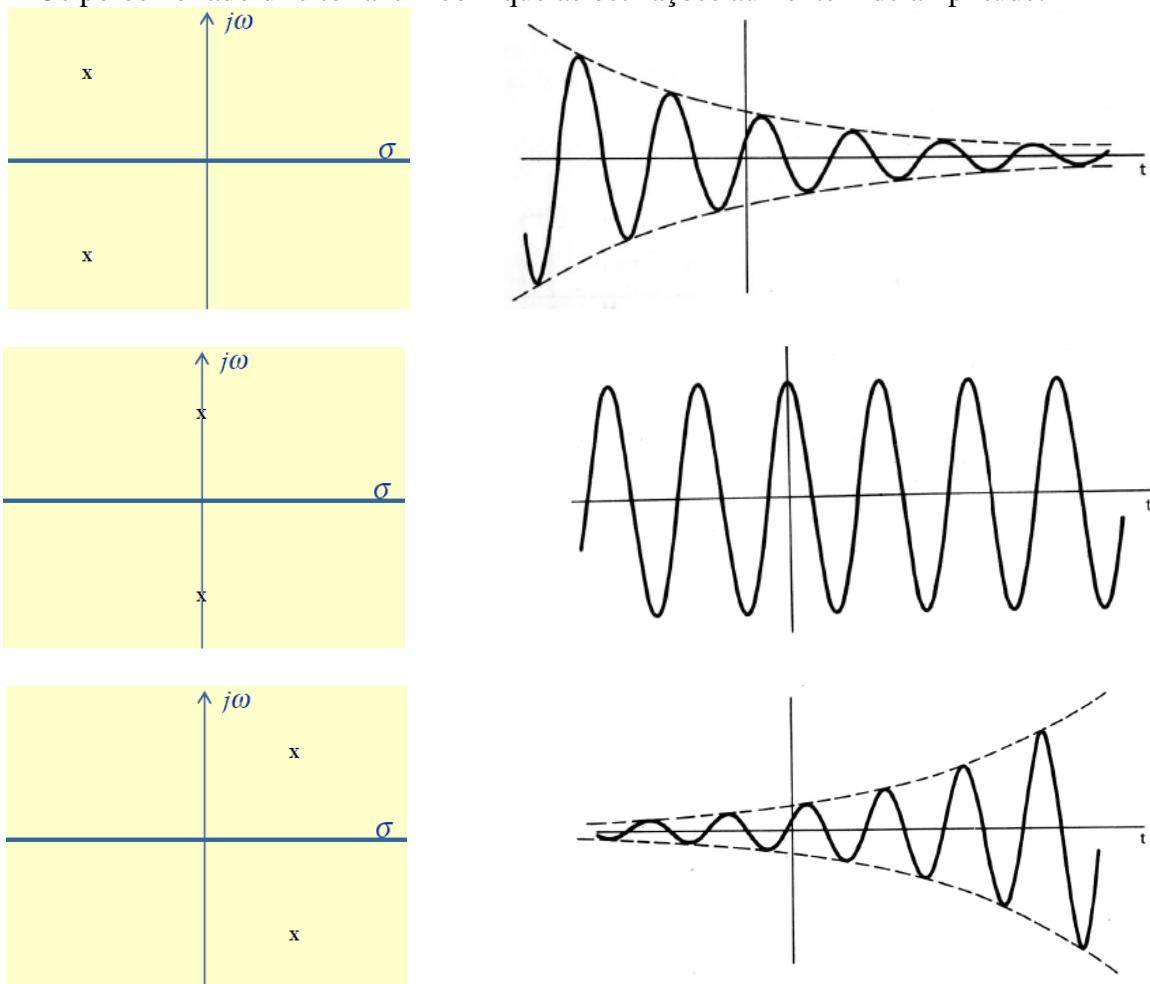
$$|L(j\omega)| = \beta_{cr} \frac{1000}{\left(\sqrt{1^2 + \left(\frac{10^4 \sqrt{3}}{10^4} \right)^2} \right)^3} = 1 \Leftrightarrow \beta_{cr} \frac{1000}{(\sqrt{4})^3} = 1$$

$$\beta_{cr} = \frac{8}{1000} = 0,008$$

5.3.2 Método do Lugar das Raízes

Para um amplificador ou outro sistema ser estável, seus polos devem estar do lado esquerdo do plano S .

Um par de polos conjugados complexos sobre o eixo $j\omega$ dá origem às oscilações senoidais. Os polos no lado direito fazem com que as oscilações aumentem de amplitude.



A partir da Equação 2, considerando

$$R(s) = 1 + \beta(s)A(s)$$

(4)

basta determinar os zeros de $R(s)$ para obter os polos e, neste caso, o "root locus" pode ser traçado para a função $R(s)$. Inicia-se com os polos de $A(s)$ e depois pode-se aumentar o termo $\beta(s)A(s)$ e traçar as curvas correspondentes ao deslocamento dos polos. Caso eles permaneçam no semiplano esquerdo do Plano S , o amplificador é estável.

A seguir será feita a análise da resposta de amplificadores com 1, 2 e 3 polos.

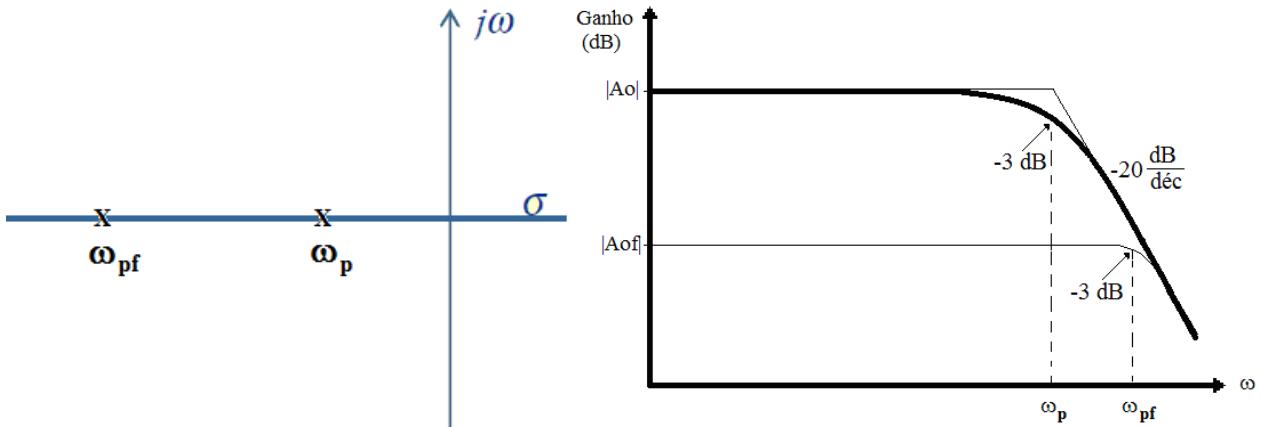
Resposta do amplificador com polo simples

$$A(s) = \frac{A_0}{\left(1 + \frac{s}{\omega_p}\right)} \quad \text{Em malha aberta}$$

$$A_f(s) = \frac{A(s)}{1 + \beta(s)A(s)} = \frac{A_0}{1 + \beta A_0 + \frac{1}{\omega_p}} = \frac{\frac{A_0}{1 + \beta A_0}}{1 + \frac{s}{\omega_p(1 + \beta A_0)}} = \frac{A_{0f}}{1 + \frac{s}{\omega_{pf}}} \quad \text{Em malha fechada}$$

o que implica:

$$\omega_{pf} = \omega_p(1 + \beta A_0)$$



O amplificador é estável (máximo deslocamento de fase = 90° para $\omega = \infty$).

Resposta do amplificador com dois polos

$$A(s) = \frac{A_0}{\left(1 + \frac{s}{\omega_{p1}}\right)\left(1 + \frac{s}{\omega_{p2}}\right)} \quad \text{Em malha aberta}$$

$$A_f(s) = \frac{A(s)}{1 + \beta(s)A(s)} = \frac{A_0 \omega_{p1} \omega_{p2}}{s^2 + (\omega_{p1} + \omega_{p2})s + \omega_{p1} \omega_{p2}(1 + \beta A_0)} \quad \text{Em malha fechada}$$

ou, em termos do fator de qualidade Q :

$$A_f(s) = \frac{A_{0f}}{\left(\frac{s}{\omega_0}\right)^2 + \frac{1}{Q}\left(\frac{s}{\omega_0}\right) + 1}$$

Os polos em malha fechada são obtidos a partir de $R(s) = 1 + \beta(s)A(s)$, ou seja, é necessário determinar as raízes da equação a seguir

$$s^2 + (\omega_{p1} + \omega_{p2})s + \omega_{p1} \omega_{p2}(1 + \beta A_0) = 0$$

ou, em termos do fator de qualidade:

$$\left(\frac{s}{\omega_0}\right)^2 + \frac{1}{Q}\left(\frac{s}{\omega_0}\right) + 1 = 0$$

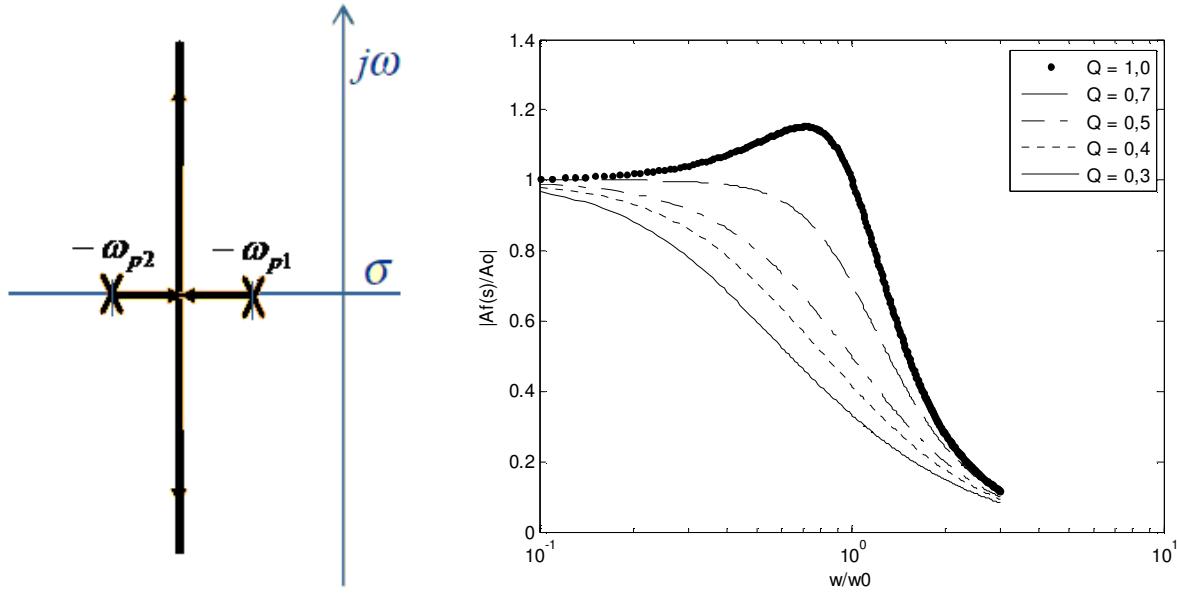
Onde ω_0 (frequência natural do polo) e Q (fator de qualidade) são definidos por:

$$\omega_0 = \sqrt{\omega_{p1} \omega_{p2} (1 + \beta A_0)} \quad Q = \frac{\omega_0}{\omega_{p1} + \omega_{p2}}$$

O resultado é dado por:

$$s = -\frac{1}{2}(\omega_{p1} + \omega_{p2}) \pm \frac{1}{2}\sqrt{(\omega_{p1} + \omega_{p2})^2 - 4\omega_{p1} \omega_{p2} (1 + \beta A_0)}$$

Pela equação acima, pode-se verificar que se βA_0 for aumentado a partir de zero, os polos se aproximam até se tornarem conjugados complexos.



Em termos do fator de qualidade, tem-se:

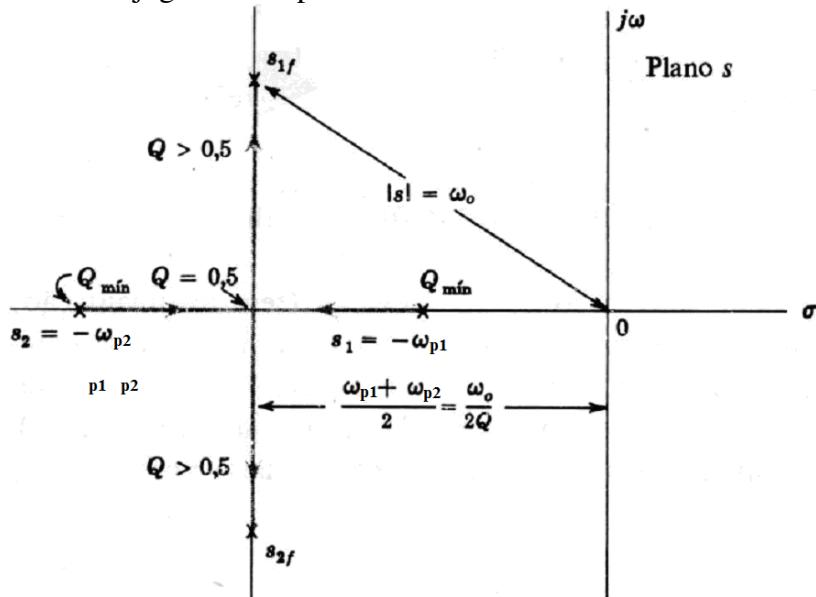
$$\frac{s}{\omega_0} = -\frac{1}{2Q} \pm \frac{1}{2} \sqrt{\frac{1}{Q^2} - 4} \quad \text{ou} \quad s = -\frac{1}{2}(\omega_{p1} + \omega_{p2}) \pm \frac{1}{2}(\omega_{p1} + \omega_{p2})\sqrt{1 - 4Q^2}$$

O valor mínimo de Q é obtido para $\beta A_0 = 0$

$$Q \frac{\sqrt{\omega_{p1}\omega_{p2}}}{(\omega_{p1} + \omega_{p2})_{min}}$$

Quando $Q = \infty$, os polos estão sobre o eixo $j\omega$

Se $Q > 0,5$, os polos são conjugados complexos.



Outra forma de fazer a análise é em termos do fator de amortecimento (δ), onde:

$$\delta \equiv \frac{1}{2Q}$$

Assim:

$$A_f(s) = \frac{A_{0f}}{\sqrt{\left[1 - \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2\right]^2 + 4\delta^2 \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2}}$$

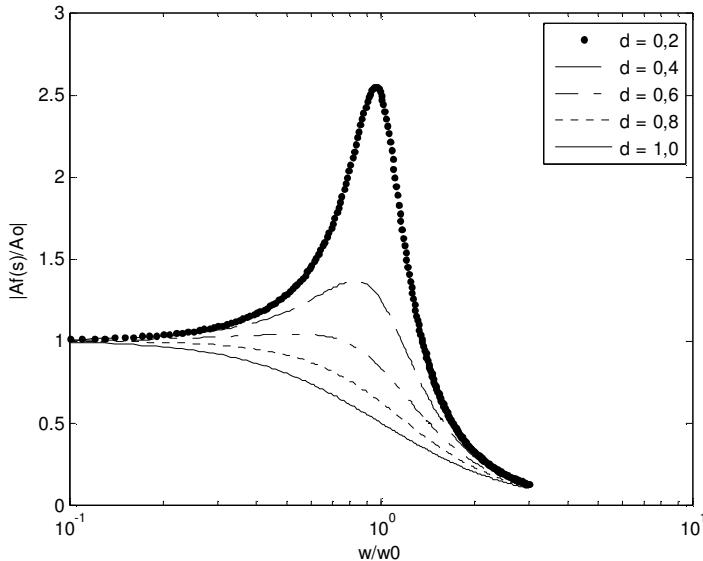


Figura 1. Diagrama de resposta em frequência normalizada de um amplificador de dois polos com realimentação, onde d é o fator de amortecimento δ .

Resposta do amplificador com três polos

$$A(s) = \frac{A_0}{(1+\frac{s}{\omega_{p1}})(1+\frac{s}{\omega_{p2}})(1+\frac{s}{\omega_{p3}})} \quad \text{Em malha aberta}$$

$$A_f(s) = \frac{A(s)}{1+\beta(s)A(s)} = \frac{A_{0f}}{\frac{a_3}{1+\beta A_0}s^3 + \frac{a_2}{1+\beta A_0}s^2 + \frac{a_1}{1+\beta A_0}s + 1} \quad \text{Em malha fechada}$$

Onde:

$$a_3 = \frac{1}{\omega_{p1}\omega_{p2}\omega_{p3}} \quad a_2 = \left(\frac{1}{\omega_{p1}\omega_{p2}} + \frac{1}{\omega_{p1}\omega_{p3}} + \frac{1}{\omega_{p2}\omega_{p3}} \right) \quad a_1 = \frac{1}{\omega_{p1}} + \frac{1}{\omega_{p2}} + \frac{1}{\omega_{p3}}$$

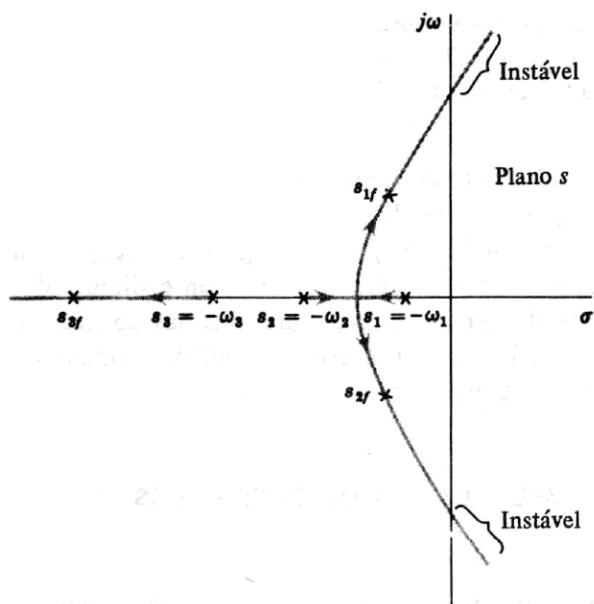


Figura 2. Lugar das raízes da função de transferência de três polos no plano S. Os polos sem realimentação são s_1 , s_2 e s_3 . Os polos realimentados são s_{1f} , s_{2f} e s_{3f} .

Aumentando-se o ganho βA_0 , o polo de alta move-se para o lado esquerdo do plano S, enquanto os outros se aproximam, se tornam coincidentes, conjugados complexos e depois atingem o lado direito do plano S, tornando o amplificador instável.

Amplificador de três polos apresenta deslocamento de fase máximo de -270° para $\omega = \infty$.

Pode-se manter o amplificador estável para determinado valor de βA_0 .

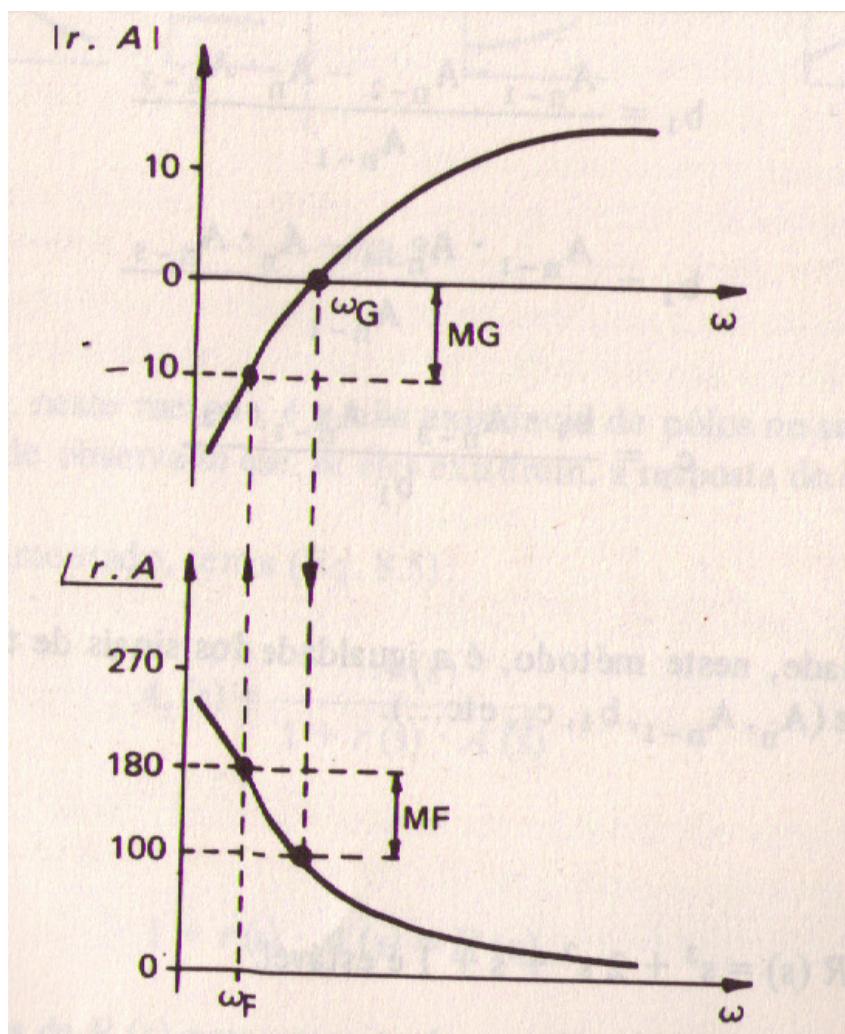
Em termos do Diagrama de Nyquist, é necessário reduzir βA_0 para que o diagrama não passe pelo ponto (-1) ou à esquerda do mesmo, ou seja, passe à direita deste.

5.3.3 Análise de estabilidade utilizando o Diagrama de Bode

Nas baixas frequências

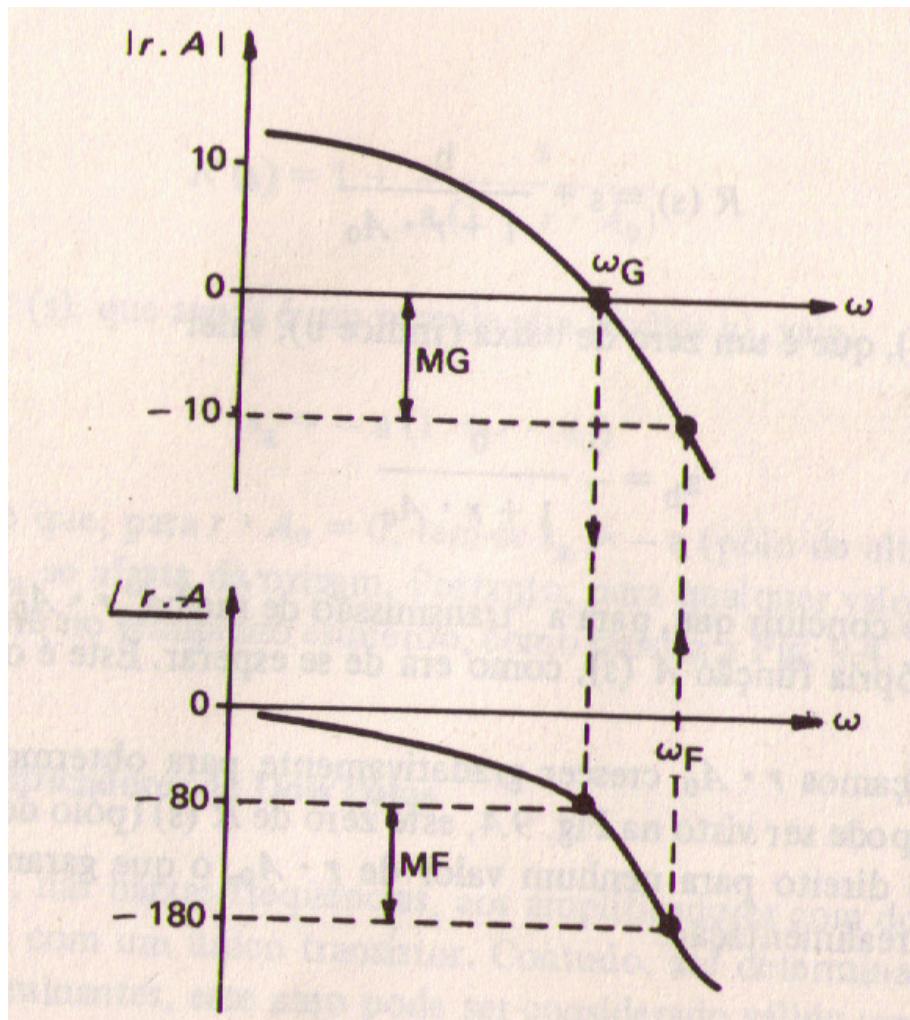
O amplificador será estável se, na frequência em que o módulo do ganho de malha $|L(s)| = |\beta(s)A(s)| = 0$ dB (Ganho 1), a fase for menor do que 180° e se, na frequência em que a fase é 180° , o módulo do ganho de malha for menor do que 0 dB.

- A frequência na qual $|L(s)| = |\beta(s)A(s)| = 0$ dB é chamada de “*FREQUÊNCIA DE CRUZAMENTO DE GANHO*” (ω_g);
- A frequência na qual a fase é 180° é chamada “*FREQUÊNCIA DE CRUZAMENTO DE FASE*” (ω_{180} ou ω_F);
- A diferença entre o valor de $|L(s)| = |\beta(s)A(s)|$ em ω_{180} e 0 dB é chamada “*MARGEM DE GANHO*” (MG), expressa em dB usualmente;
- A diferença entre o ângulo de fase $\phi(\beta(s)A(s))$ na frequência de cruzamento de fase ω_{180} e a frequência de cruzamento de ganho (ω_g) é chamada “*MARGEM DE FASE*” (MF).



Nas altas frequências

O amplificador será estável se, na frequência em que $|L(s)| = |\beta(s)A(s)| = 0 \text{ dB}$ (Ganho 1), a fase for menor do que -180° (em módulo) e se, na frequência em que a fase é -180° , o módulo for menor que 0 dB.



Vantagens do Método de Bode

- O Traçado do Diagrama de Bode é "simples" pois é feito considerando-se a função $\beta(s)A(s)$ (em malha aberta) e não $\beta(s)A_f(s)$ (em malha fechada).
- Além da estabilidade absoluta do sistema, o método também fornece a estabilidade relativa, ou seja, o quanto o ganho de malha $L(s) = \beta(s)A(s)$ pode aumentar antes de tornar o amplificador instável.
- Observação Prática: Os amplificadores são geralmente projetados para apresentar uma Margem de Fase de pelo menos 45° .

5.4 TÉCNICAS DE COMPENSAÇÃO

As técnicas utilizadas para compensação de sistemas instáveis são empregadas de forma a reduzir o ganho do amplificador nas frequências para as quais o deslocamento de fase é alto, de forma a torná-lo estável, ou seja, modifica-se o módulo e o ângulo de fase do ganho de malha $L(s) = \beta(s)A(s)$ de forma que $|L(s)| < 1$ (ou $|L(s)| < 0$ dB) quando o ângulo de $L(s)$ for 180° .

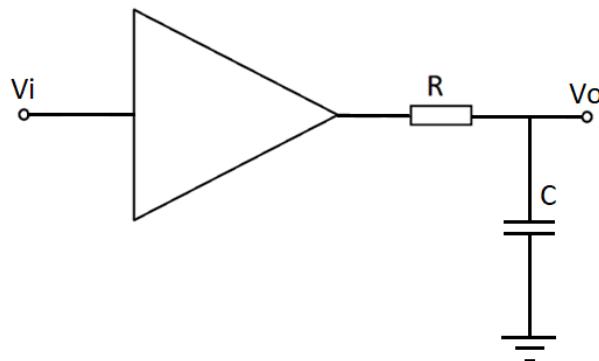
5.4.1 Compensação por Polo Dominante ou Atraso – Para Altas

Este método insere um polo extra (dominante) na função de transferência de $L(s)$ em frequência abaixo das frequências dos polos já existentes.

O circuito do compensador introduz um atraso de fase no amplificador.

Há um estreitamento da banda de passagem do amplificador.

Forma de implementar: Uma forma prática de se implementar a técnica é inserir uma rede RC na saída do amplificador ou ligar uma capacitância C entre um ponto de alta resistência e a referência (terra).



Considerando que o sistema instável apresente a função de transferência para o ganho de malha $L(s) = \beta(s)A(s)$:

$$L(s) = \frac{L_0}{(1 + \frac{s}{\omega_1})(1 + \frac{s}{\omega_2})(1 + \frac{s}{\omega_3})},$$

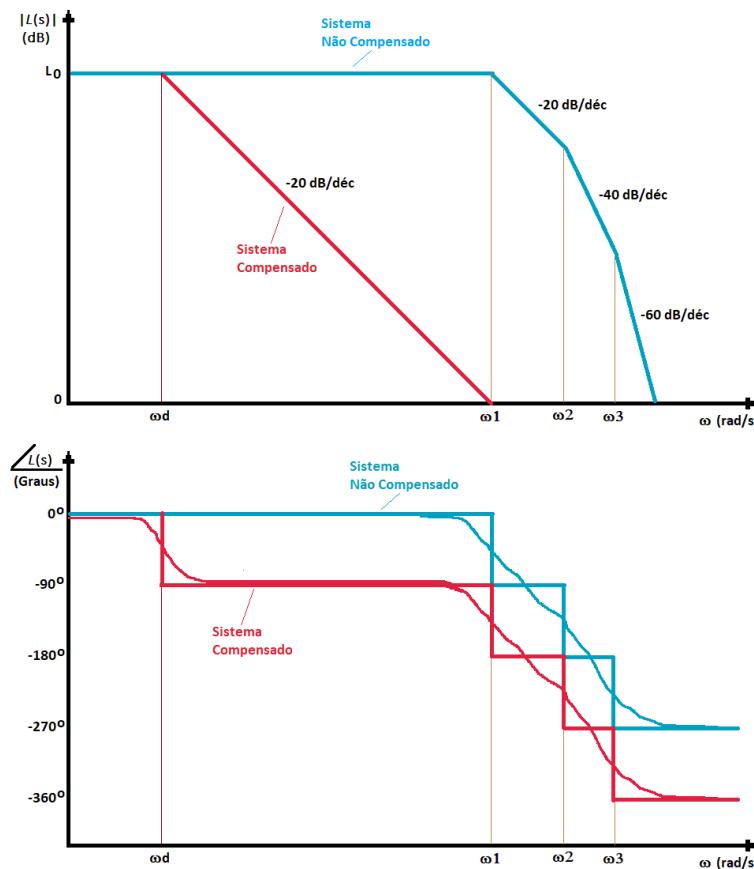
o sistema compensado será:

$$Lc(s) = \frac{1}{\left(1 + \frac{s}{\omega_d}\right)} L(s) = \frac{L_0}{\left(1 + \frac{s}{\omega_d}\right)\left(1 + \frac{s}{\omega_1}\right)\left(1 + \frac{s}{\omega_2}\right)\left(1 + \frac{s}{\omega_3}\right)}$$

Onde:

$$f_d = \frac{1}{2\pi RC} \quad \omega_d = \frac{1}{RC}$$

O valor de ω_d pode ser determinado graficamente, arbitra-se um valor para C e calcula-se R :

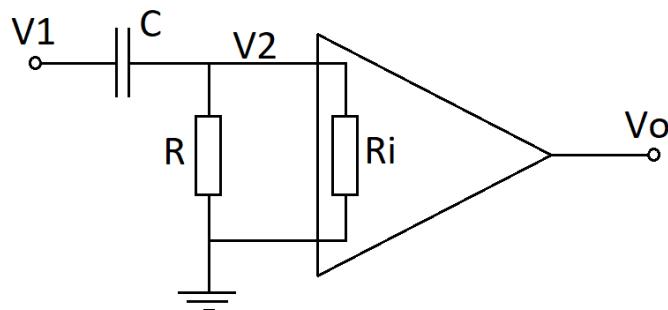


5.4.2 Compensação por Polo Dominante ou Avanço - Para Baixas

Este método insere um polo extra (dominante) na função de transferência de $L(s)$ em frequência mais alta do que as dos polos já existentes.

Neste caso, o circuito do compensador introduz um avanço de fase no amplificador.

Há um estreitamento da banda de passagem do amplificador.



Considerando $Ri = \infty$, a função de transferência do compensador é dada por:

$$V_2 = \frac{V_1}{\frac{1}{sC} + R} R = \frac{V_1 R}{1 + RsC} = \frac{V_1 R s C}{1 + RsC}$$

$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{RsC}{1 + RsC} = \frac{s}{s + \frac{1}{RC}} = \frac{s}{s + \omega_d}$$

Onde:

$$\omega_d = \frac{1}{(R//Ri)C} \cong \frac{1}{RC} \quad \text{se } Ri \gg R;$$

$$f_d = \frac{1}{2\pi RC}$$

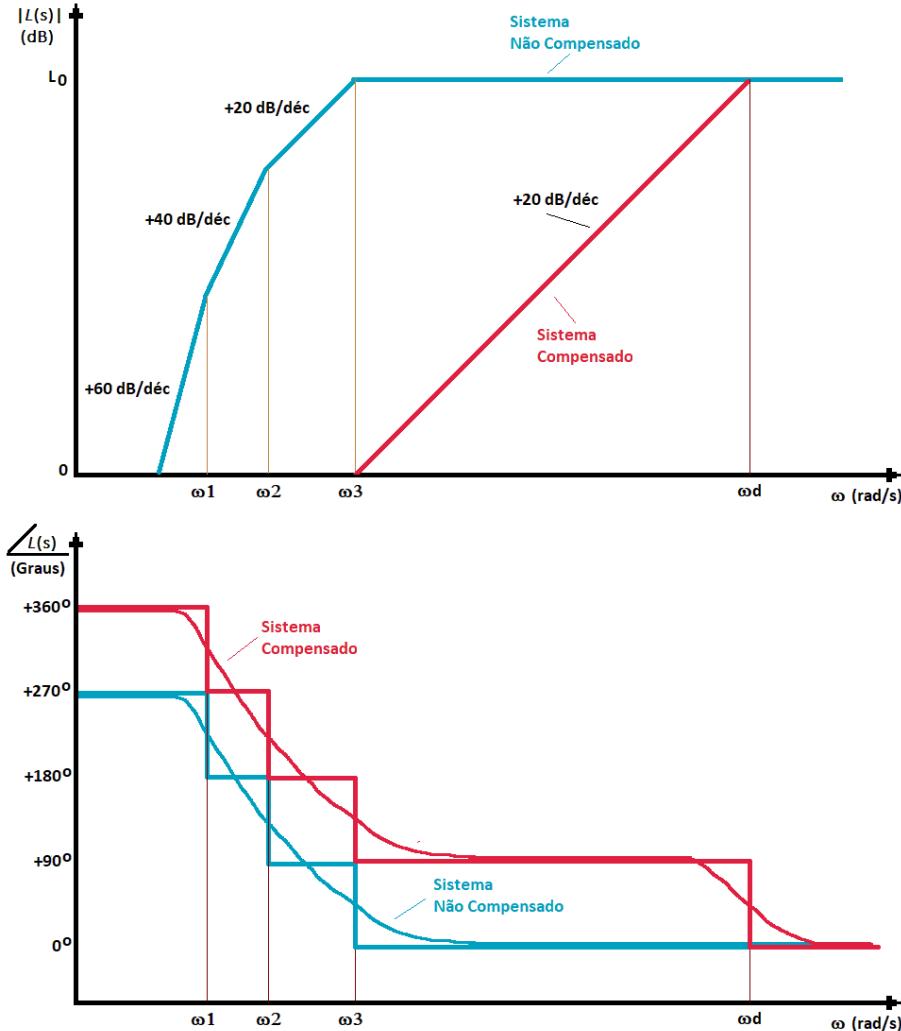
Considerando que o sistema instável apresente a função de transferência para o ganho de malha $L(s) = \beta(s)A(s)$:

$$L(s) = \frac{L_0 s^3}{(s+\omega_1)(s+\omega_2)(s+\omega_3)},$$

o sistema compensado será:

$$L_c(s) = \frac{s}{(1+\omega_d)} L(s) = \frac{L_0 s^4}{(1+\omega_1)(1+\omega_2)(1+\omega_3)(1+\omega_d)},$$

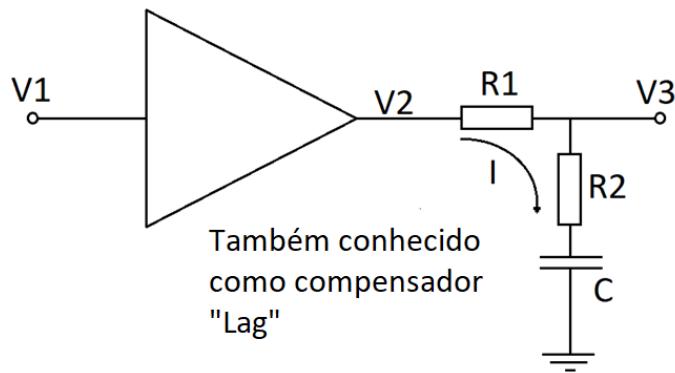
O valor de ω_d pode ser determinado graficamente, arbitra-se um valor C e calcula-se R :



5.4.3 Compensação por Polo-Zero (“Lag”) – Para Altas

Esta técnica adiciona um polo (atraso) e um zero (avanço) na função de transferência do ganho de malha $L(s) = \beta(s)A(s)$ do sistema.

O zero é escolhido de forma que cancele o menor polo de altas do sistema não compensado. Neste caso, a frequência do zero (ω_z) é maior do que o polo que o polo a ser adicionado (ω_p).



A função de transferência do compensador é dada por:

$$I = \frac{V_2}{R_1 + R_2 + \frac{1}{sC}} \quad V_3 = \left(R_2 + \frac{1}{sC} \right) I_2$$

$$\frac{V_3}{V_2} = \frac{R_2 + \frac{1}{sC}}{R_1 + R_2 + \frac{1}{sC}} = \frac{\left(1 + \frac{s}{\omega_z}\right)}{\left(1 + \frac{s}{\omega_p}\right)}$$

Onde:

$$\omega_z = \frac{1}{R_2 C} \quad f_z = \frac{1}{2\pi R_2 C}$$

$$\omega_p = \frac{1}{(R_1 + R_2)C} \quad f_p = \frac{1}{2\pi(R_1 + R_2)C}$$

Se assumirmos que rede não carrega o amplificador e que a função de transferência do sistema não compensado é:

$$L(s) = \frac{Lo}{\left(1 + \frac{s}{\omega_1}\right)\left(1 + \frac{s}{\omega_2}\right)\left(1 + \frac{s}{\omega_3}\right)},$$

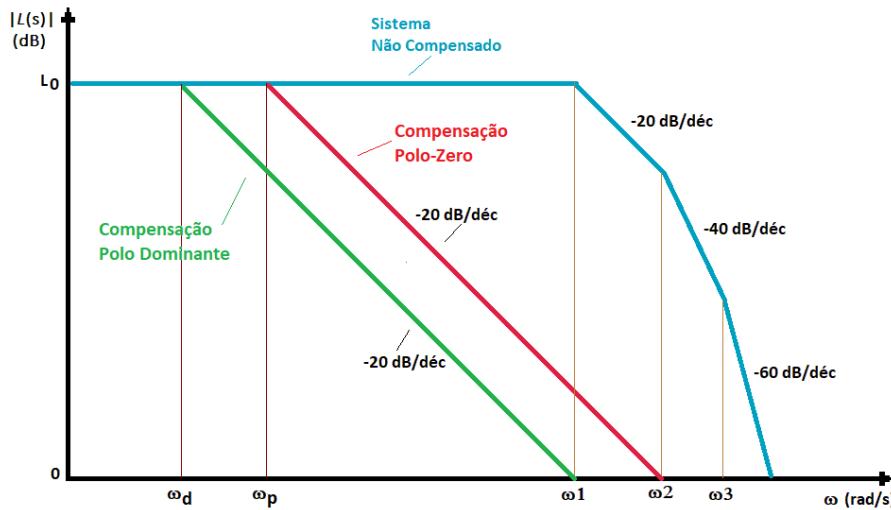
Pode-se escolher $\omega_z = \omega_1$ (menor polo de altas), cancelando-o totalmente, de que forma que o sistema compensado será:

$$Lc(s) = \frac{\left(1 + \frac{s}{\omega_z}\right)}{\left(1 + \frac{s}{\omega_p}\right)} L(s) = \frac{\left(1 + \frac{s}{\omega_1}\right)}{\left(1 + \frac{s}{\omega_p}\right)} L(s) = \frac{Lo}{\left(1 + \frac{s}{\omega_p}\right)\left(1 + \frac{s}{\omega_2}\right)\left(1 + \frac{s}{\omega_3}\right)}$$

Com essa adaptação, o sistema compensado utilizando-se a técnica polo-zero apresentará maior largura de banda quando comparado à técnica de polo dominante.

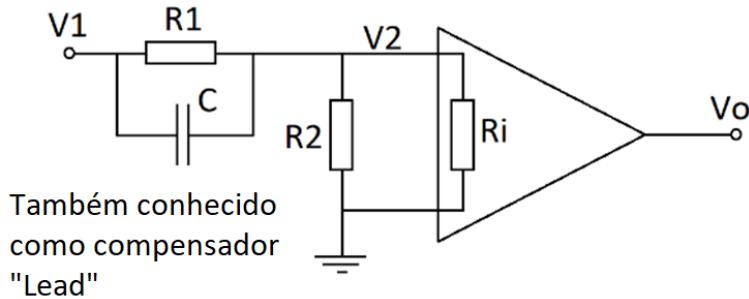
Fazendo-se $\omega_z = \omega_1$ pode-se estipular o valor de C e calcular R_2 . O valor de ω_p pode ser obtido graficamente e então calcula-se o valor de R_1 .

Observe na figura a diferença entre a técnica de compensação por polo-zero e por polo dominante. Há um aumento na largura de banda para a técnica polo-zero em relação à técnica por polo dominante e a linha de -20 dB/década sobe a partir de ω_2 pois ω_1 será cancelado, enquanto que para a técnica por polo dominante, ela sobe a partir de ω_1 .



5.4.4 Compensação por Avanço de Fase (“Lead”) – Para Baixas

Da mesma forma que na técnica polo-zero, o amplificador ou rede realimentada é modificado devido à adição de um zero e um polo na função de transferência. No entanto, neste caso, a frequência do zero é menor do que a do polo adicionado, aumentando-se, portanto, a fase.



A função de transferência do compensador é dada por:

$$Ac(s) = \frac{V_2}{V_1} = \frac{s + \frac{1}{R_1 C}}{s + \frac{1}{(R_1 // R_2 // R_i) C}} = \frac{s + \omega_z}{s + \omega_p}$$

Onde:

$$\omega_z = s + \frac{1}{R_1 C}$$

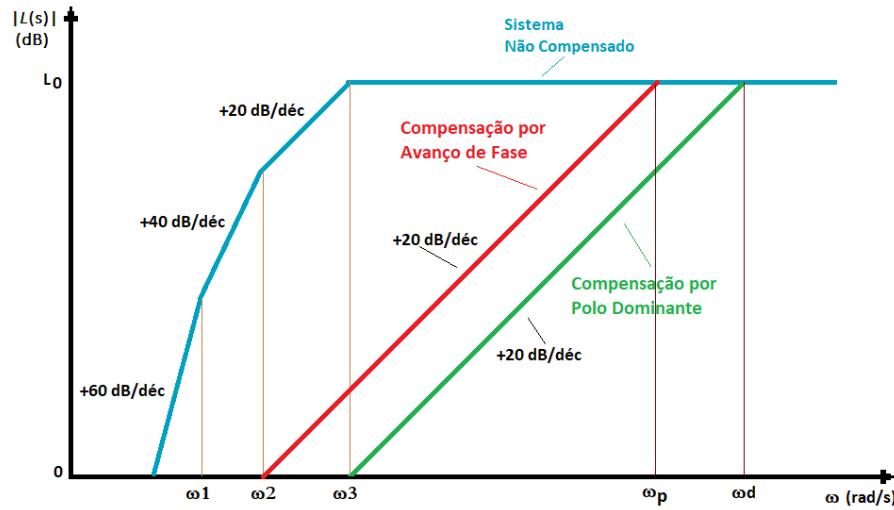
$$\omega_p = \frac{1}{(R_1 // R_2 // R_i) C} \cong \frac{1}{(R_1 // R_2) C}, \quad \text{se } R_i \gg R_1 // R_2$$

Uma forma prática de localizar o zero do compensador é fazer com ele seja igual ao maior polo de baixas do sistema. Assim, $\omega_z = \omega_3$, e o valor do polo ω_p pode ser determinado graficamente.

Desta forma, a função de transferência do ganho de malha para o sistema compensado será:

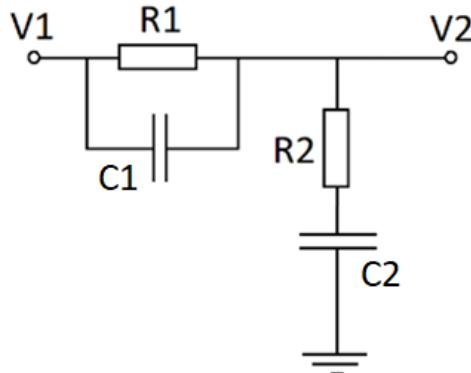
$$L(s) = \frac{L_0 s^3}{(1 + \omega_1)(1 + \omega_2)(1 + \omega_3)}$$

$$Lc(s) = \frac{(1 + \omega_z)}{(1 + \omega_p)} L(s) = \frac{(1 + \omega_3)}{(1 + \omega_p)} L(s) = \frac{L_0 s^3}{(1 + \omega_1)(1 + \omega_2)(1 + \omega_p)}$$



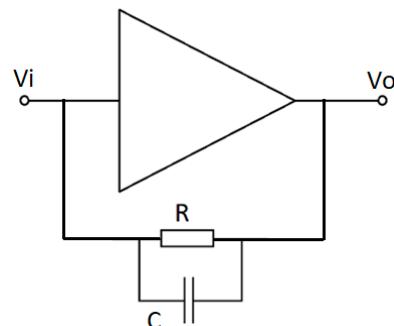
5.4.5 Compensação por Avanço e por Atraso – “Lead-Lag”

Pode-se projetar um circuito que inclua os compensadores Polo-Zero (“Lag”) e Avanço (“Lead”), conforme circuito abaixo. O equacionamento segue o mesmo padrão indicado nos itens 5.4.3 e 5.4.4.



5.4.6 Compensação pela Modificação da Rede de Realimentação (β)

Pode-se alterar o ganho de malha $L = \beta A$ modificando-se a rede de realimentação β no lugar da função de transferência $A(s)$. Para isso, é necessário adicionar elementos reativos na rede de realimentação de forma a compensar o sistema.



6 AMPLIFICADORES OPERACIONAIS - REVISÃO

6.1 O AMPLIFICADOR DIFERENCIAL

- * Transistores, diodos e resistores são os únicos componentes práticos de um CI monolítico (“formado por uma única pastilha de silício” – monolítico = uma pedra).
- * Capacitores têm que ser pequenos ($< 50 \text{ pF}$).
- * Portanto estágios de um CI normalmente são acoplados diretamente.
- * Um dos melhores estágios de acoplamento direto é o Amplificador Diferencial.
- * O Amplificador Diferencial é utilizado como estagio de entrada de um Amplificador operacional.
- * Vantagens do acoplamento direto: os sinais de entrada podem ter frequências desde zero (equivalente ao CC) até a frequência de corte superior.

6.1.1 Configurações possíveis para o Amplificador Diferencial

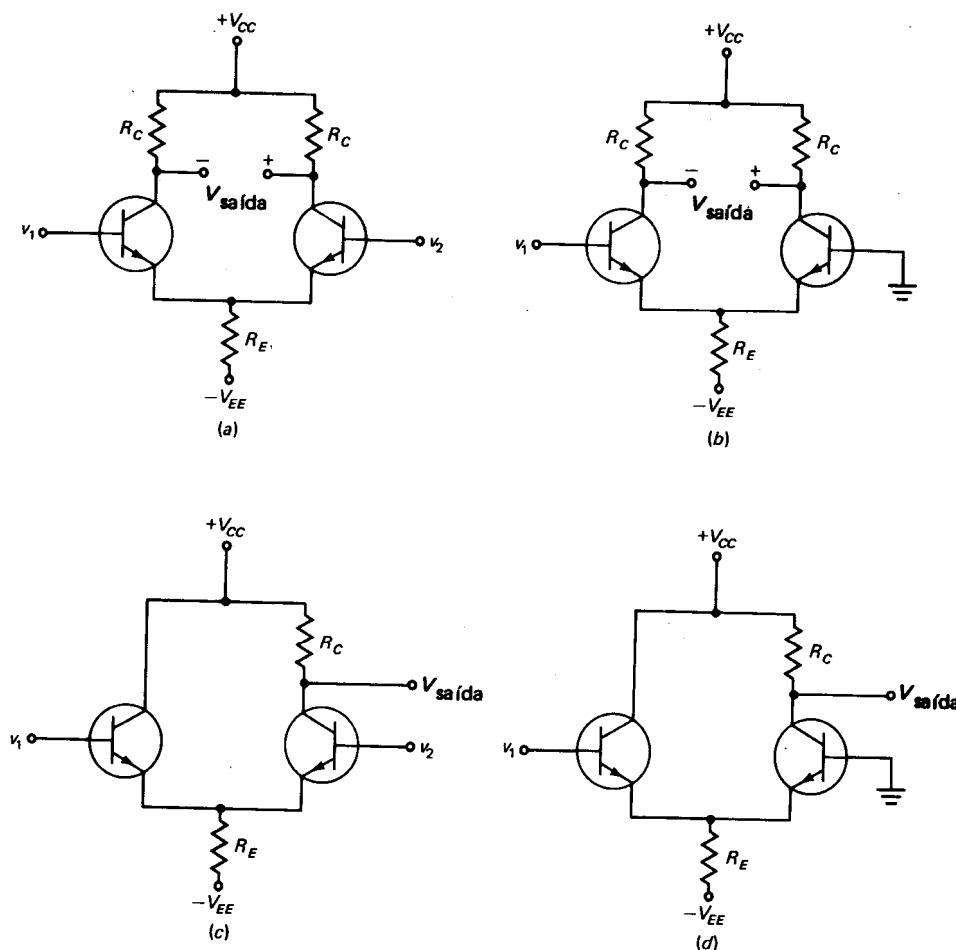
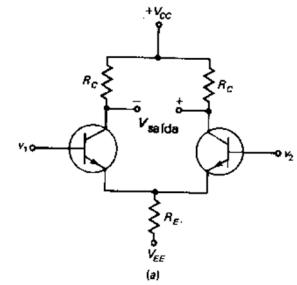


Figura 2 - Amplificador diferencial: (a) entrada e saída com terminal duplo; (b) entrada com terminal simples e saída com terminal duplo; (c) entrada com terminal duplo e saída com terminal simples; (d) entrada e saída com terminal simples.

*Entrada e Saída com Terminal Duplo (1)

- Circuitos simétricos com resistores do coletor idênticos;
- $V_1 = V_2 \rightarrow$ saída = zero
- $V_1 > V_2 \rightarrow$ saída com polaridade mostrados na Figura
- $V_1 < V_2 \rightarrow$ saída com polaridade oposta à mostrada na Figura
- $V_1 =$ Entrada não inversora, pois $V_{\text{saída}}$ está em fase com V_1
- $V_2 =$ Entrada inversora, pois $V_{\text{saída}}$ está 180° defasada de V_1

$$V_{\text{saída}} = A(V_1 - V_2)$$



- $V_{\text{saída}} =$ Tensão entre coletores; $A = R_c / r_e' =$ ganho; $r_e' = 25 \text{ mV} / I_E ; r_e' \approx h_{ie} / h_{fe}$

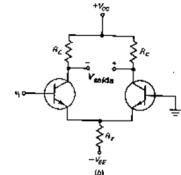
*Entrada com terminal Simples e Saída com Terminal Duplo (2)

- Poucas aplicações porque requer carga flutuante;

$$V_{\text{saída}} = A(V_1)$$

$V_2 =$ zero

$$A = R_c / r_e'$$

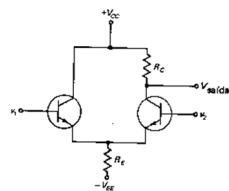


*Entrada com terminal Duplo e Saída com Terminal Simples (3)

- Forma mais prática e mais utilizada em Amplificadores Operacionais;
- Pode alimentar carga com um terminal aterrado;

$$V_{\text{saída}} = A(V_1 - V_2)$$

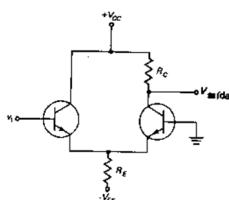
(metade das configurações 1 e 2)



*Entrada e saída com Terminal Simples (4)

$$V_{\text{saída}} = A(V_1)$$

$V_2 =$ zero; $A = R_c / (2r_e')$



6.1.2 Parâmetros Relativos ao Amplificador Diferencial

6.1.2.1 Corrente de cauda

- Corrente através do resistor do emissor comum aos dois transistores.
 - Se os transistores forem idênticos a corrente de cauda se divide igualmente entre os dois emissores.
- $I_E = (V_{EE} - V_{BE})/(2R_E)$ Corrente no emissor de cada resistor
 $I_T = 2 I_E = (V_{EE} - V_{BE})/R_E$ Corrente de cauda

6.1.2.2 Corrente de Compensação da Entrada (Corrente de "offset")

- É a diferença entre as correntes das bases dos dois transistores

$$I_{\text{ENT (COMP)}} = I_{B1} - I_{B2}$$

- Se os transistores forem idênticos $I_{\text{ENT (COMP)}} =$ zero

6.1.2.3 Corrente de Polarização da Entrada

- É a média das duas correntes de base;

$$I_{\text{ENT (POL)}} = (I_{B1} + I_{B2})/2$$

$$I_{B1} = I_{\text{ENT (POL)}} \pm I_{\text{ENT (COMP)}} / 2$$

$$I_{B2} = I_{\text{ENT (POL)}} \pm I_{\text{ENT (COMP)}} / 2$$

$$\text{Ex: Se } I_{B1} = 85\mu\text{A}, I_{B2} = 75\mu\text{A}; \quad I_{\text{ENT (COMP)}} = 10\mu\text{A}; \quad I_{\text{ENT (POL)}} = 80\mu\text{A}$$

6.1.2.4 Tensão de Compensação (“offset”) da Entrada

- Supondo que as duas bases sejam aterradas, se os transmissores forem idênticos, a tensão CC quiescente na saída será:

$$V_c = V_{cc} - R_c I_c \quad I_c \approx I_e$$

Qualquer desvio deste valor quiescente é chamado de Tensão de Compensação da Saída.

- Tensão de Compensação da Entrada é a tensão de entrada necessária para zerar ou anular a Tensão de Compensação da Saída.

- Quanto menor a Tensão de Compensação da Entrada melhor é o amplificador diferencial, porque os transistores estão bem casados.

6.1.2.5 Impedância de Entrada

$$r_{ent} = 2\beta r'e$$

Ex: p/ o Amp.Op. 741

$$I_e = 7,5 \mu A; \quad r'e = 3,33 k\Omega; \quad \beta = 300; \quad r_{ent} \approx 2 M\Omega$$

- É o dobro da impedância de amplificador Emissor Comum

- Para obter impedâncias de entradas maiores utiliza-se JFETs na entrada

6.1.2.6 Ganho de Modo Comum

- O sinal de modo comum é o que alimenta as duas entradas de um amplificador diferencial (interferências, estática e outros sinais indesejáveis estão no modo comum).

- O amplificador diferencial atenua os sinais em modo comum porque o ganho de tensão em modo comum é quase sempre menor que 1.

$$A_{MC} = -R_c / (2R_e)$$

Ex: p/ $R_c = 10 k$ e $R_e = 10 k$

$$A_{MC} = -0,5$$

6.1.2.7 Razão de Rejeição do Modo-Comum – CMRR “Common Mode Rejection Ratio”

- É a razão do ganho de tensão diferencial ao ganho de tensão do modo-comum (em módulo)

$$CMRR = |A| / |A_{MC}|$$

Ex: Se $A = 200$, $A_{MC} = -0,5$

$$\text{Então: } CMRR = 200 / 0,5 = 400$$

-Normalmente é especificada em decibéis

$$CMRR' = 20 \log CMRR$$

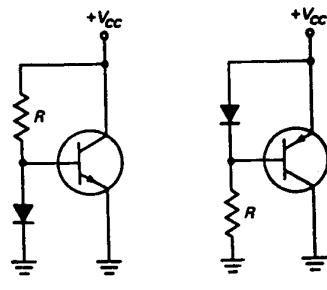
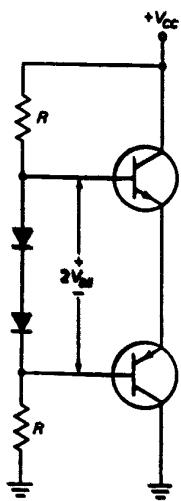
Ex: Se $CMRR = 400$

$$CMRR' = 20 \log 400 = 52 \text{ dB}$$

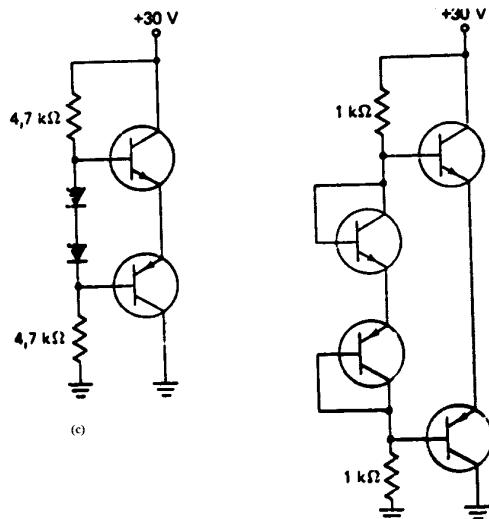
6.2 POLARIZAÇÃO POR DIODO

- As curvas dos diodos devem casar com as curvas V_{BE} dos transistores
- Princípio do espelho de corrente: Se a curva do diodo for idêntica à curva V_{BE} do transistor, a corrente do diodo será igual à corrente do emissor e, portanto, igual à do coletor.

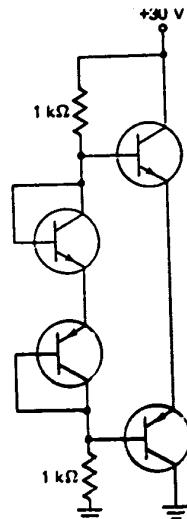
$$I_C \approx I_R$$



(a) Espelho de corrente npn; (b) Espelho de corrente pnp.



(c) Polarização do diodo; (d) Transistores ligados como diodos.

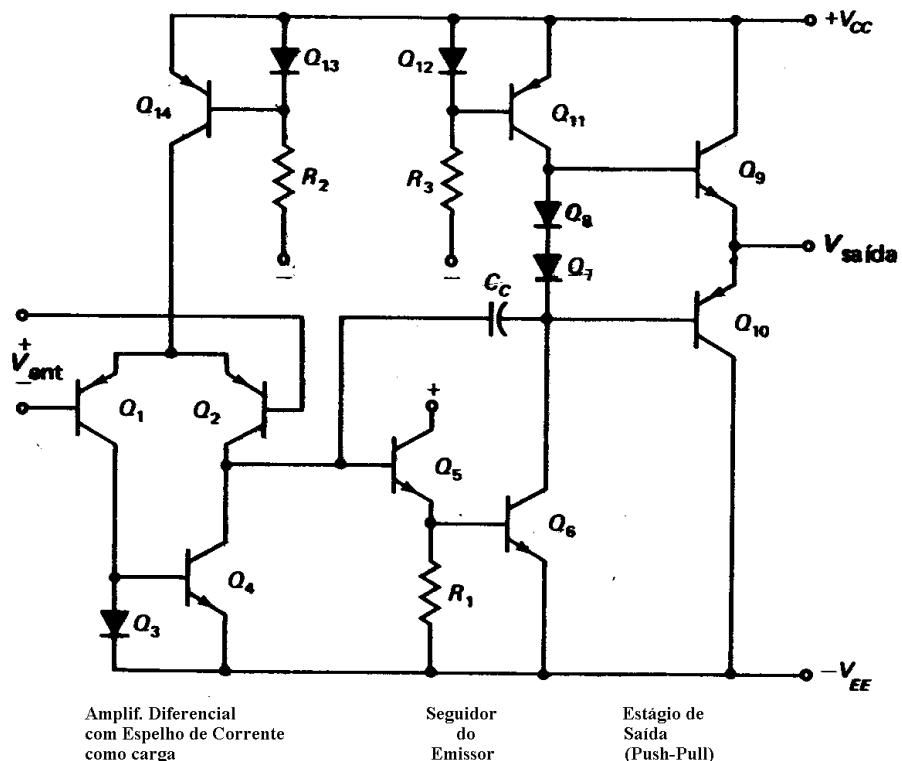


6.3 O AMPLIFICADOR OPERACIONAL

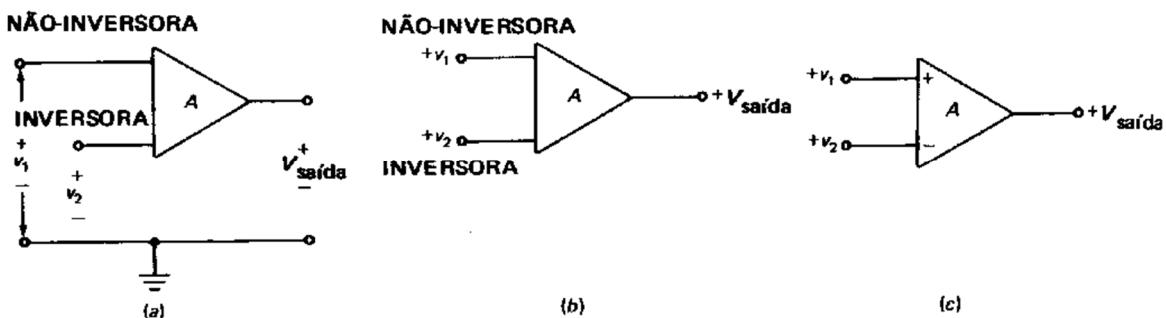
6.3.1 Diagrama Esquemático do 741

Nota:

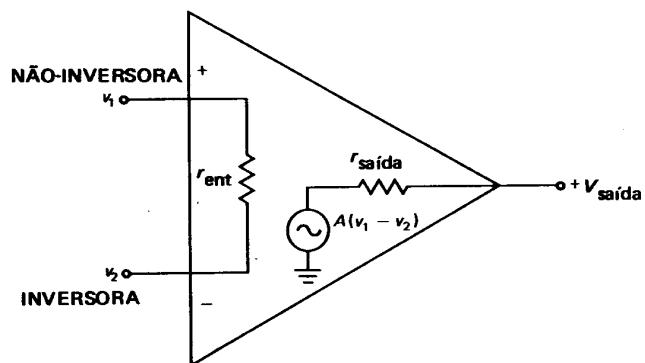
- Os amplificadores operacionais foram projetados a partir de 1965;
- O 741 tornou-se o padrão industrial por ser mais barato e um dos primeiros a surgir;
- Impedância de entrada: $2M\Omega$
- Impedância de saída: $\approx 75\Omega$
- Ganho de tensão: ≈ 100.000
- CMRR' = 90 dB



6.3.2 Símbolo Esquemático



6.3.3 Modelo do Amplificador Operacional (A. O.)



$$r_{\text{ent}} = 2\beta r'e$$

Obs: Este modelo é valido somente quando o A.O estiver operando na região linear (transistores não saturados).

6.3.4 Características do A.O. Ideal

- Alta impedância de entrada (r_{ent});
- Alto ganho de tensão sem carga (A);
- Baixa impedância de saída ($r_{\text{saída}}$)

6.3.5 Compliance CA de saída (PP)

É a tensão máxima de saída de pico a pico não ceifada que um A.O. pode produzir. Geralmente, para altas resistências de carga, a tensão de saída pode excursionar até valores menores que 1 ou 2 volts das tensões de alimentação.

Ex: Se $V_{CC} = 15 \text{ V}$, $V_{EE} = -15 \text{ V} \rightarrow PP \approx 27 \text{ V}$

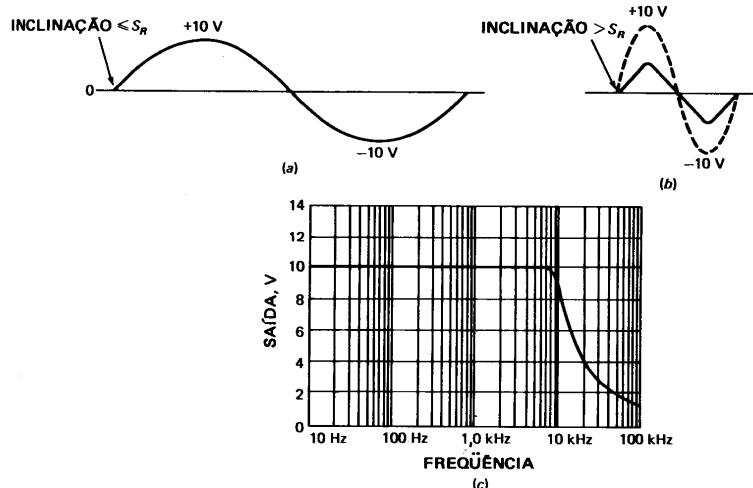
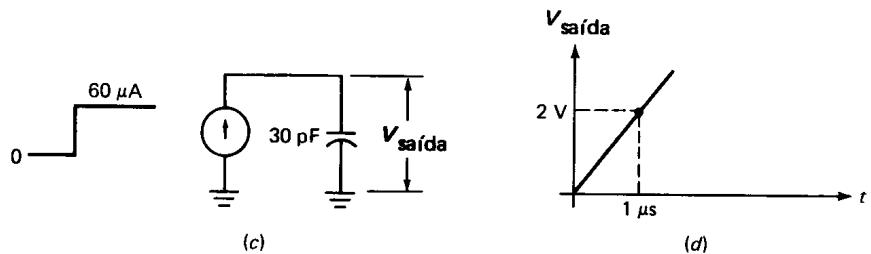
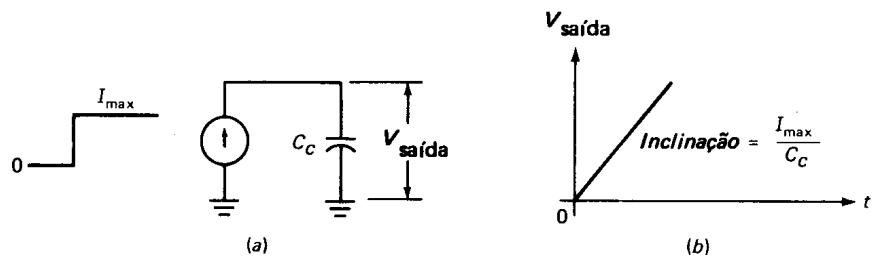
6.3.6 Corrente de Curto-Círcuito de Saída

Apesar da baixa impedância de saída, o A.O. não pode fornecer uma corrente ilimitada.

Ex: para o 741 $I_{\text{saída máx}} = 25 \text{ mA}$

6.3.7 Taxa de Inclinação (“*Slew Rate*”)

A taxa de inclinação de um A.O. limita o valor da tensão de saída em altas frequências e está relacionada ao mínimo tempo de carga do capacitor de compensação.



Ex: para o 741: $C_C = 30 \text{ pF}$; $I_{\text{máx.}} = 15 \mu\text{A}$; $S_R = 0,5 \text{ V}/\mu\text{s}$

6.3.8 Largura da Banda de Potência

A distorção devida à taxa de inclinação de uma onda senoidal começa no ponto em que a inclinação inicial da onda é igual à taxa de inclinação do A.O.

$$f_{\text{máx.}} = S_R / (2\pi V_p)$$

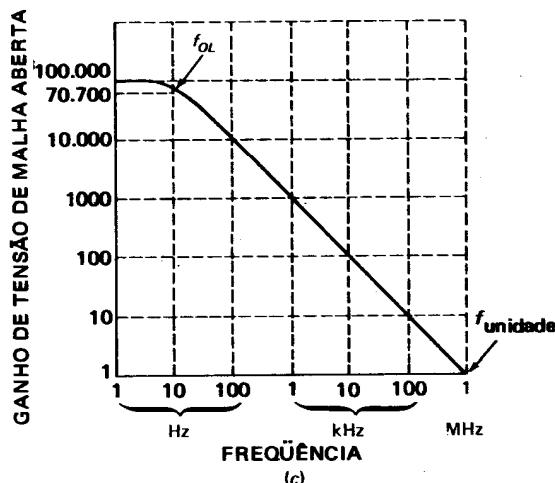
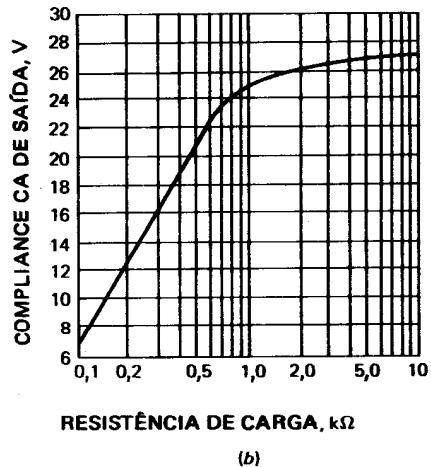
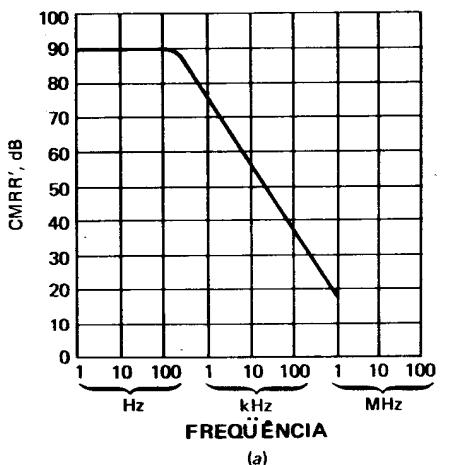
$f_{\text{máx.}}$ = frequência mais alta não distorcida

S_R = "Slew Rate"

V_p = pico da onda senoidal de saída

Ex: para o 741 com $V_p = 10 \text{ V}$ e $S_R = 0,5 \text{ V}/\mu\text{s}$; $f_{\text{máx.}} = 7,96 \text{ kHz}$

6.3.9 Resposta em Frequência

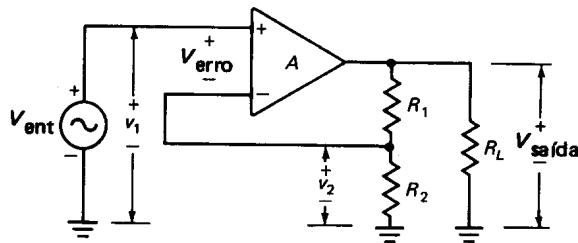


- O ganho de tensão em malha aberta se desenvolve a uma taxa de 20 dB por década devido ao capacitor de compensação (C_C)

6.3.10 Realimentação Negativa

- A realimentação negativa estabiliza o ganho, modifica as impedâncias de entrada e de saída (aumentando ou diminuindo-as em função da configuração), atenua as distorções harmônicas e aumenta a largura de banda.
- Como desvantagens há redução do ganho e possibilidade de oscilações.
- Quando o A.O. está operando com realimentação negativa, a operação é conhecida como “malha fechada”.

6.4 REALIMENTAÇÃO DE TENSÃO NÃO-INVERSORA (AMPLIFICADOR NÃO INVERSOR DE TENSÃO)



$$V_{erro} = V_1 - V_2 \quad (1)$$

$$V_{saída} = A \cdot V_{erro} \quad (2)$$

$$V_2 = V_{saída} \cdot R_2 / (R_1 + R_2) = \beta \cdot V_{saída} \quad (3)$$

$$V_1 = V_{ent} \quad (4)$$

$$\beta = R_2 / (R_1 + R_2) \quad (5)$$

Substituindo (2), (3) e (4) em (1), $V_{saída}/A = V_{ent} - \beta \cdot V_{saída}$

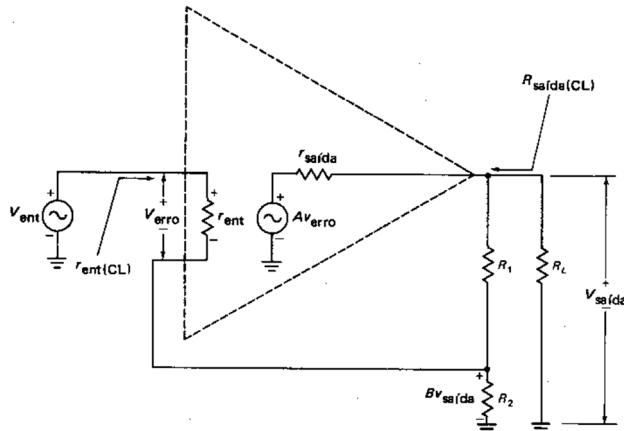
$$V_{saída}/V_{ent} = A/(1 + \beta A) = A_{CL} \quad (6) \text{ Ganho de tensão em malha fechada}$$

Com $\beta A \gg 1$,

$$A_{CL} \approx 1/\beta = 1 + R_1/R_2 \quad (7)$$

6.5 OUTROS EFEITOS DA REALIMENTAÇÃO

- Impedância de Entrada



$$V_e = V_{erro} + V_2$$

$$\text{Supondo: } R_e \gg R_2$$

$$V_2 = V_s \cdot R_2 / (R_1 + R_2) = \beta \cdot V_s$$

$$V_s = V_{erro} A$$

$$V_{erro} = R_e i_e$$

$$V_2 = V_{erro} A \beta$$

$$V_2 = R_e i_e A \beta$$

Substituindo em V_e

$$V_e = R_e i_e + R_e i_e A \beta$$

$$V_e = R_e i_e (1 + A \beta)$$

$$Z_{ent} \equiv V_e / i_e = R_e (1 + \beta \cdot A)$$

Portanto:

$$Z_{ent} = R_e (1 + A \cdot \beta) \quad (8)$$

Ex: para 741

$$A = 100.000$$

$$R_1 = 9 \text{ k}\Omega, \quad R_2 = 1 \text{ k}\Omega$$

$$R_e = 2 \text{ M}\Omega \quad \beta = 0,1$$

$$Z_{\text{ent}} = 2 \times 10^{10} \Omega$$

- Impedância de Saída

Na definição da Impedância de Saída considera-se:

$$Z_{\text{saída}} = V_{\text{saída}} / i_{\text{saída}} = V_s / i_s$$

$$i_1 = (V_{\text{saída}} - A V_{\text{erro}}) / R_s$$

$$i_2 = V_{\text{saída}} / (R_1 + R_2)$$

$$V_2 = \beta V_{\text{saída}} = -V_{\text{erro}}$$

Portanto:

$$i_1 = (V_s + A \beta V_s) / R_s$$

$$i_s = i_1 + i_2$$

$$i_s = V_s [(1 + \beta A) / R_s + 1 / (R_1 + R_2)]$$

$$Z_{\text{saída}} = R_s (R_1 + R_2) / [(1 + \beta A) (R_1 + R_2) + R_s]$$

Supondo $R_s \ll R_1 + R_2$

$$Z_{\text{saída}} = R_s / (1 + \beta A) \quad (9)$$

$$\text{Ex: Para o 741, } R_s = 75 \Omega, \text{ Com } A = 100.000 \text{ e } \beta = 0,1; \quad Z_{\text{saída}} = 7,5 \times 10^{-3} \Omega$$

6.6 DISTORÇÃO HARMÔNICA

A distorção harmônica diminui com a realimentação.

$$V_{\text{dist(CL)}} = V_{\text{dist(OL)}} / (1 + A \beta)$$

$V_{\text{dist(CL)}}$ = distorção em malha fechada (realimentação)

$V_{\text{dist(OL)}}$ = distorção em malha aberta (sem realimentação)

6.7 TENSÃO DE COMPENSAÇÃO DE SAÍDA

A tensão de compensação de saída diminui com a realimentação

$$V_{\text{comp(CL)}} = V_{\text{comp(OL)}} / (1 + A \beta)$$

$V_{\text{comp(CL)}}$ = tensão de compensação em malha fechada

$V_{\text{comp(OL)}}$ = tensão de compensação em malha aberta

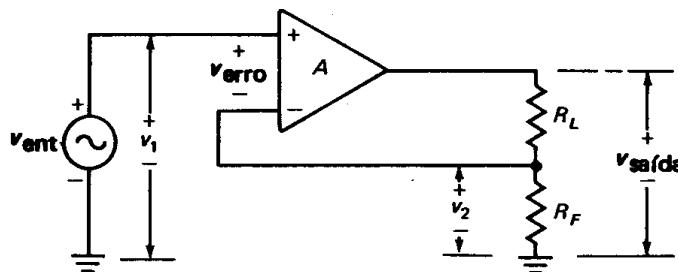
Resumo das características da Reabilitação com tensão não inversora

Quantidade	Efeito	Fórmula
Ganho de tensão (A_{cc})	Diminui	$1 / \beta = 1 + R_1 / R_2$
Impedância de Entrada (Z_{ent})	Aumenta	$R_{\text{ent}} (1 + A \beta)$
Impedância de Saída ($Z_{\text{saída}}$)	Diminui	$R_{\text{saída}} / (1 + A \beta)$
Distorção $V_{\text{dist(CL)}}$	Diminui	$V_{\text{dist(OL)}} / (1 + A \beta)$
Compensação de saída $V_{\text{saída comp(CL)}}$	Diminui	$V_{\text{saída comp(OL)}} / (1 + A \beta)$

6.8 REALIMENTAÇÃO DE CORRENTE NÃO-INVERSORA (AMPLIFICADOR DE TRANSCONDUTÂNCIA)

Uma tensão de entrada alimenta a entrada não inversora do amplificador. A corrente de saída é amostrada para se obter a tensão de realimentação.

O A. O. comporta-se como um conversor de tensão em corrente.



$$i_{\text{Saída}} = V_{\text{ent}} / R_F$$

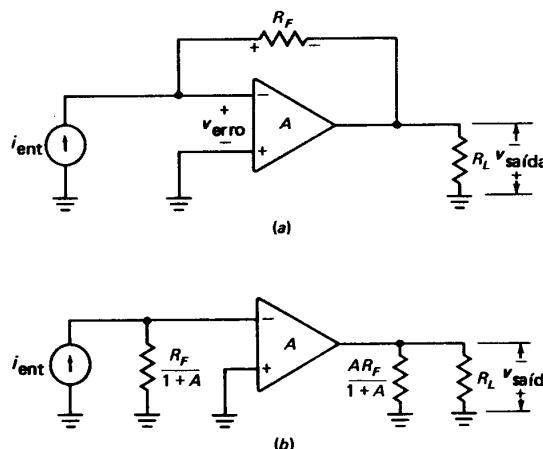
Resumo da realimentação de corrente não inversora

Quantidade	Efeito	Fórmula
Transcondutância ($i_{\text{saída}}/v_{\text{ent}}$)	Estabiliza	$1 / R_F$
Impedância de Entrada (Z_{ent})	Aumenta	$(1 + A \beta) R_{\text{ent}}$
Impedância de Saída ($Z_{\text{saída}}$)	Aumenta	$(1 + A) R_F$
Distorção $V_{\text{dist}}(\text{CL})$	Diminui	$V_{\text{dist}} / (1 + A \beta)$
Compensação de saída $V_{\text{saída comp}}(\text{CL})$	Diminui	$V_{\text{saída comp (OL)}} / (1 + A \beta)$

6.9 REALIMENTAÇÃO DE TENSÃO INVERSORA (AMPLIFICADOR DE TRANSRESISTÊNCIA)

O sinal de entrada alimenta a entrada inversora e a tensão de saída é amostrada.

O A. O. tende a se comportar como um conversor de corrente em tensão.



$$V_{\text{saída}} = i_{\text{ent}} * R_F$$

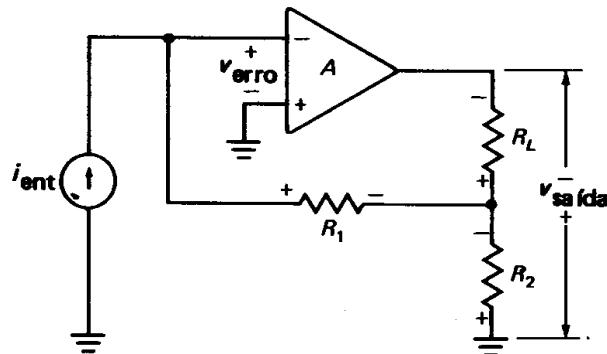
Resumo

Quantidade	Efeito	Fórmula
Transresistência ($V_{\text{saída}}/i_{\text{ent}}$)	Estabiliza	R_F
Impedância de Entrada (Z_{ent})	Diminui	$R_F / (1 + A)$
Impedância de Saída ($Z_{\text{saída}}$)	Diminui	$R_{\text{saída}} / (1 + A)$
Distorção $V_{\text{dist}}(\text{CL})$	Diminui	$V_{\text{dist}} / (1 + A)$
Compensação de saída $V_{\text{saída comp}}(\text{CL})$	Diminui	$V_{\text{saída comp (OL)}} / (1 + A)$

6.10 REALIMENTAÇÃO DA CORRENTE INVERSORA (AMPLIFICADOR DE CORRENTE)

O sinal de entrada alimenta a entrada inversora e a corrente de saída é amostrada, o que produz a realimentação de corrente inversora.

O A. O. tende a se comportar como um amplificador perfeito de corrente ($Z_{\text{ent}} = \text{zero}$, $Z_{\text{saída}} = \infty$ e ganho de corrente constante).



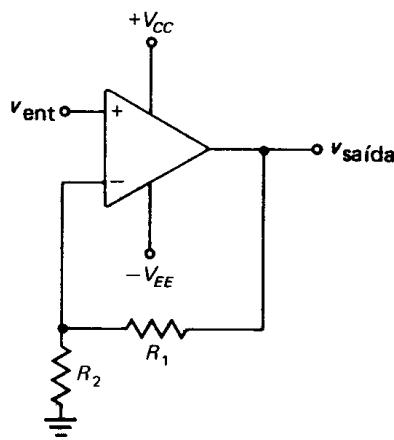
$$i_{\text{saída}}/i_{\text{ent}} = R_1/R_2 + 1$$

Resumo

Quantidade	Efeito	Fórmula
Ganho Corrente ($i_{\text{saída}}/i_{\text{ent}}$)	Estabiliza	$1/\beta = (R_1/R_2) + 1$
Impedância de Entrada (Z_{ent})	Diminui	$R_1/(1 + A\beta)$
Impedância de Saída ($Z_{\text{saída}}$)	Aumenta	$(1 + A\beta). R_2$
Distorção (V_{dist})	Diminui	$V_{\text{dist}}/(1 + A\beta)$
Compensação de saída ($V_{\text{saída comp CL}}$)	Diminui	$V_{\text{saída comp (OL)}}/(1 + A\beta)$

6.11 CIRCUITOS LINEARES COM AMPLIFICADORES OPERACIONAIS

6.11.1 Amplificador Não-Inversor de Tensão



f_{unidade} = frequência para a qual o ganho é unitário

$f_{2\text{ CL}}$ = frequência de corte superior (-3 dB abaixo de A_{CL})

A_{CL} = ganho em malha fechada

Ex: $R_1 = 9\text{ k}\Omega$, $R_2 = 1\text{ k}\Omega$ $f_{\text{unidade}} = 1\text{ MHz}$

$A = 100.000$, $R_{\text{ent}} = 2\text{ M}\Omega$, $R_{\text{saída}} = 75\text{ }\Omega$, Determine: A_{CL} , $f_{2\text{ CL}}$, Z_{ent} e $Z_{\text{saída}}$

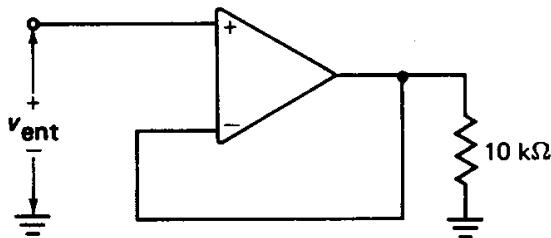
Resp: $A_{\text{CL}} = (R_1 / R_2) + 1 = 10$

$f_{2\text{ CL}} = 1\text{ MHz} / 10 = 100\text{ kHz}$

$$Z_{\text{ent}} = R_{\text{ent}} [1 + A \beta] = R_{\text{ent}} [1 + A \cdot (R_2 / (R_1 + R_2))] = 2 \times 10^{10} \Omega$$

$$Z_{\text{saída}} = R_{\text{saída}} / (1 + A \beta) = 7,5 \times 10^{-3} \Omega$$

6.11.2 Amplificador Seguidor de Tensão



$$A_{CL} = (R_1 / R_2) + 1 \quad \text{como } R_1 = 0 \text{ e } R_2 = \infty$$

$$A_{CL} = 1$$

$$Z_{\text{ent}} = R_{\text{ent}} (1 + A \beta) \quad \beta = R_2 / (R_1 + R_2) = 1$$

$$Z_{\text{ent}} \approx R_{\text{ent}} A$$

$$Z_{\text{saída}} = R_{\text{saída}} / (1 + A \beta) \quad Z_{\text{saída}} \approx R_{\text{saída}} / A$$

- Possui alta impedância de entrada;

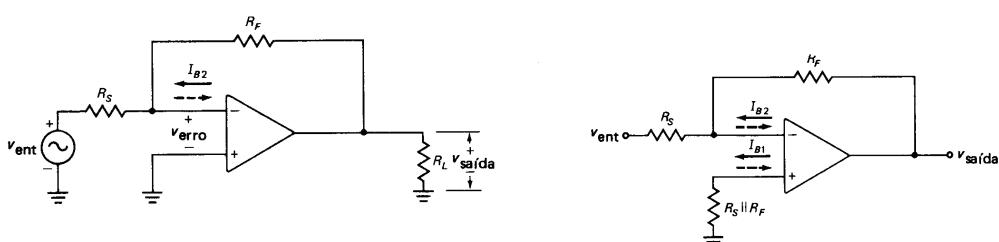
- Possui baixa impedância de saída;

- Ganho unitário;

- Tensão de entrada = tensão de saída;

- Utilizado como “Buffer”.

6.11.3 Amplificador Inversor de Tensão



R_s / R_F diminui o offset

$$I = V_{\text{ent}} / R_s$$

$$V_{\text{saída}} = - I R_F = - (V_{\text{ent}} / R_s) \cdot R_F$$

Portanto: Ganho de Tensão

$$V_{\text{saída}} / V_{\text{ent}} = - R_F / R_s = A_{CL}$$

$$Z_{\text{ent CL}} \approx R_s$$

$$Z_{\text{saída}} \approx R_{\text{saída}} / (1 + A \beta)$$

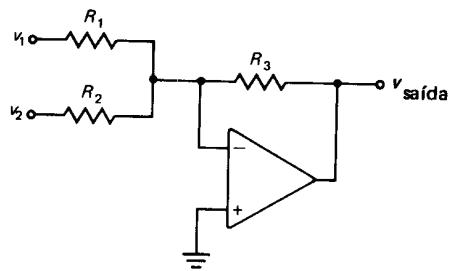
$$\beta \approx R_s / (R_F + R_s)$$

Largura da Banda: $f_{2\text{CL}} = \beta f_{\text{unidade}}$

Resumo

Quantidade	Efeito	Fórmula
$V_{\text{saída}} / V_{\text{ent}}$	Estabiliza	$- R_F / R_s$
Impedância de Entrada	Estabiliza	R_s
Impedância de Saída	Diminui	$R_{\text{saída}} / (1 + A \beta)$
Distorção	Diminui	$V_{\text{dist}} / (1 + A \beta)$
Compensação de saída	Diminui	$V_{\text{saída comp.}} / (1 + A \beta)$
Largura de Banda	Aumenta	$B f_{\text{unidade}}$

6.11.4 O Amplificador Somador



$$V_{\text{saída}} = - \left(\frac{R_3}{R_1} V_1 + \frac{R_3}{R_2} V_2 \right)$$

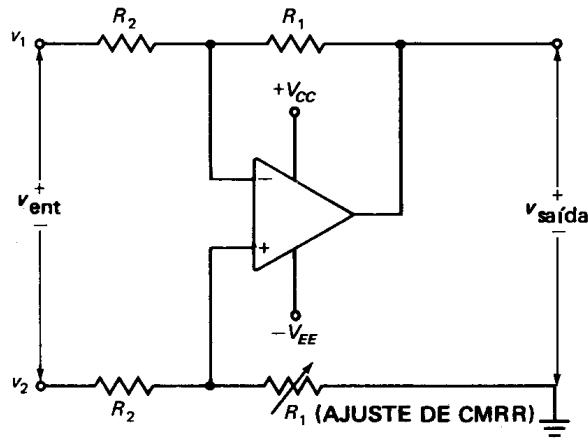
Se $R_1 = R_2 = R$,

$$V_{\text{saída}} = - \frac{R_3}{R} (V_1 + V_2)$$

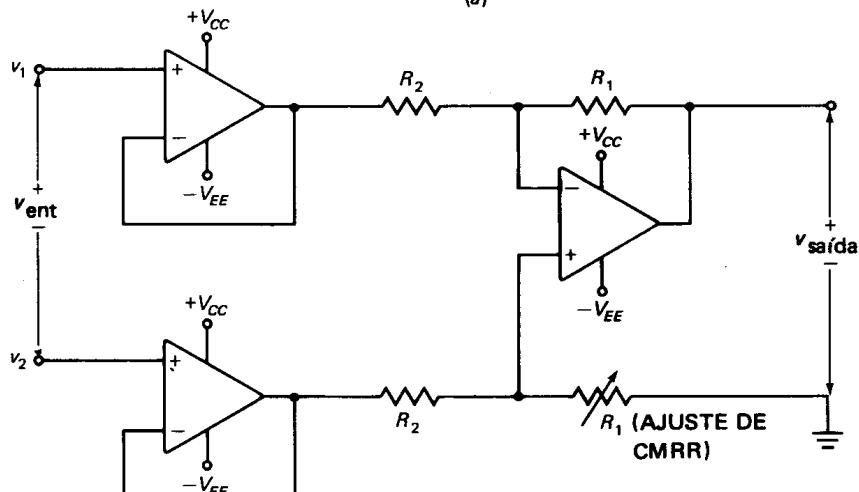
- Pode ser utilizado qualquer número de entradas;

- Utilizado para somar sinais.

6.11.5 Amplificadores diferenciais e de Instrumentação

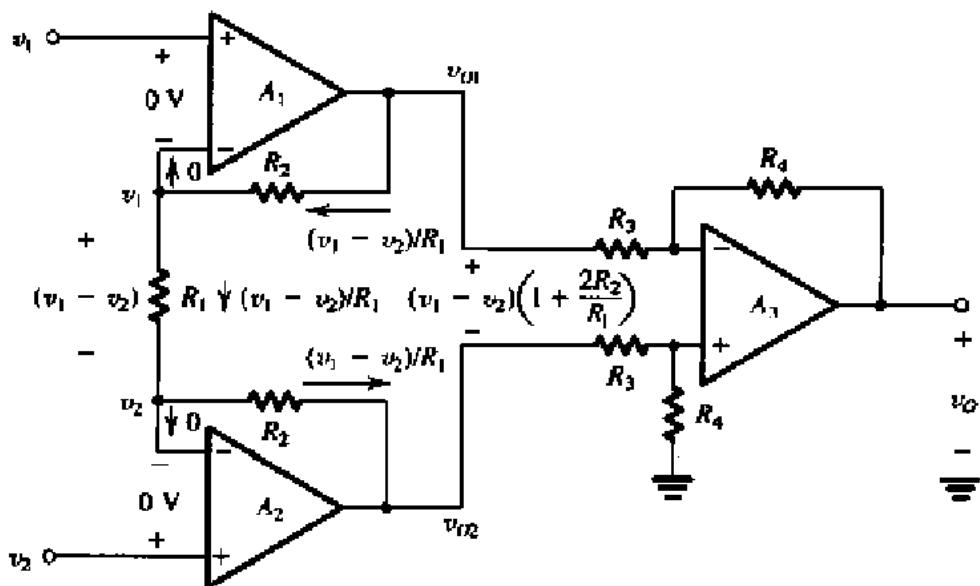


(a)



(b)

$$A_{CL} = - \frac{R_1}{R_2}$$



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

Ver Sedra & Smith

6.11.6 Outras aplicações dos Amplificadores Operacionais:

- Filtros ativos:
 - passa-baixa;
 - passa-alta;
 - passa-faixa (Banda);
- Retificador de meia onda;
- Detector de Pico Ativo;
- Comparador de Tensões;
- Integrador;
- Diferenciador;
- Conversão de Formas de Onda
 - Triangular → retangular
 - Senoidal → retangular
 - Retangular → triangular
 - Etc...
- Osciladores;
- Gerador de Formas de Ondas;
- Amplificador Logarítmico;
- Multiplicador / Divisor Analógico.

Referências:

MALVINO, A. P. Eletrônica, v. 2

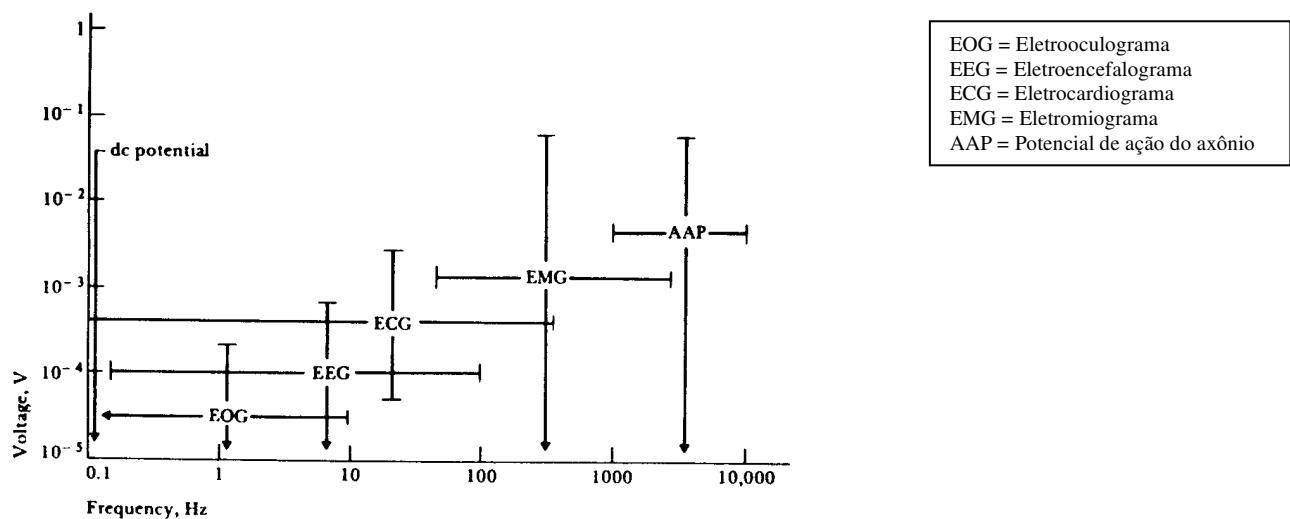
PERTENCE Jr., A. Amplificadores Operacionais e Filtros.

SEDRA, A. S. & SMITH, K. C. – microeletrônica

6.12 AMPLIFICADORES PARA CONDICIONAMENTO DE BIOPOTENCIAIS

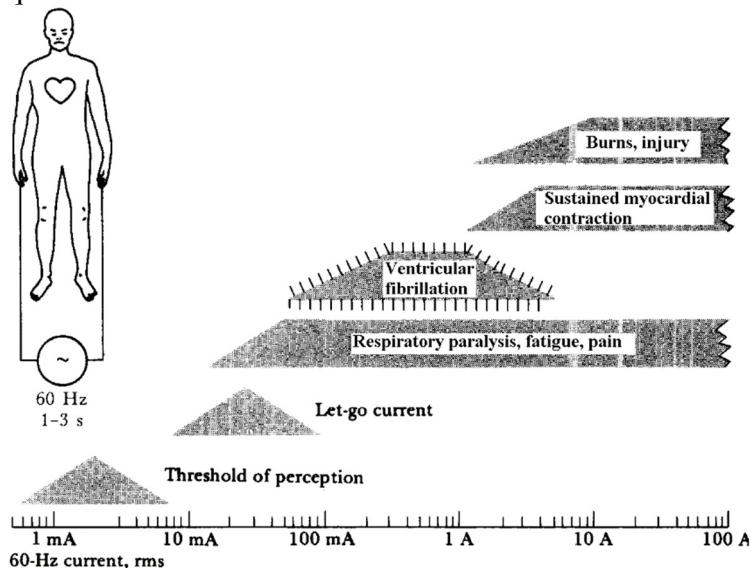
6.12.1 Características dos Biopotenciais

- Tensões de baixas amplitudes que precisam ser amplificadas para serem processadas, gravadas ou monitoradas;
- Altas fontes de impedância;
- Frequências desde DC até alguns kHz;
- Apresentam baixa relação Sinal x Ruído;
- A aquisição destes não pode submeter os pacientes a riscos de microchoques (gerado através de procedimentos invasivos como o uso de cateteres ou eletrodos) ou macrochoques (ocorre externamente ao corpo, com a pele intacta).



6.12.2 Efeitos Fisiológicos das Correntes Elétricas

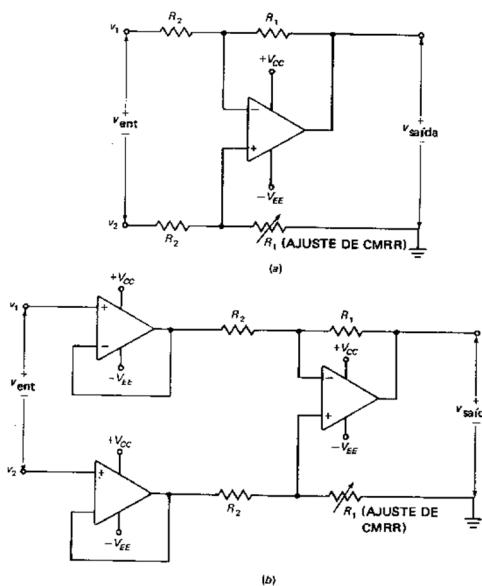
- Aquecimento dos tecidos, provocando queimaduras;
- Estimulação elétrica dos tecidos excitatórios (nervos e músculos), causando dor e fadiga;
- Queimaduras por efeito eletroquímico.
- A intensidade de quaisquer destes efeitos depende da intensidade da corrente, freqüência, tempo de exposição do tecido e peso do indivíduo.



* Características Necessárias para os Amplificadores

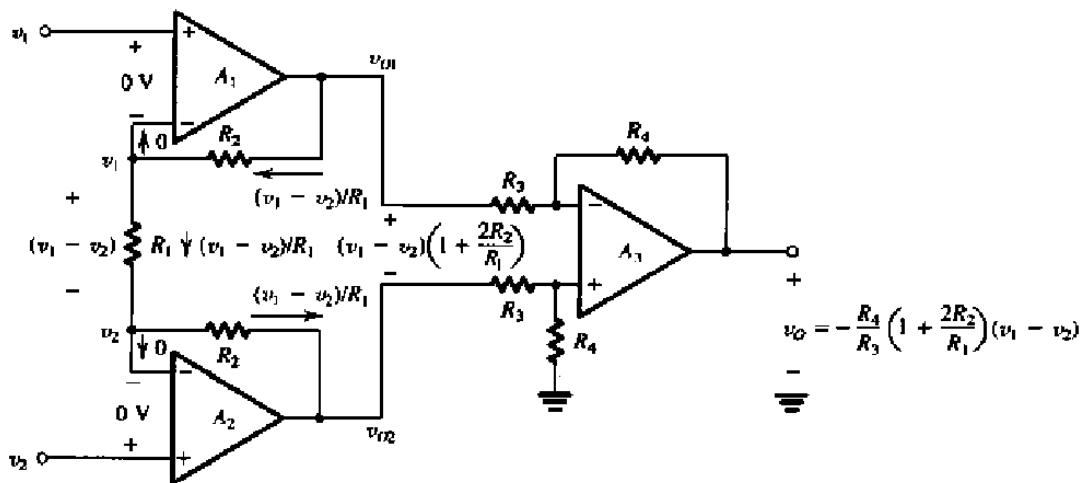
- Alta impedância de entrada;
- Baixa distorção dos sinais (0,002%);
- Circuitos de entrada com proteção;
- Baixa variação com a temperatura ($Drift \approx 25\mu V/^{\circ}C$);
- Baixa impedância de saída e capacidade em suprir as demandas de carga dos sistemas utilizados para processar, gravar ou monitorar sinais;
- Resposta em frequência compatível com os sinais a serem condicionados;
- Ganhos em Tensão da Ordem de 1000 ou mais;
- Alta CMRR;
- Facilidade para realizar calibrações.

6.12.3 Circuitos Amplificadores de Biopotenciais

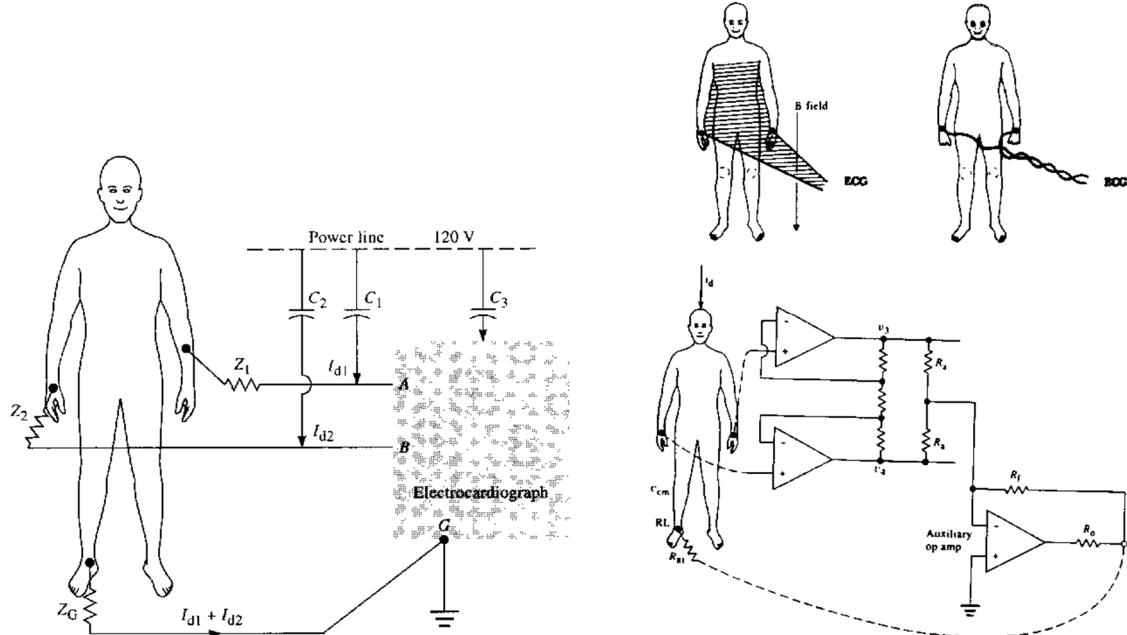


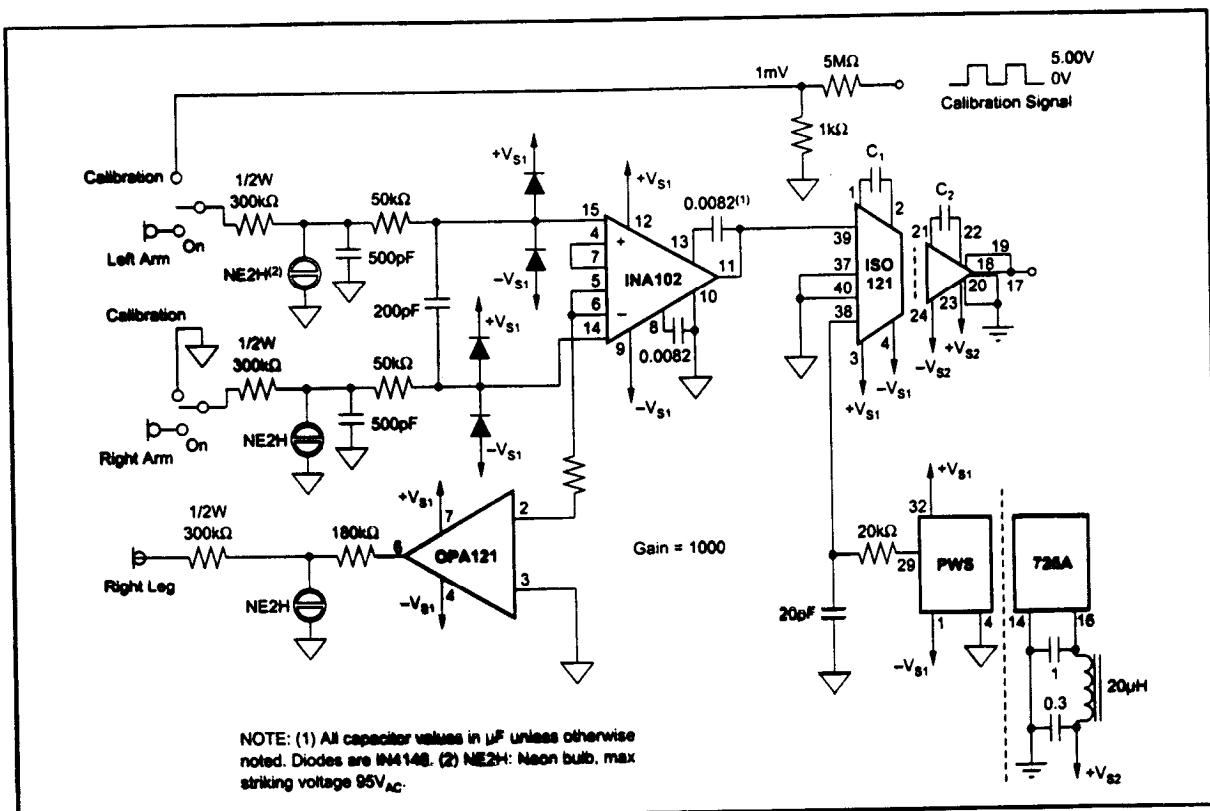
- No amplificador diferencial (a): $V_{saída} = -V_{ent} * R_1 / R_2$
- O resistor R_1 variável é utilizado para equilibrar os sinais de modo-comum, permitindo maximizar a CMRR;
- No amplificador de instrumentação – AI (b), seguidores de tensão fornecem altíssima impedância de entrada;
- Os fabricantes colocam seguidores de tensão e amplificadores diferenciais em uma única pastilha para obter o AI (Exemplos: LH0036, LF352 e AD521)
- Em AI com entrada JFET ($Z_{ent} \approx 2 \times 10^{12} \Omega$), apresentam baixo nível de ruído, CMRR de pelo menos 110 dB e baixo consumo.
- Fabricantes incorporam uma única pastilha AI para Aplicação Típica.

Exemplo 1: AI com ganho controlado por resistor externo (R_1) para aplicações com *strain gages*, termopares, termistores, sinais de pequena amplitude, etc...



Exemplo 2: Amplificador de ECG com proteção para desfibrilador, pontos para calibração e isolamento do paciente.



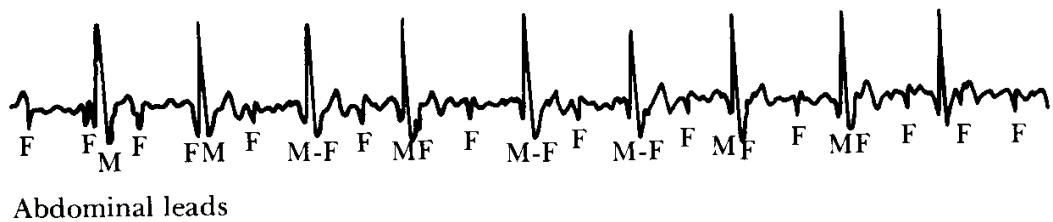


Right-Leg Driven ECG Amplifier (with defibrillator protection and calibration).

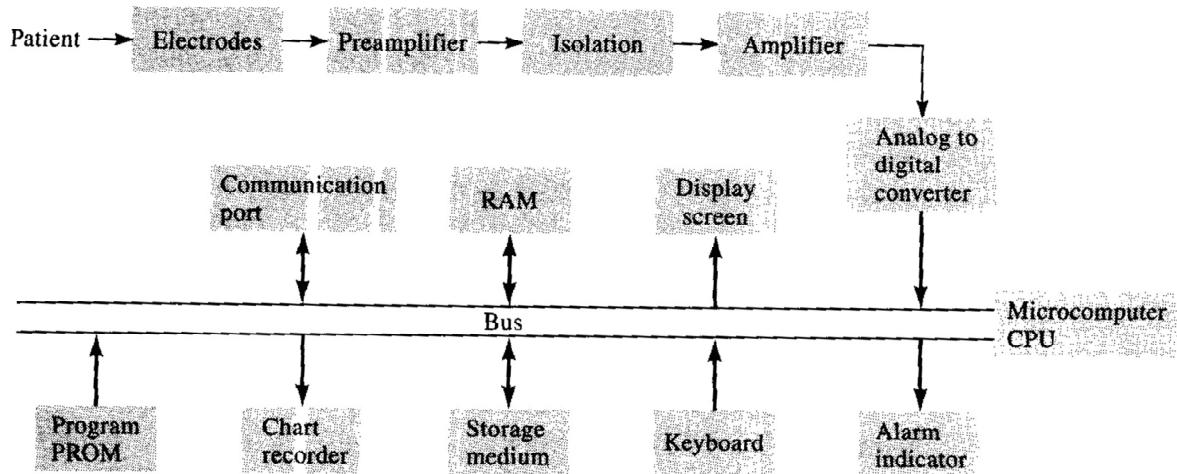
1

- O paciente não está conectado diretamente ao terra da rede elétrica;
- O eletrodo da perna direita está conectado ao Amplificador Auxiliar que capta a tensão em modo comum do corpo através dos resistores Ra, inverte, amplifica e aplica novamente à perna direita de forma a minimizá-la.

- Sistema para Monitoração do ECG Fetal.



* Sistema para Aquisição e Monitoração de Biopotenciais




INA101


High Accuracy INSTRUMENTATION AMPLIFIER

FEATURES

- LOW DRIFT: $0.25\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ max
- LOW OFFSET VOLTAGE: $25\mu\text{V}$ max
- LOW NONLINEARITY: 0.002%
- LOW NOISE: $13\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$
- HIGH CMR: 106dB AT 60Hz
- HIGH INPUT IMPEDANCE: $10^{10}\Omega$
- 14-PIN PLASTIC, CERAMIC DIP,
SOL-16, AND TO-100 PACKAGES

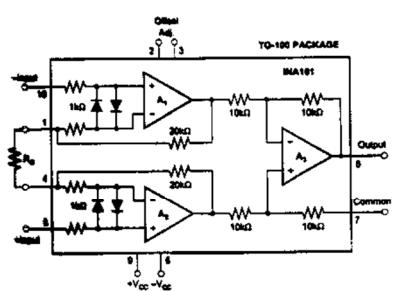
APPLICATIONS

- STRAIN GAGES
- THERMOCOUPLES
- RTDs
- REMOTE TRANSDUCERS
- LOW-LEVEL SIGNALS
- MEDICAL INSTRUMENTATION

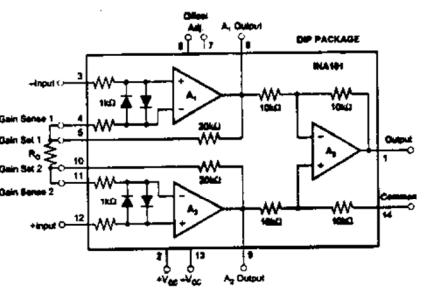
DESCRIPTION

The INA101 is a high accuracy instrumentation amplifier designed for low-level signal amplification and general purpose data acquisition. Three precision op amps and laser-trimmed metal film resistors are integrated on a single monolithic integrated circuit.

The INA101 is packaged in TO-100 metal, 14-pin plastic and ceramic DIP, and SOL-16 surface-mount packages. Commercial, industrial and military temperature range models are available.



TO-100 PACKAGE



DIP PACKAGE

International Agency Industrial Park • Mailing Address: P.O. Box 1469, Tucson, AZ 85734 • Street Address: 6730 S. Tucson Blvd., Tucson, AZ 85745 • Tel: (520) 745-1111 • Fax: (520) 745-4494
 Internet: <http://www.burr-brown.com> • FAX: (520) 745-6450 (USA/Canada Only) • Sales: BURCORP • Tel: (800) 645-4466 • FAX: (520) 745-4466 • Immediate Product Info: (520) 745-4466

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

DOEBELIN, E. O., Measurement Systems: Application and Design, 3rd Edition, McGraw – Hill, 1983.

MALVINO, A. P. **Eletrônica**, v. 1, McGraw – Hill, 1983.

MALVINO, A. P. **Eletrônica**, v. 2, McGraw – Hill, 1987

MILLMAN, J. & HALKIAS, C.C. **Eletrônica**, Vol 1. 2^a edição, McGraw – Hill, 1972.

MILLMAN, J. & HALKIAS, C.C. **Eletrônica**, Vol 2. 2^a edição, McGraw – Hill, 1972.

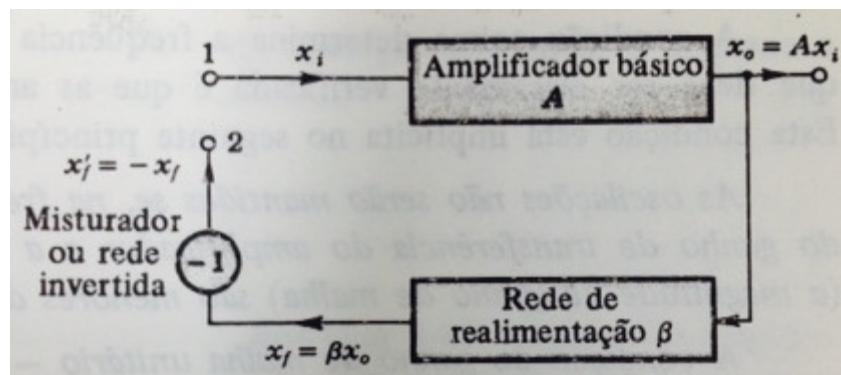
WEBSTER, J. G. **Medical Instrumentation: Application and Design**, 3 rd. Edition, John Wiley & Sons, 1998.

7 OSCILADORES SENOIDAIS

Foi visto nas seções anteriores que se o ganho de malha de realimentação (de sistemas com 3 ou mais polos) for aumentado, os polos do amplificador poderão passar para o semi-plano direito do plano S, tornado o amplificador instável, ou seja, levando-o a oscilar.

No diagrama de Nyquist, parar $\phi = 180^\circ$, $|L(s)| = \beta(s)A(s)| \geq 1$ ou $(\beta(s)A(s)) \leq -1$.

Se os polos estiverem no eixo $j\omega$, a resposta é uma oscilação senoidal sustentada. (Idea utilizada no projeto de osciladores senoidais. No diagrama de Nyquist $|L(s) = \beta(s)A(s)| = 1$).



7.1 O CRITÉRIO DE BARKHAUSEN

O ganho de malha para um oscilador senoidal funcionando à frequência f_0 é da forma:

$$L(s) = \beta(s)A(s)$$

$$L(j2\pi f_0) = -1$$

ou

$$|L(j2\pi f_0)| = 1 \quad \phi(L(j2\pi f_0)) = 180^\circ$$

Parte Real de $L(j2\pi f_0) = -1$

Parte Imaginária de $L(j2\pi f_0) = 0$

Assim, para manter as oscilações em um circuito, duas condições devem ser satisfeitas:

- 1) A defasagem introduzida pelo amplificador e a malha de ganho deve ser de 360° (ou 2π radianos)
- 2) O valor do ganho do amplificador e malha de ganho deve ser igual à unidade.

Assim, o critério de Barkhausen equivale a afirmar que a margem de fase e a margem de ganho são iguais a zero. Portanto, as frequências de cruzamento de fase e de ganho são iguais. A frequência de oscilação é a frequência para qual a margem de fase (MF) é zero.

7.1.1 Considerações práticas

$|\beta A| < 1$ em que ω_{180} : Amplificador estável

(Pode até ocorrer uma oscilação inicial, resposta de 2ª ordem, mas estabiliza após algum tempo).

$|\beta A| = 1$ em que ω_{180} : Oscilador senoidal

(Amplitude aumenta até que as não linearidades limitem).

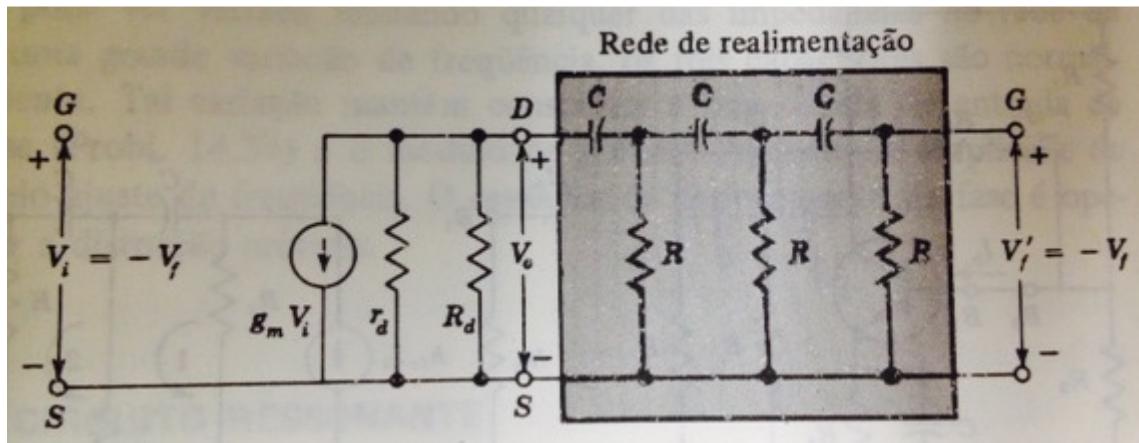
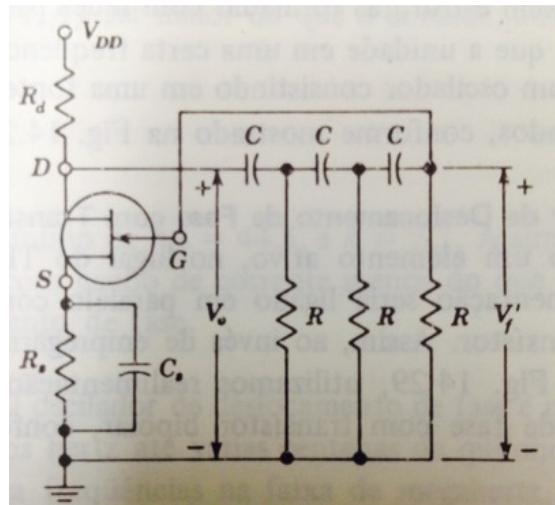
$|\beta A| > 1$ em que ω_{180} : Amplificador instável

Na prática, o ganho de malha $L(s) = \beta(s)A(s)$ é ligeiramente maior que a unidade (5%) e a amplitude das oscilações é limitada pelo limiar de não-linearidade.

Isto é feito, pois se tivermos $|\beta A|$ exatamente igual a 1, variações acidentais nos parâmetros do transistor e do circuito podem fazer $|\beta A| < 1$ e tirar o amplificador da oscilação.

7.2 O OSCILADOR DE DESLOCAMENTO DE FASE

7.2.1 Utilizando JFET



O amplificador defasa de 180° qualquer tensão que aparece na porta (“Gate”). Desprezando-se o efeito de carga ($R \gg R_L$), a rede 6 (capacitores e resistores) provoca uma defasagem adicional.

Para determinada frequência, a defasagem introduzida pela rede RC será exatamente 180° e nesta frequência, o deslocamento total da fase na porta será exatamente zero.

Nesta frequência o amplificador poderá oscilar, desde que a amplitude de amplificação seja suficientemente grande.

Aplicando-se os métodos descritos anteriormente para analisar os amplificadores realimentados, pode-se chegar a:

$$-\beta = \frac{V_f'}{V_0} = \frac{1}{1 - 5\alpha^2 - j(6\alpha - \alpha^3)} \quad \text{onde} \quad \alpha = \frac{1}{\omega RC}$$

$$\phi(V_f'/V_0) = 180^\circ \quad \text{para } \alpha^2 = 6 \quad \text{ou} \quad f_0 = \frac{1}{2\pi RC\sqrt{6}}$$

Nesta frequência:

$$\beta = \frac{+1}{29}$$

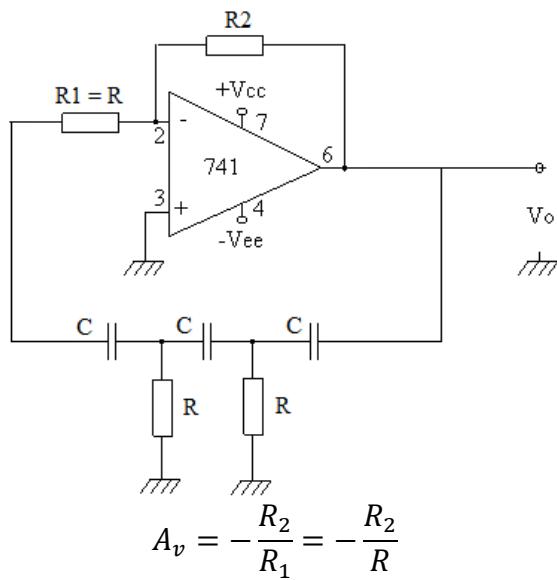
Como $|\beta A| \geq 1$ para oscilar,

$$|A| \geq 29$$

Assim,

$$|A| = g_m R_L \text{ tem que ser } \geq 29$$

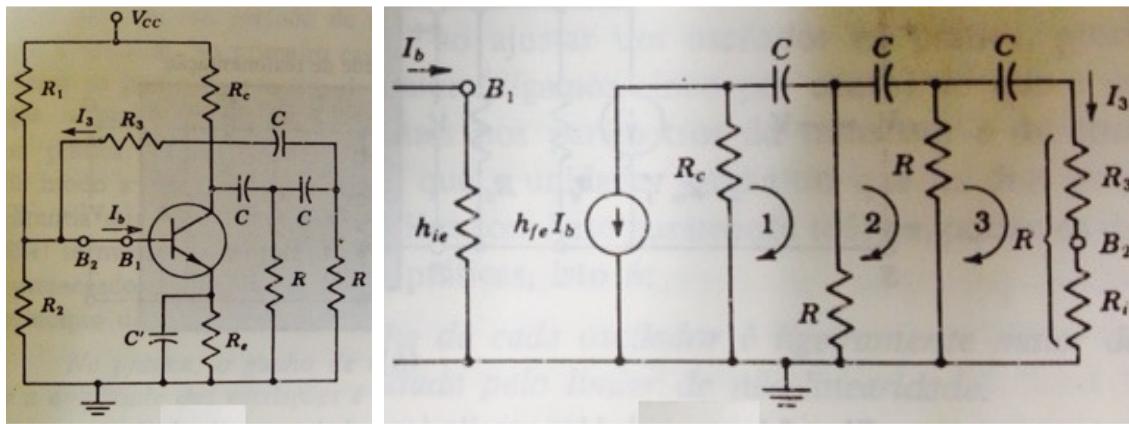
7.2.2 Utilizando Operacional:



Como $|Av|$ tem que ser ≥ 29 , então:

$$\frac{R_2}{R} \geq 29 \quad (\text{Em pelo menos } 5\%)$$

7.2.3 Utilizando transistor bipolar



$$R_3 = R - R_i, \\ \text{onde } R_i \approx h_{ie}$$

$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC\sqrt{6+4K}} \quad \text{onde} \quad K = \frac{Rc}{R} \\ h_{fe} > 4K + 23 + \frac{29}{K}$$

Portanto,

$$h_{fe} \text{ mínimo} = 44,5 \text{ e } K = 2,7$$

Assim, o ganho de corrente do transistor bipolar tem que ser:

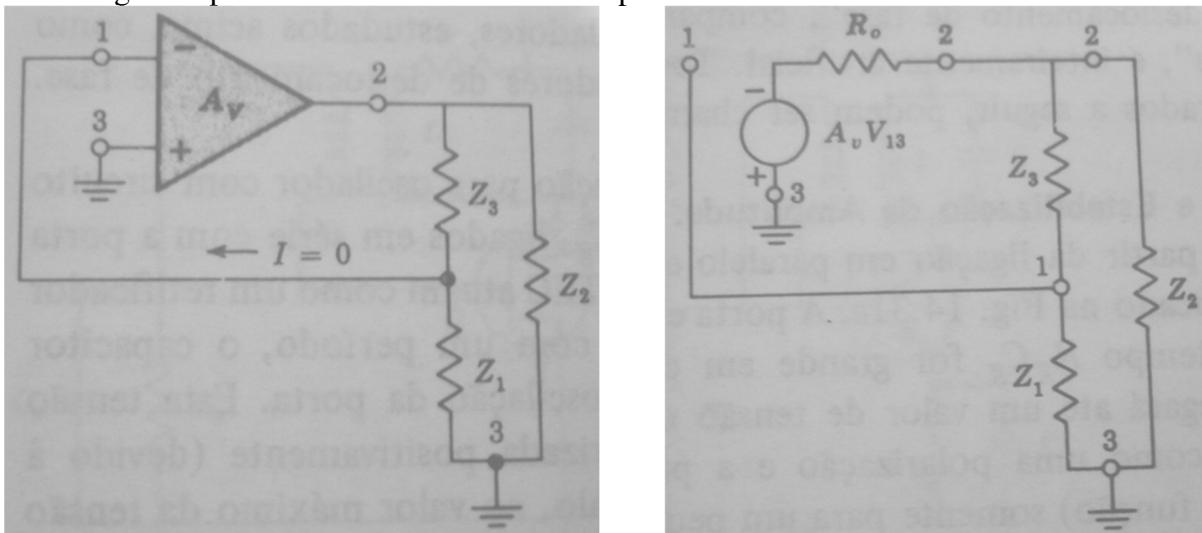
$$h_{fe} \geq 45,5 (+ 5\%)$$

7.2.4 Faixa de Operação para osciladores de deslocamento de fase

- Hz até centenas de kHz (faixa de frequência de áudio)
- Funcionam em classe A (distorção mínima)
- Para uma grande variação de frequência, os três capacitores são normalmente variados simultaneamente.

7.3 FORMA GERAL DE CIRCUITO OSCILADOR

Uma grande parte dos circuitos osciladores apresenta a forma:



O dispositivo ativo pode ser um transistor bipolar, um JFET ou um operacional.

Considerando um dispositivo com $Z_{\text{ent}} = \infty$ (JFET ou operacional), pode-se assumir:

$$Z_L = Z_2 / (Z_3 + Z_1)$$

O ganho sem realimentação é:

$$\beta = -\frac{Z_1}{(Z_1 + Z_3)}$$

Portanto, o ganho de malha é:

$$L(s) = -\beta A = -\frac{Av Z_1 Z_2}{R_0(Z_1 + Z_2 + Z_3) + Z_2(Z_1 + Z_3)}$$

*Elementos reativos

Se as impedâncias forem reatâncias puras (capacitivas ou indutivas) então $Z_1 = jX_1$, $Z_2 = jX_2$, $Z_3 = jX_3$.

Onde:

Para o indutor $X = \omega L$ e,

Para o capacitor $X = -\frac{1}{\omega C}$

Assim, o ganho da malha fica:

$$L(s) = -\beta A = +\frac{Av X_1 X_2}{j R_0(X_1 + X_2 + X_3) - X_2(X_1 + X_3)} \quad (\text{vem de } j^2 = -1)$$

Para o ganho de malha ser real (deslocamento de fase zero), temos que ter:

$$X_1 + X_2 + X_3 = 0 \quad (1)$$

e

$$L(s) = -\beta A = \frac{+Av X_1 X_2}{-X_2(X_1 + X_3)} = -\frac{Av X_1}{X_1 + X_3} \quad (2)$$

A partir da equação 1, vemos que o circuito irá oscilar na frequência de ressonância da combinação série entre X_1 , X_2 e X_3 .

Isolando-se X_2 de (1) e aplicando em (2), temos:

$$X_2 = -(X_1 + X_3)$$

Portanto,

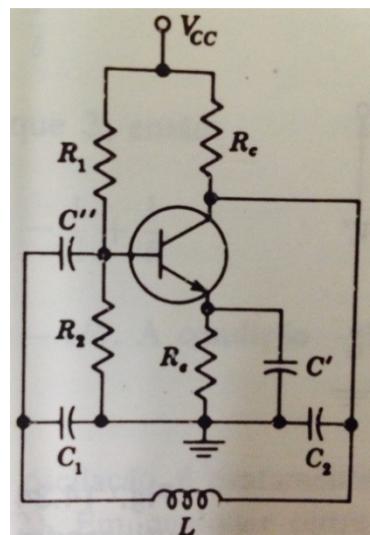
$$L(s) = -\beta A = + \frac{AvX_1}{X_2}$$

Como $L(s) = -\beta A$ deve ser positivo e, no mínimo, igual à unidade então X_1 e X_2 devem ter o mesmo sinal, ou seja, devem ter o mesmo tipo de reatância. Ambas capacitivas ou ambas indutivas.

Como $X_3 = -(X_2 + X_1)$, X_3 deve ser indutiva se X_1 e X_2 forem capacitivas e vice-versa.

7.3.1 Exemplos: osciladores LC sintonizáveis

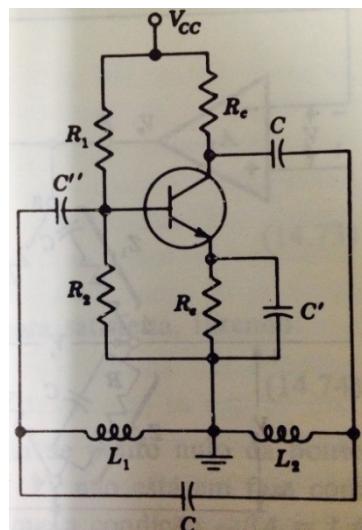
a) Oscilador Colpitts a transistor



- X_1 e X_2 são capacitores

- X_3 é um indutor

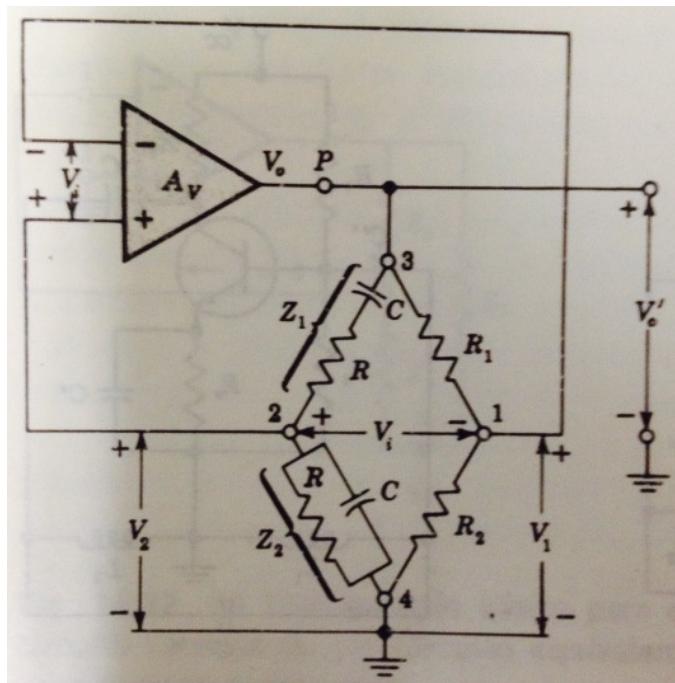
b) Oscilador Hartley a transistor



- X_1 e X_2 são indutores

- X_3 é um capacitor

7.4 OSCILADOR COM PONTE DE WIEN



-Uma ponte balanceada é utilizada como rede de realimentação;

- O componente ativo é um amplificador operacional com ganho positivo de tensão ($V_0 = A_v V_i$), resistência de entrada alta e resistência de saída muito baixa.

- Existem dois percursos de realimentação:

1) negativo por meio de R_1 e R_2

2) positivo através de Z_1 e Z_2

O ganho de malha é dado por:

$$L(s) = -\beta A$$

$$-\beta = \frac{Vi}{Vo} = \frac{V_2 - V_1}{Vo} = \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2} - \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

$$L(s) = - \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \left(\frac{Z_2}{Z_1 + Z_2} - \frac{R_2}{R_1 + R_2} \right)$$

Aplicando o critério de Barkhausen, temos que Z_1 e Z_2 tem o mesmo ângulo de fase na frequência:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC}$$

e

$$R_1 = 2R_2$$

(Obtido fazendo-se $Z_1 R_2 = Z_2 R_1$, Ponte Balanceada)

Assim, para manter a oscilação, o ganho do amplificador operacional não-inversor é 3 (ou cerca de 5% maior que 3).

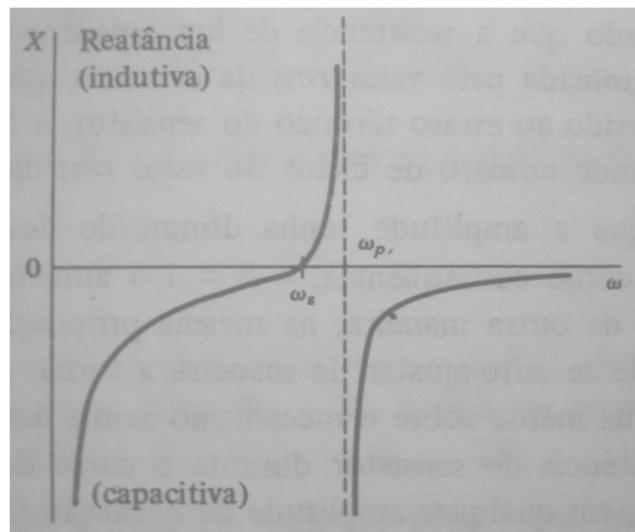
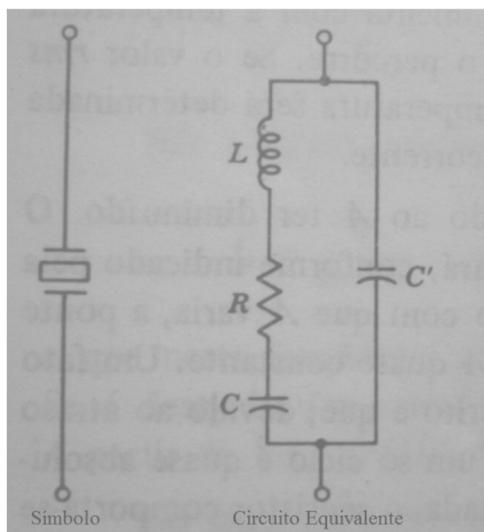
Portanto, para que:

$$|L(s)| \geq 1 \text{ (até 5%)}, \text{ temos que } \beta A = 1, \text{ portanto } \beta \leq \frac{1}{3}$$

Para variar a frequência continuamente é necessário variar os dois capacitores simultaneamente (Exemplo capacitores variáveis acoplados com o ar como dielétrico). Para variar a faixa de frequências pode-se variar os dois resistores idênticos R através de chaveamento de diferentes valores de resistores.

7.5 OSCILADORES A CRISTAL

- Formado de material piezoelettrico
 - Aplicando-se uma DDP ao material através de eletrodos nas faces opostas, serão exercidas forças sobre as cargas existentes no interior do cristal, gerando deformações.
 - O efeito contrário também ocorre (princípio de funcionamento de transdutores de ultra-som. Ex: utilizados em alarmes de carros).
 - A frequência de ressonância e o fator de qualidade Q dependem das dimensões, da orientação dos dipolos em relação aos eletrodos e do encapsulamento.
 - Faixas de frequências: kHz até MHz
 - Apresentam também altos valores de Q.
 - São extremamente estáveis (tempo, temperatura)



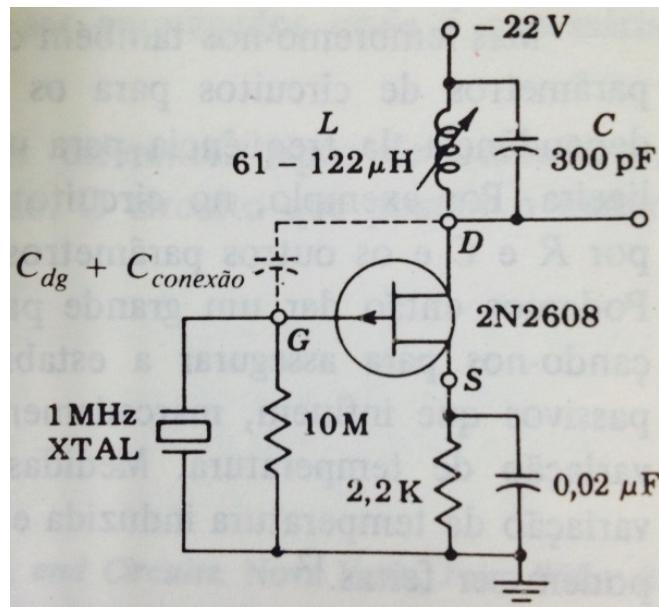
L = Indutor = Massa

C = Capacitor = Compliância (Inverso da constante de mola)

R = Resistência = Atrito viscoso do sistema mecânico

C' = Capacitância eletrostática entre os eletrodos com o cristal como dielétrico

Exemplo de aplicação:



No circuito geral de osciladores

Z_1 = Cristal

$LC = Z_2$

$C_{dg} = Z_3$

$$jX = -\frac{1}{\omega C} \frac{\omega^2 - \omega_s^2}{\omega^2 - \omega_p^2}$$

$\omega_s^2 = \frac{1}{LC}$ = Ressonância série (frequência de impedância zero)

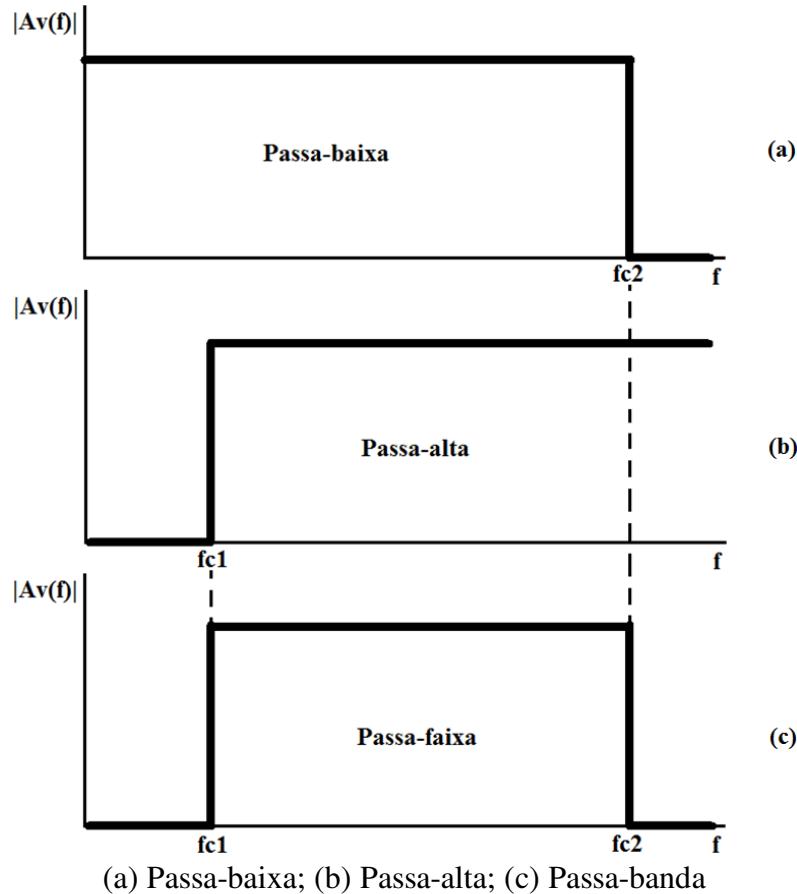
$\omega_p^2 = \frac{1}{L} \left(\frac{1}{C} + \frac{1}{C_{dg}} \right)$ = Ressonância paralela (frequência de impedância infinita)

8 FILTROS ATIVOS

Os filtros ativos permitem o posicionamento arbitrário de polos no semi plano esquerdo do plano S para $A_v(s)$, empregando-se amplificadores operacionais como elemento ativo e somente resistores e capacitores como elementos passivos.

Existem amplificadores operacionais com largura de banda de até GHz, o que permite o projeto de filtros ativos em uma ampla faixa de frequências.

- Características de Filtros Ideais



(a) Passa-baixa; (b) Passa-alta; (c) Passa-faixa

- Aproximação para passa-baixa

$$A_v(s) = \frac{1}{P_n(s)}$$

8.1 FILTRO BUTTERWORTH

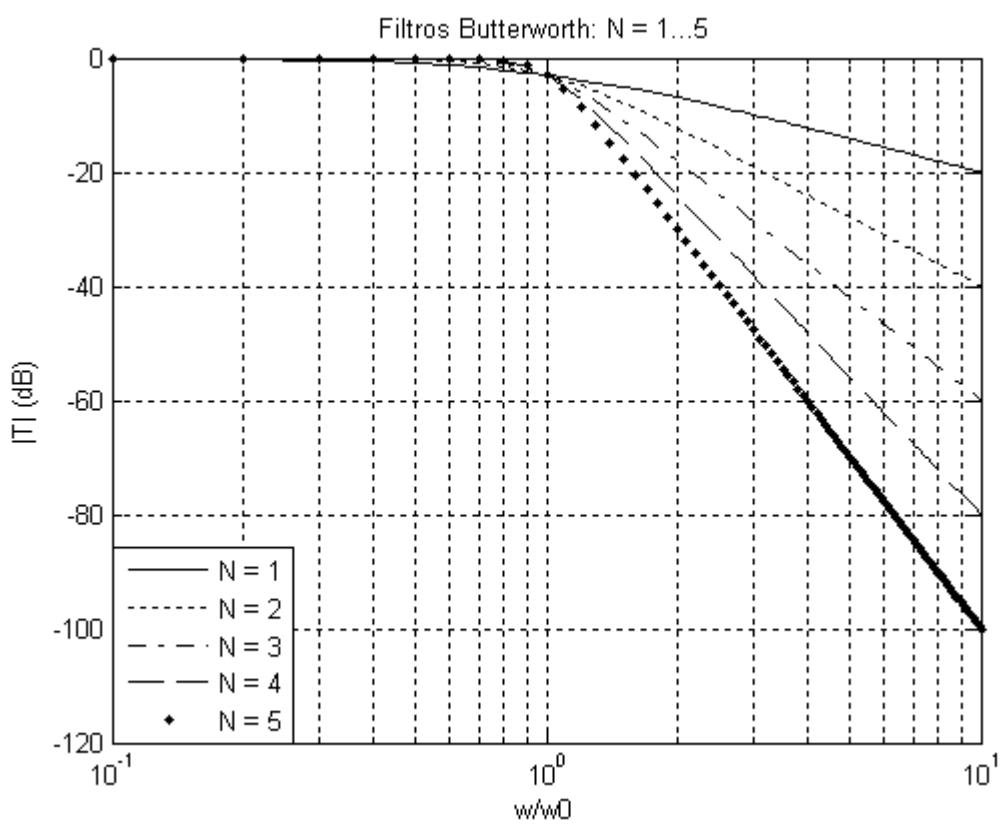
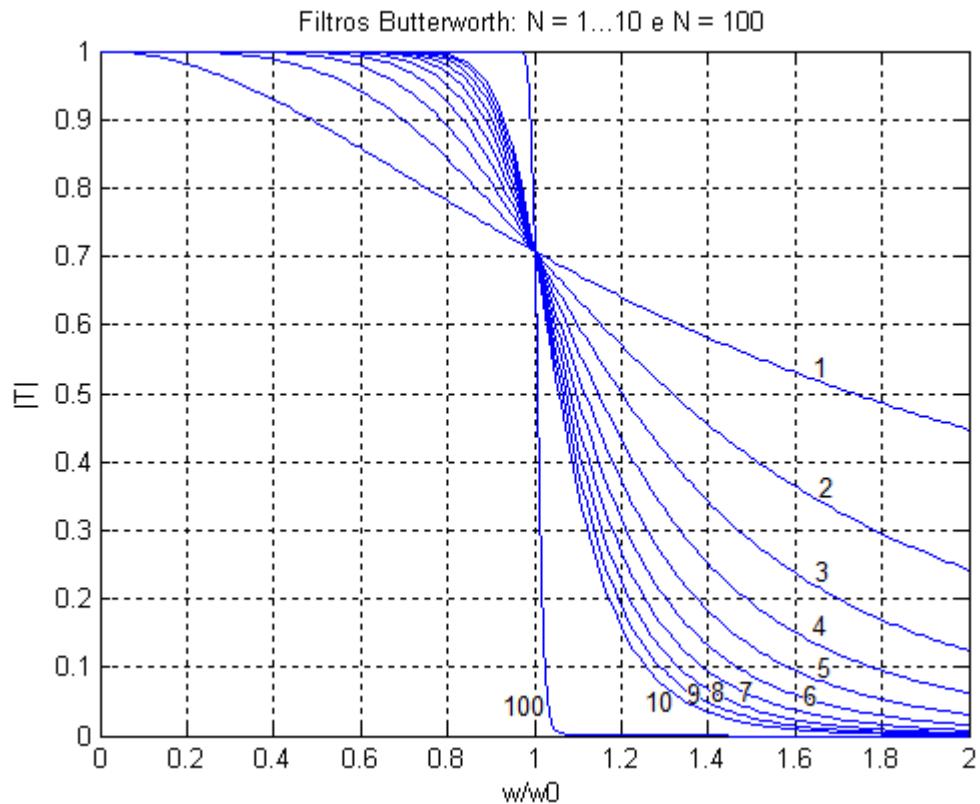
$$A_v(s) = \frac{A_{v0}}{B_n(s)}$$

$$|B_n(\omega)| = \sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^{2n}}$$

$$T(\omega) = \frac{1}{B(\omega)}$$

$$|T(\omega)|_{dB} = 20 * \log_{10}|T(\omega)|$$

Curvas para filtros Butterworth normalizado para $\omega_0 = 1$ rad/s



Normalizando $\omega_0 = 1$ rad/s, temos os polinômios de Butterworth p/ n=1 a 8

N Fatores de polinômios

- | | |
|---|--|
| 1 | $(s + 1)$ |
| 2 | $(s^2 + 1,414s + 1)$ |
| 3 | $(s + 1)(s^2 + s + 1)$ |
| 4 | $(s^2 + 0,765s + 1)(s^2 + 1,848s + 1)$ |
| 5 | $(s + 1)(s^2 + 0,618s + 1)(s^2 + 1,618s + 1)$ |
| 6 | $(s^2 + 0,518s + 1)(s^2 + 1,414s + 1)(s^2 + 1,932s + 1)$ |
| 7 | $(s + 1)(s^2 + 0,445s + 1)(s^2 + 1,247s + 1)(s^2 + 1,802s + 1)$ |
| 8 | $(s^2 + 0,390s + 1)(s^2 + 1,111s + 1)(s^2 + 1,663s + 1)(s^2 + 1,962s + 1)$ |

Valores pares de n: produtos de forma quadrática

Valores ímpares: termo adicional ($s+1$)

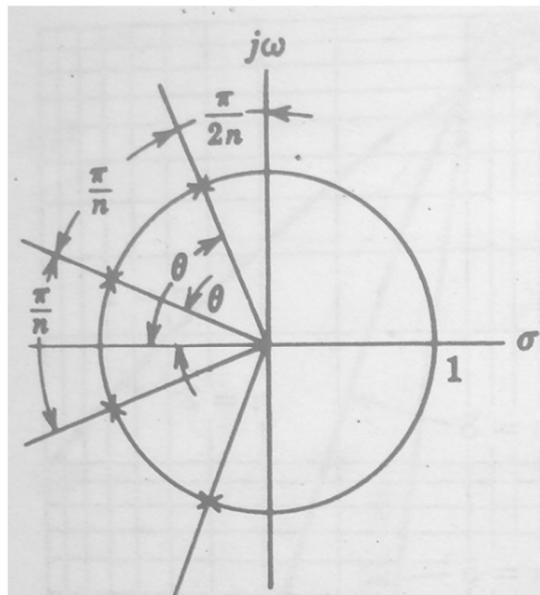
- Os zeros dos polinômios normalizados só têm valor “-1” ou complexo conjugado e são determinados pelo círculo de Butterworth de raio unitário.

- O fator de amortecimento k é metade do coeficiente “s” em cada fator quadrático da Tabela acima

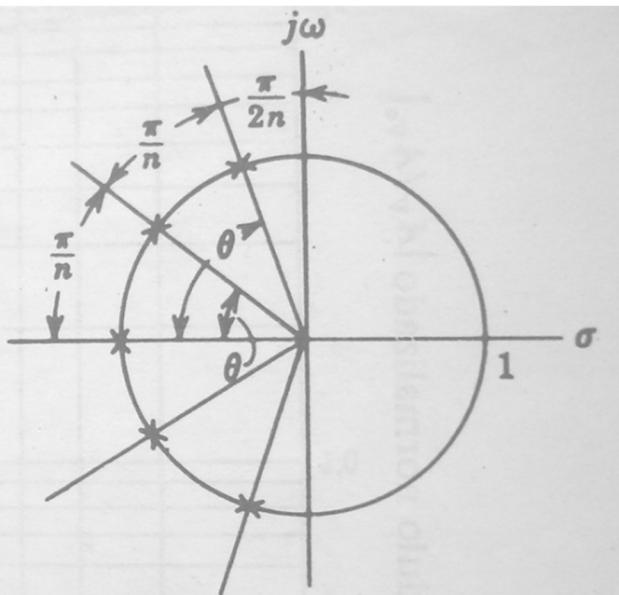
Ex: p/ n = 4

$$k = 0,765/2 = 0,383 \quad \text{ou} \quad k = 1,848/2 = 0,924$$

$$k = \cos \theta$$



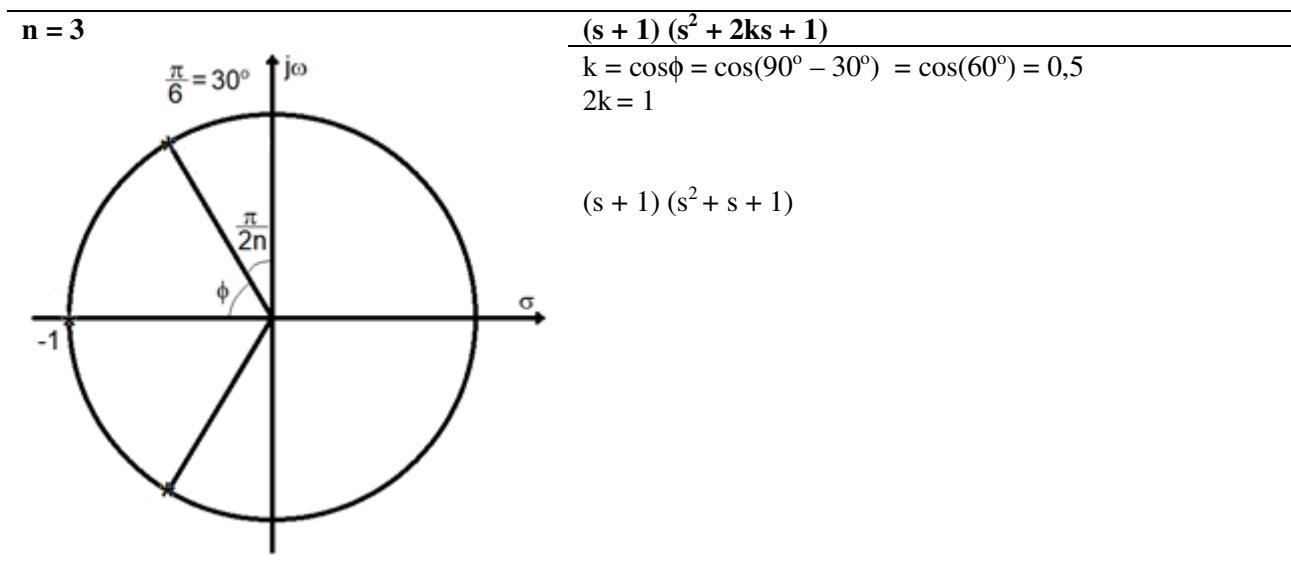
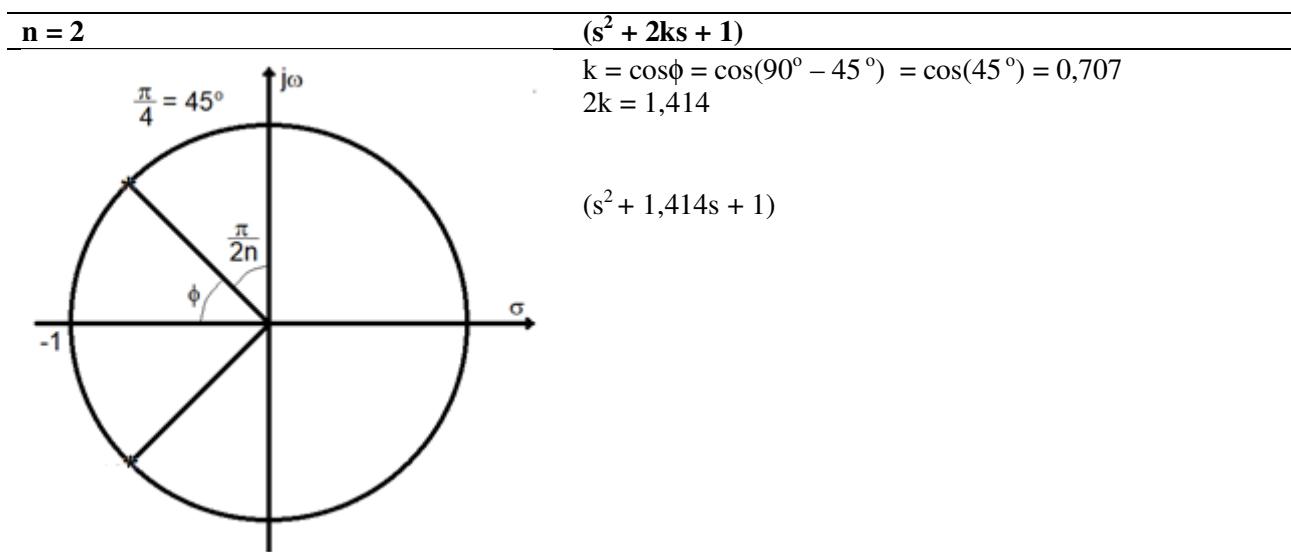
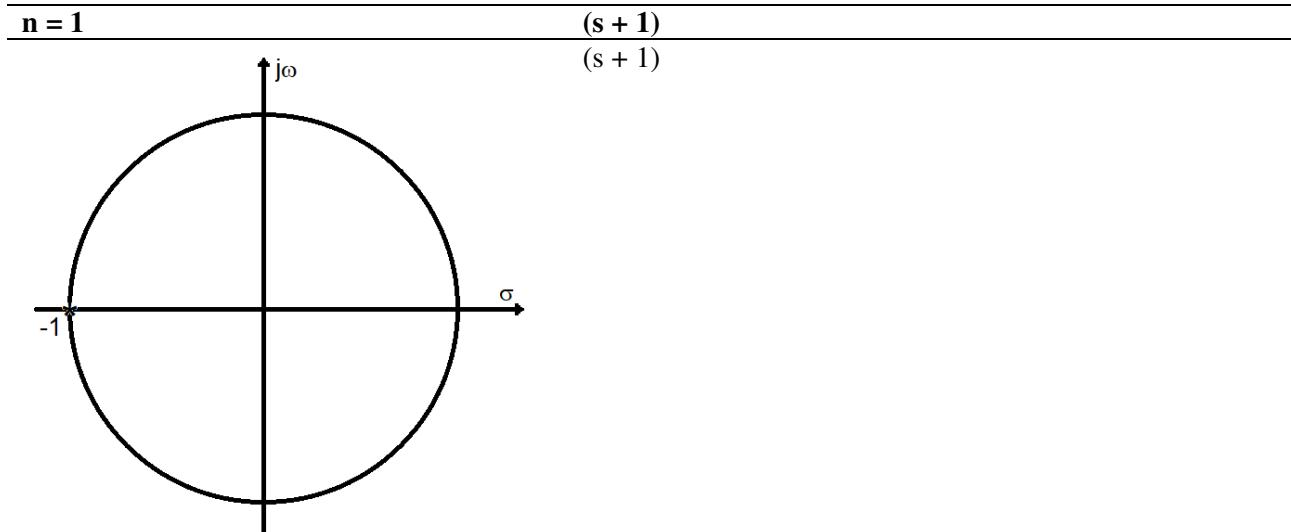
(a)

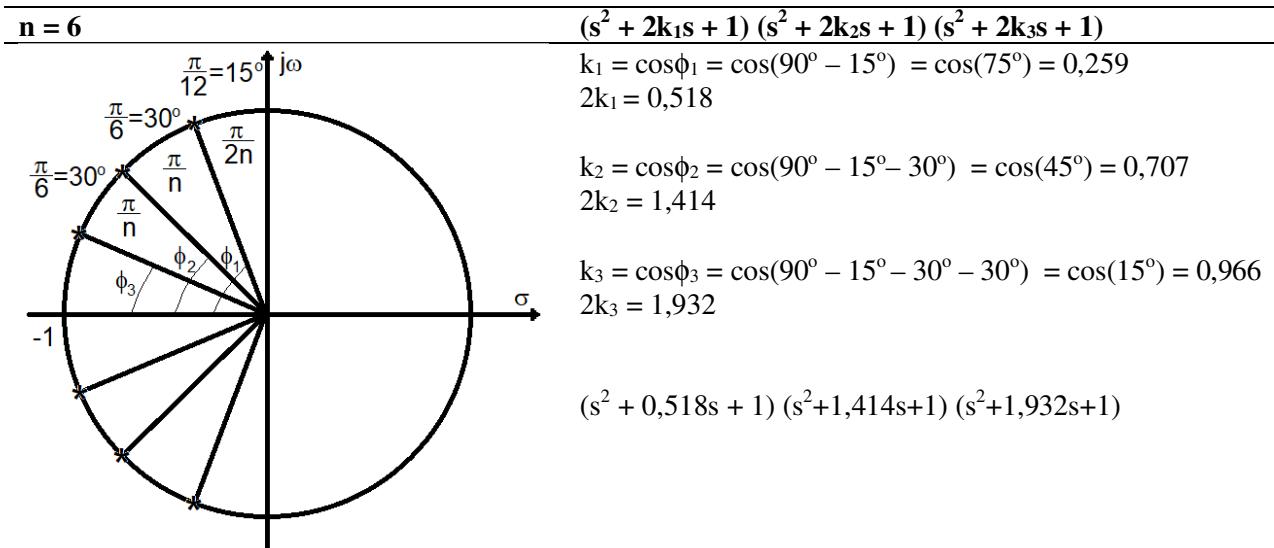
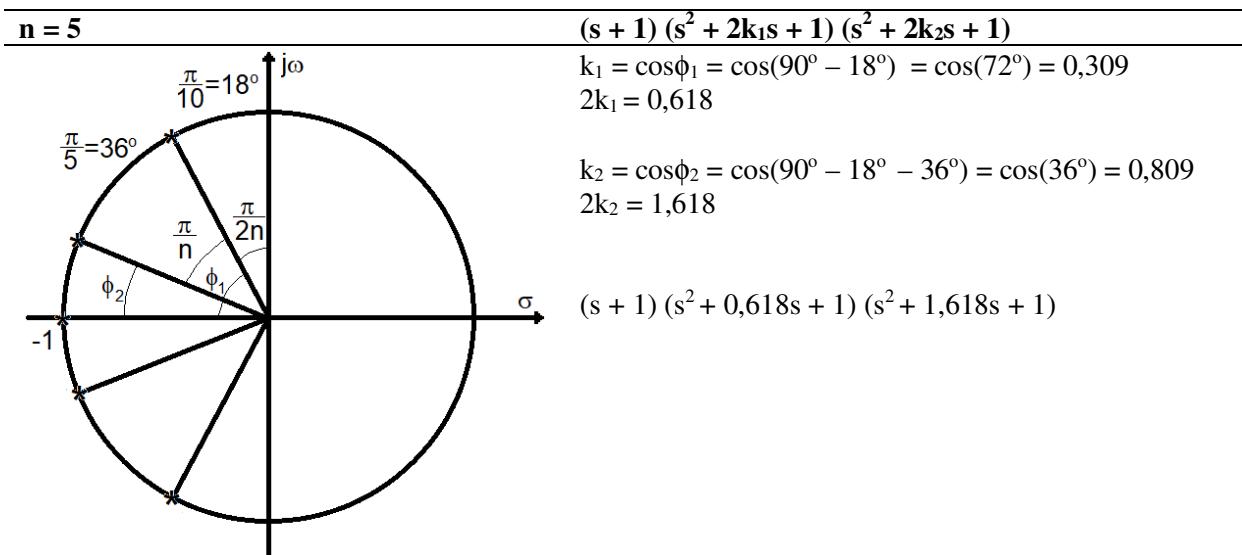
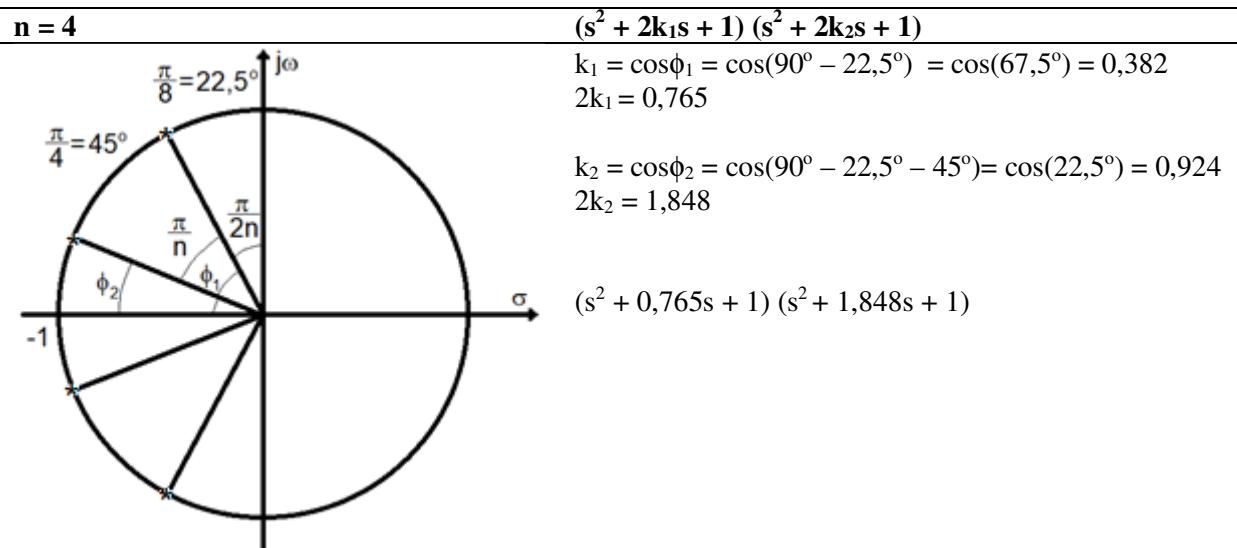


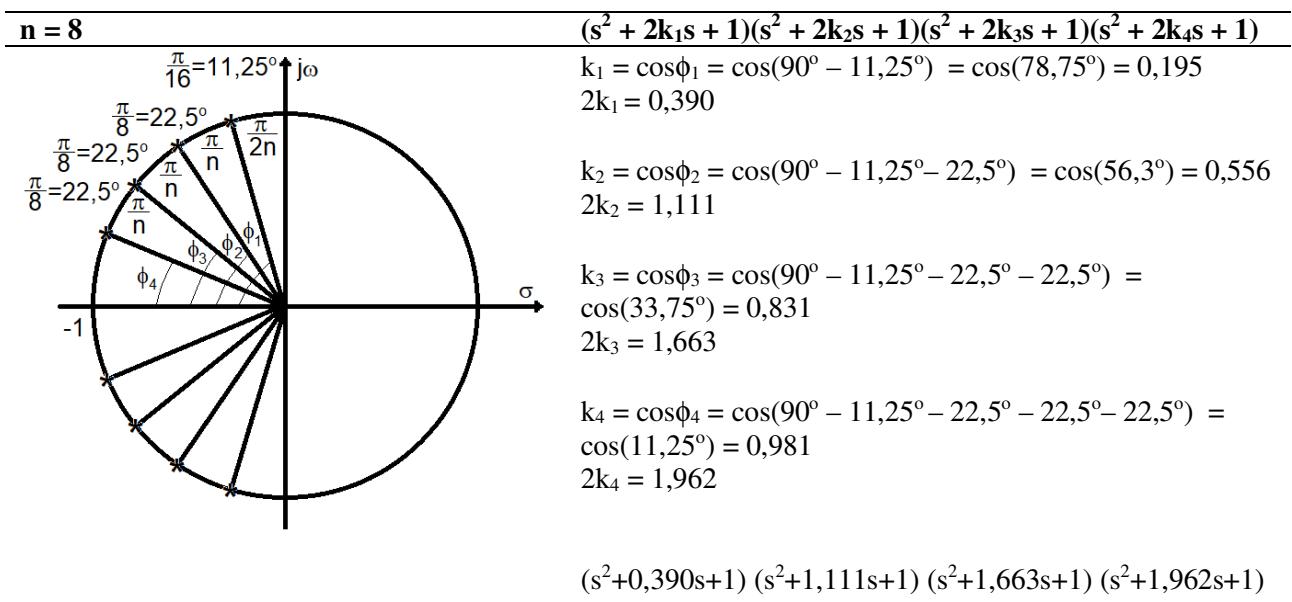
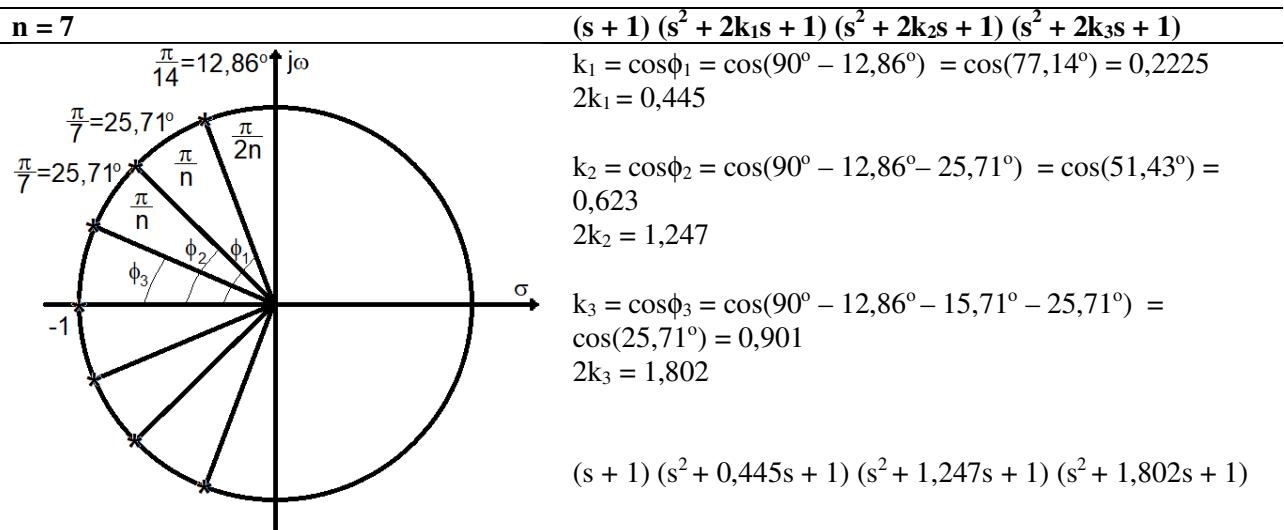
(b)

Círculo de Butterworth para: (a) n par e (b) n ímpar. Observa-se que para n ímpar um dos zeros está em “-1”.

Cálculo dos fatores do polinômio utilizando o círculo de raio unitário







*Filtros de 2^a ordem de Butterworth

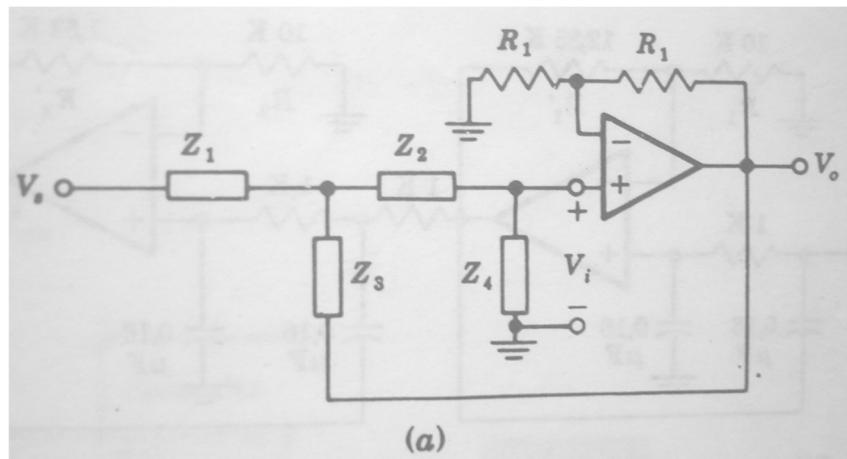
$$\frac{Av(s)}{Av_0} = \frac{1}{\left(\frac{s}{\omega_0}\right)^2 + 2k\left(\frac{s}{\omega_0}\right) + 1}$$

$\omega_0 = 2\pi f_0$ é a frequência de corte

*Filtros de 1^a ordem

$$\frac{Av(s)}{Av_0} = \frac{1}{\left(\frac{s}{\omega_0}\right) + 1}$$

*Implementação prática



(a) Protótipo de filtro ativo generalizado

Para ser um filtro Passa-baixa

- Z_1 e Z_2 = resistores
- Z_3 e Z_4 = capacitores

$$Av(s) = \frac{V_o}{Vs} = \frac{Av_0 Z_3 Z_4}{Z_3 (Z_1 + Z_2 + Z_4) + Z_1 Z_2 + Z_1 Z_4 (1 - Av_0)}$$

$$\text{Fazendo } Z_1 = Z_2 = R \quad \text{e} \quad Z_3 = Z_4 = C$$

$$Av(s) = A_{v0} \frac{\left(\frac{1}{RC}\right)^2}{s^2 + \left(\frac{3 - Av_0}{RC}\right)s + \left(\frac{1}{RC}\right)^2}$$

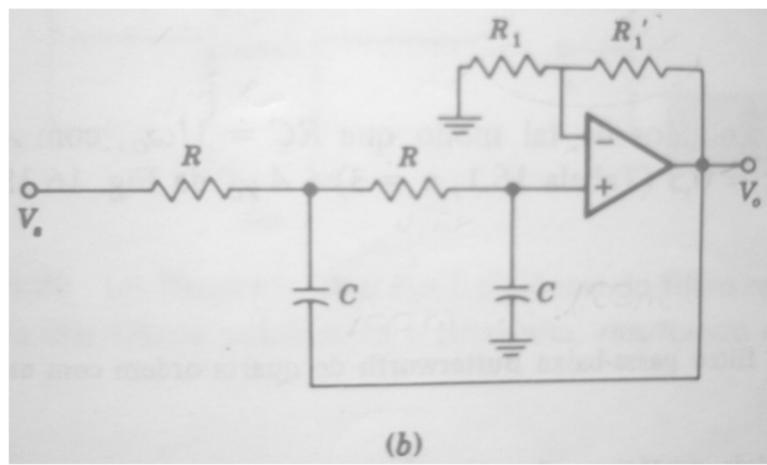
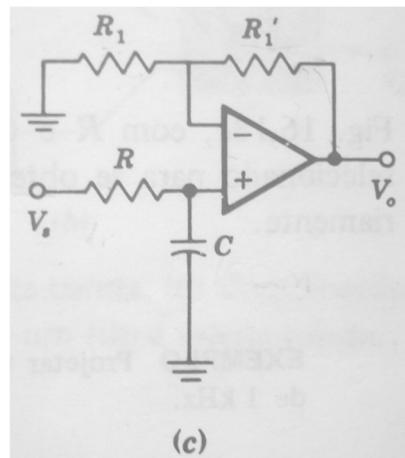
$$\omega_0 = \frac{1}{RC} \quad \rightarrow \quad f_0 = \frac{1}{2\pi RC}$$

$$A_{v0} = 3 - 2k$$

Onde $2k$ é o valor ligado a “s” no termo quadrático.

$$A_{v0} = \frac{R'_1}{R_1} + 1$$

Nas médias freqüências

(b) Seção passa-baixa de 2^a. Ordem.(c) Seção passa-baixa de 1^a. Ordem.

- O ganho da seção de 1^a. Ordem é arbitrário

- Pode-se cascatear filtros de 1^a e 2^a ordem de forma a obter as n ordens desejadas, observar que deve ser satisfeita a relação $A_{v0} = 3 - 2k$

Exemplo: Passa-baixa Butterworth de 4^a ordem com $f_0 = 1$ kHz

Solução: Temos que utilizar dois estágios de 2^a ordem que atendam o polinômio de 4^a ordem P/ n=4, temos o polinômio de Butterworth: $(s^2 + 0,765s + 1)(s^2 + 1,848s + 1)$

$$A_{v1} = 3 - 2k_1 = 3 - 0,765 = 2,235$$

$$A_{v2} = 3 - 2k_2 = 3 - 1,848 = 1,152$$

$$A_{v0} = \frac{R_1}{R_2} + 1$$

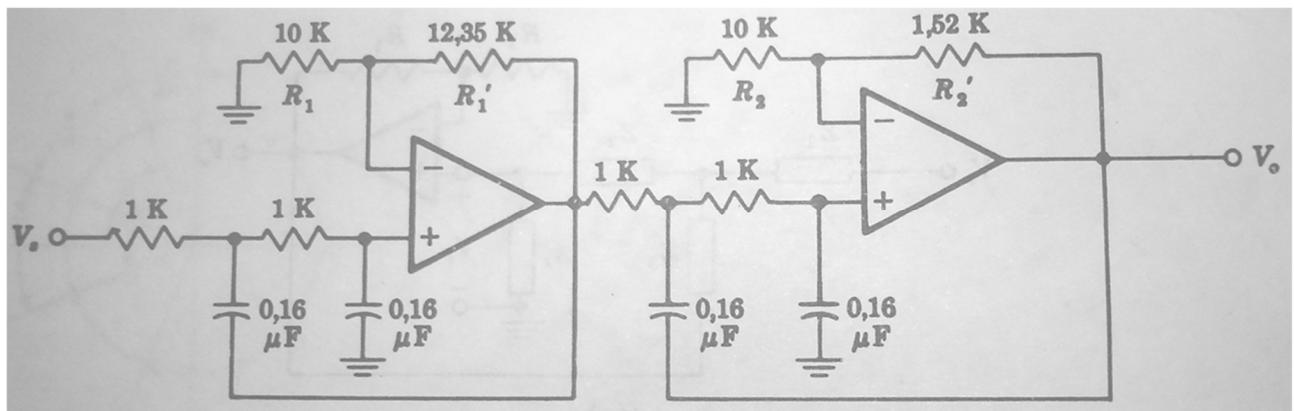
Se escolhermos arbitrariamente $R_2 = 10$ k, então:

$$A_{v1} = 2,235 \quad R_1 = 12,35 \text{ k}\Omega \quad R_2 = 10 \text{ k}\Omega$$

$$A_{v2} = 1,152 \quad R_1 = 1,520 \text{ k}\Omega \quad R_2 = 10 \text{ k}\Omega$$

$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC}$$

Fazendo $R = 1 \text{ k}\Omega$, $C = 0,16 \mu\text{F}$



*Filtro passa-baixa

$$\frac{S}{\omega_0} \Big|_{passa-baixa} \rightarrow \frac{\omega_0}{S} \Big|_{passa-alta}$$

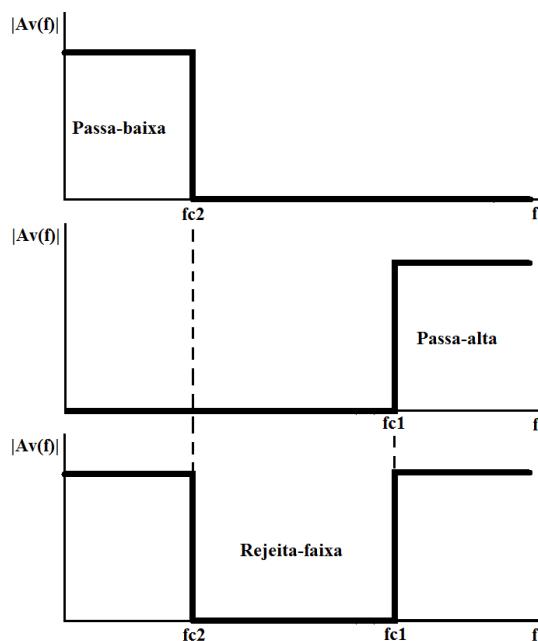
Assim, intercambiando-se os resistores R e os capacitores C, obtém-se o passa-alta de 2^a ordem e assim por diante.

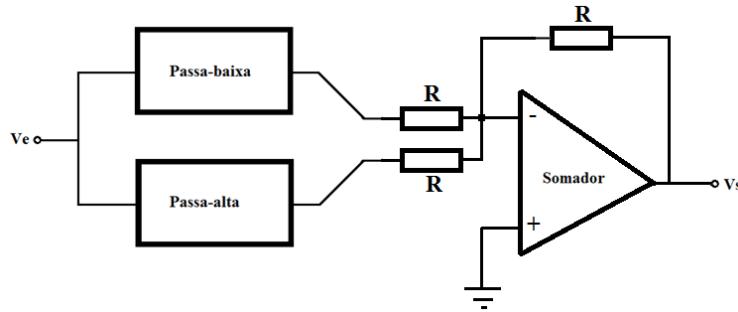
*Filtro passa-banda ou passa-faixa

Passa-baixa cascateverado com Passa-baixa

*Filtro e rejeita banda

Passa-baixa + Passa-alta

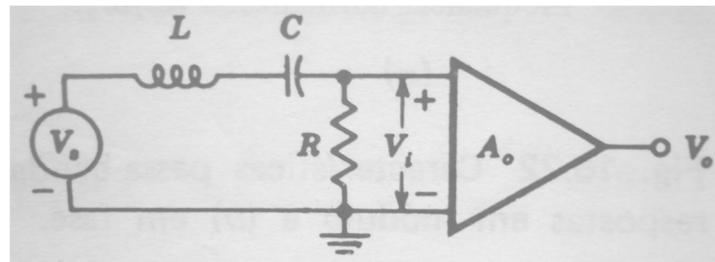




8.2 FILTROS RESSONANTES PASSA BANDA

Para montar um filtro ideal do tipo passa banda seria necessário um número infinito de seções Butterworth.

Uma forma simples de implementar é utilizar um circuito ressonante LC passivo. O filtro tem uma resposta que eleva o ganho na região da frequência \$f_0\$ e diminui acentuadamente dos lados.



$$A_0 = \frac{V_o}{V_i}$$

$$A_V(j\omega) = \frac{V_o}{V_s} = \frac{V_o V_i}{V_i V_s} = \frac{RA_o}{R + j\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)}$$

Na ressonância

$$\omega_0 L - \frac{1}{\omega_0 C} = 0$$

Portanto,

$$\omega_0^2 = \frac{1}{LC} \quad \rightarrow \quad \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad \rightarrow \quad f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

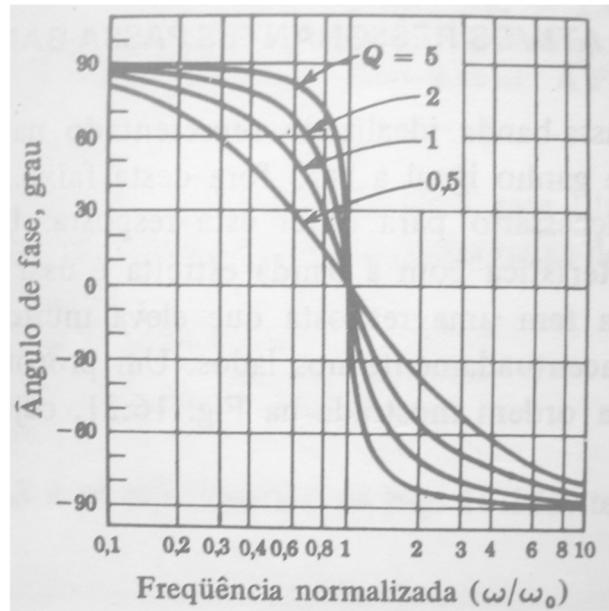
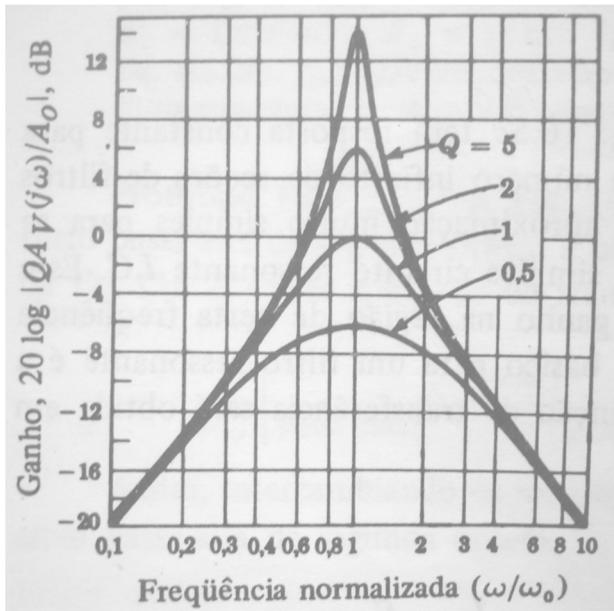
O fator de qualidade do circuito é definido por:

$$Q \equiv \frac{\omega_0 L}{R} = \frac{1}{\omega_0 C R} = \frac{1}{R} \sqrt{\frac{L}{C}}$$

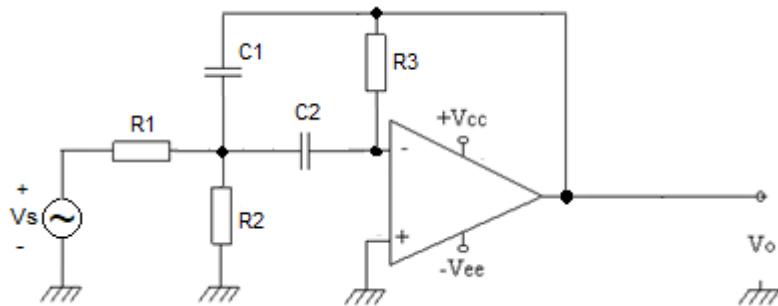
Onde, a banda passante é dada por:

$$\Delta\omega = \omega_2 - \omega_1 = \frac{\omega_0}{Q}$$

A resposta em frequência do circuito ressonante é apresentada na figura abaixo:



*Filtros ativo passa banda RC (equivalente ao RLC passivo anterior)



$$A_V(s) = \frac{V_o}{V_s} = \frac{\frac{s}{R_1 C_1}}{s^2 + \frac{C_1 + C_2}{R_3 C_1 C_2} s + \frac{1}{R' R_3 C_1 C_2}}$$

$$A_V(s) = \frac{\left(\frac{\omega_0}{Q}\right) A_0 s}{s^2 + \left(\frac{\omega_0}{Q}\right) s + \omega_0^2}$$

Onde:

$$R' = R_1 // R_2 = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \quad (1)$$

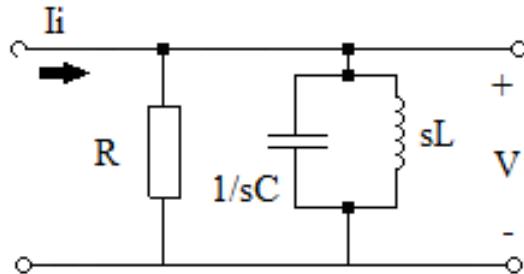
$$R_1 C_1 = \frac{L}{R A_0} = \frac{Q}{\omega_0 A_0}$$

$$R_3 \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} = \frac{L}{R} = \frac{Q}{\omega_0} \quad (2)$$

$$R' R_3 C_1 C_2 = L C = \frac{1}{\omega_0^2} \quad (3)$$

Visto que há apenas 3 equações e cinco parâmetros, dois deles (por ex. C_1 e C_2) podem ser escolhidos arbitrariamente.

*Ressonância paralela em um circuito RLC passivo (CAPITULO 17 – GRAY & SEARLEY)



$$I_i = \frac{V}{R} + VsC + \frac{V}{sL} = V \left(\frac{1}{R} + sC + \frac{1}{sL} \right)$$

$$\frac{V}{I_i} = \frac{1}{\frac{1}{R} + sC + \frac{1}{sL}} = \frac{1}{\frac{1}{R} + j(\omega_0 C - \frac{1}{\omega_0 L})}$$

Na ressonância a parte imaginária se anula

$$\omega_0 C - \frac{1}{\omega_0 L} = 0 \quad \rightarrow \quad \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad \rightarrow \quad f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

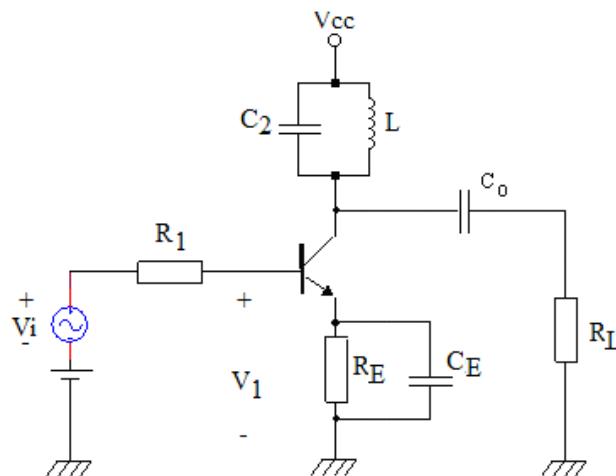
Portanto, na ressonância:

$$V = \frac{I_i}{\frac{1}{R}} = RI_i$$

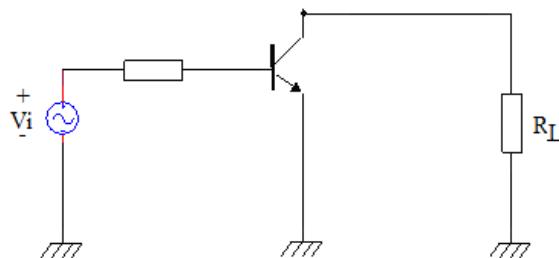
$$Q \equiv \frac{\omega_0}{\Delta\omega} = \omega_0 RC = \frac{R}{\omega_0 L} = \frac{\text{Frequência Central}}{\text{Largura de Banda}}$$

$$\Delta\omega = \omega_2 - \omega_1 = \frac{\omega_0}{Q} = \frac{1}{RC}$$

8.3 AMPLIFICADOR TRANSISTORIZADO COM CARGA RLC



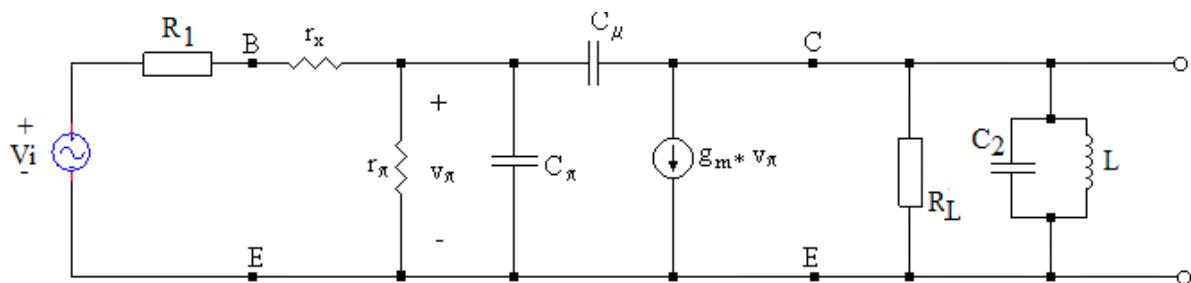
Na ressonância:



$$\text{Emissor Comum: } A_v = \frac{-h_{fe} r_L}{h_{ie}}$$

Não dá para desprezar as capacitâncias intrínsecas do elemento ativo quando o circuito opera em altas frequências (por exemplo na faixa de receptores de TV 10-100 MHz).

O circuito de altas fica:



Em frequências inferiores à de transição, a capacitância total em paralelo a L será:

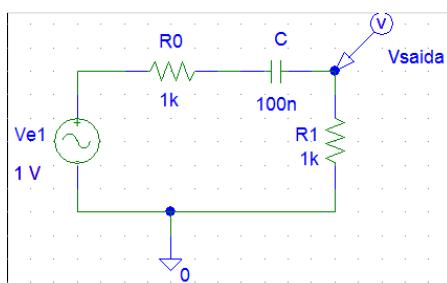
$$C_{Total} = C_2 + C_\mu \left[1 + \frac{g_m}{g_\pi + \frac{1}{(R_1 + r_x)}} \right]$$

O efeito dos parâmetros do transistor sobre ω_0 pode ser reduzido a um mínimo se for possível fazer C_2 duas ou três ordens de grandeza maior do que C_μ .

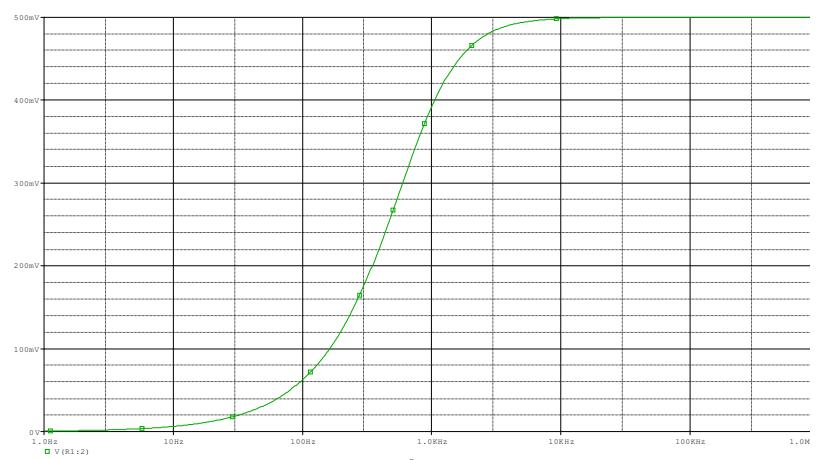
8.4 EXEMPLOS DE FILTROS PASSIVOS E ATIVOS DE PRIMEIRA ORDEM

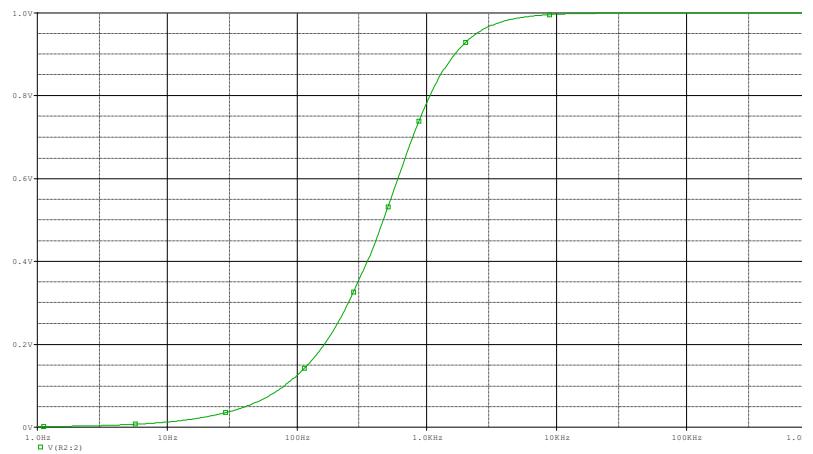
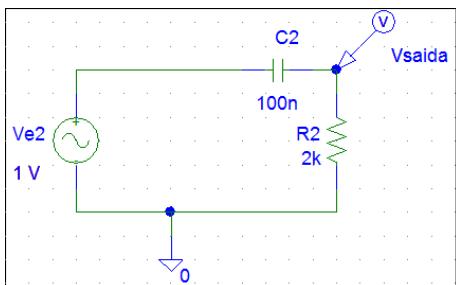
8.4.1 Filtro Passa-Alta

8.4.1.1 Passivos



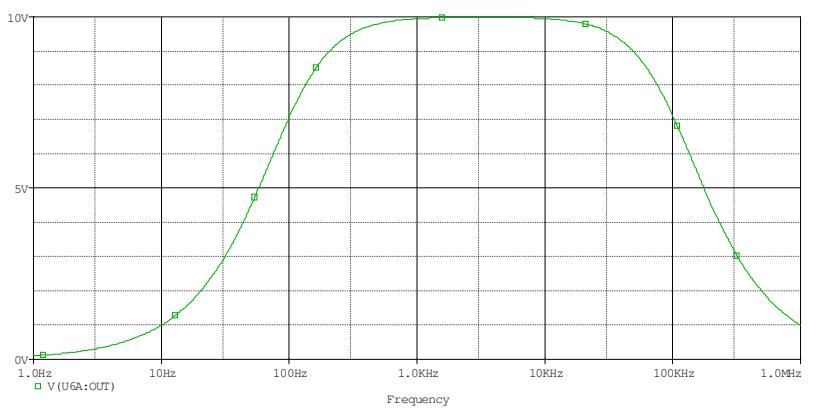
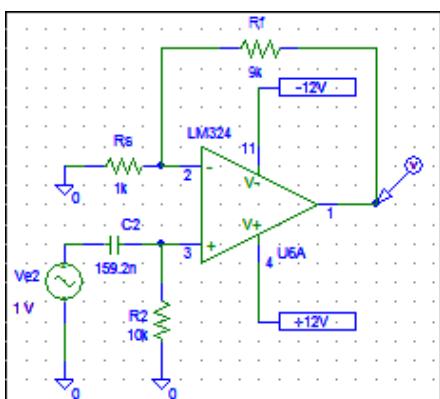
$$f_{c1} = \frac{1}{2 * \pi * (R0 + R1) * C} = 795,77 \text{ Hz}$$





$$fc1 = \frac{1}{2 * \pi * R2 * C2} = 795,77 \text{ Hz}$$

8.4.1.2 Ativo



Amplificador Não-Inversor de Tensão

$$Av = \frac{Rf}{Rs} + 1 = 10$$

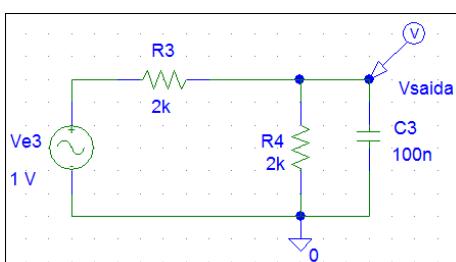
$$fc1 = \frac{1}{2 * \pi * R2 * C2} = 795,77 \text{ Hz}$$

$$fc2oper. = \frac{fT}{Ganho} = \frac{1\text{MHz}}{10} = 100\text{kHz}$$

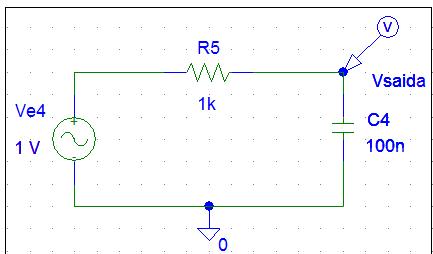
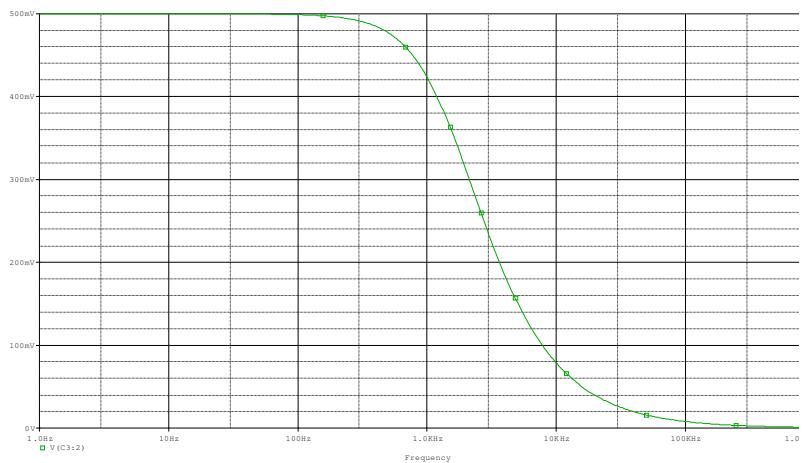
Observe que existe também uma frequência de corte superior para o circuito do filtro. Isto ocorre devido ao limite da frequência de corte superior do amplificador operacional ($fc2oper.$) que, no caso, é de 100 kHz em função do ganho (Av) e da frequência de transição (frequência para ganho unitário no operacional, f_T). Na prática, todos os circuitos reais apresentam uma frequência de corte superior, que depende das capacitâncias intrínsecas ou capacitâncias parasitas presentes em sua montagem.

8.4.2 Filtro Passa-Baixa

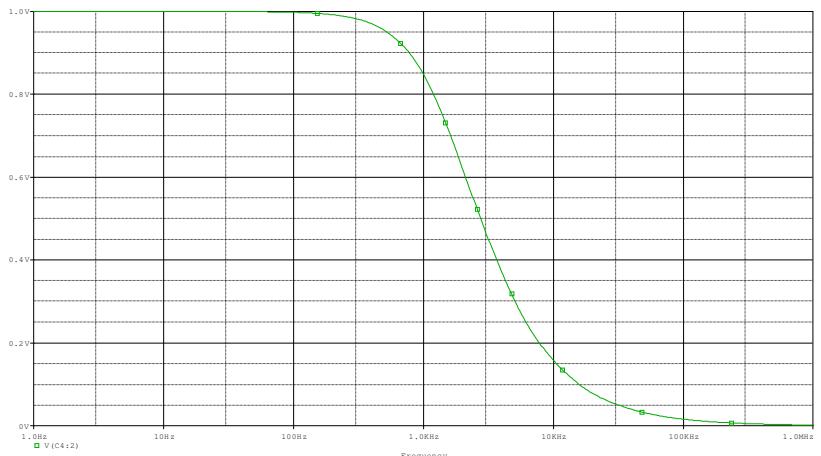
8.4.2.1 Passivos



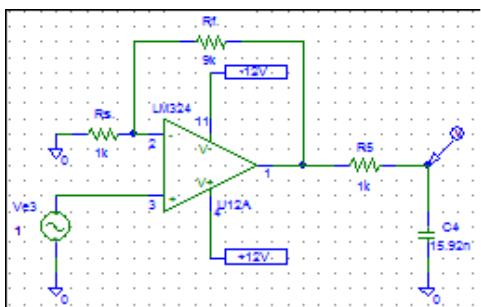
$$fc2 = \frac{1}{2 * \pi * (R3 // R4) * C3} \\ = 1591,55 \text{ Hz}$$



$$fc2 = \frac{1}{2 * \pi * R5 * C4} \\ = 1591,55 \text{ Hz}$$



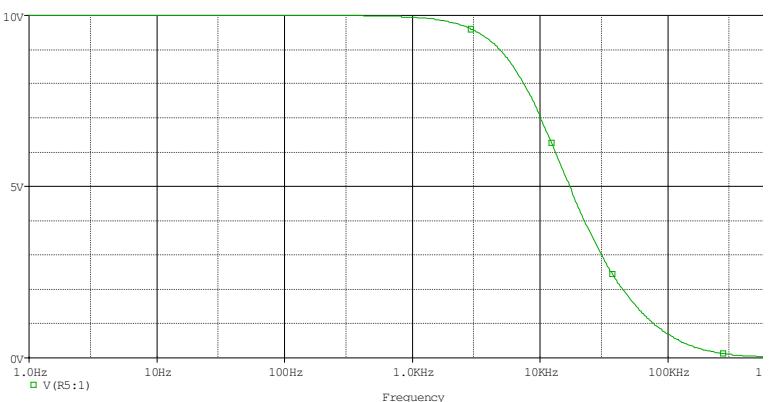
8.4.2.2 Ativos

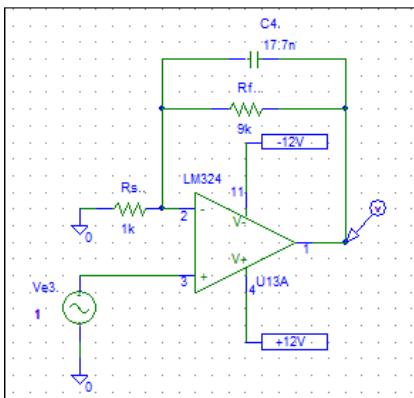


Amplificador Não-Inversor de Tensão

$$Av = \frac{Rf}{Rs} + 1 = 10$$

$$fc2 = \frac{1}{2 * \pi * R5 * C4} = 10 \text{ kHz}$$

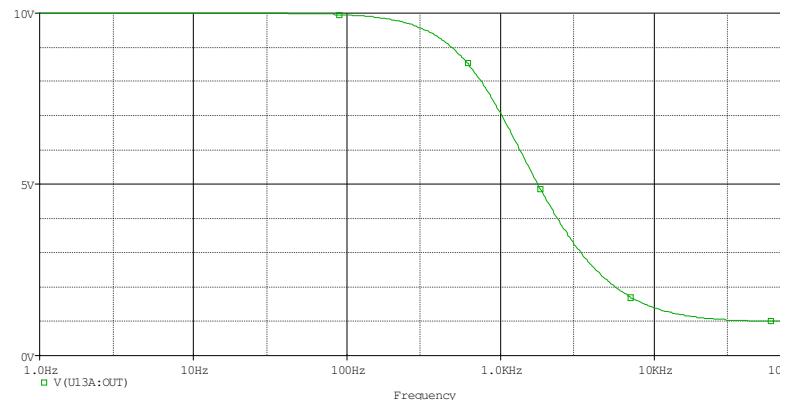




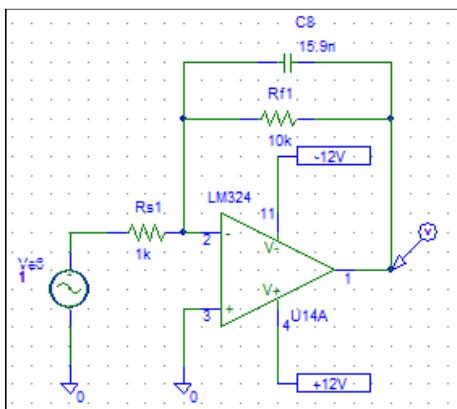
Amplificador Não-Inversor de Tensão

$$Av = \frac{Rf}{Rs} + 1 = 10$$

$$fc2 = \frac{1}{2 * \pi * Rf * C4} = 1 \text{ kHz}$$



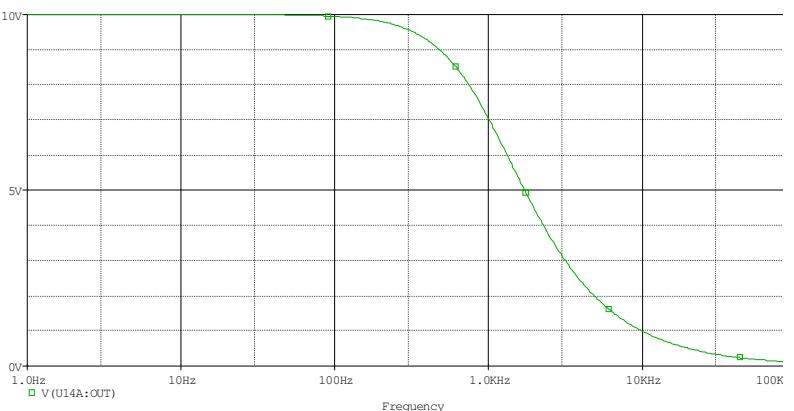
Observe que nas altas frequências (quando o capacitor C4 equivale a um curto-circuito, tornando $Rf//C4 = 0$), o ganho final do amplificador é unitário.



Amplificador Inversor de Tensão

$$Av = -\frac{Rf1}{Rs1} = -10$$

$$fc2 = \frac{1}{2 * \pi * Rf * C8} = 1 \text{ kHz}$$

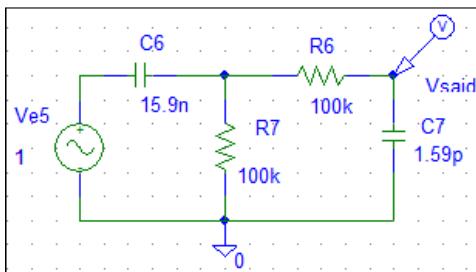


Observe que nas altas frequências (quando o capacitor C8 equivale a um curto-circuito, tornando $Rf1//C8 = 0$), o ganho final do amplificador é 0.

8.4.3 Filtro Passa-Faixa ou Passa-Banda

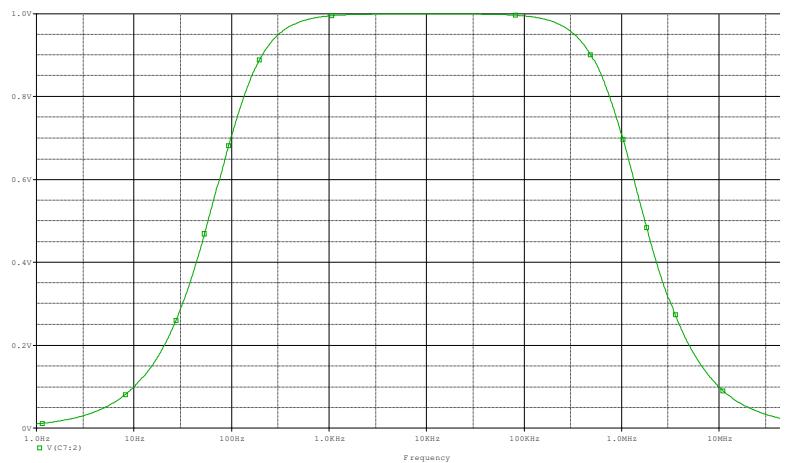
O Filtro passa-faixa é implementado associando-se um passa-alta em série com um passa-baixa.

8.4.3.1 Passivo

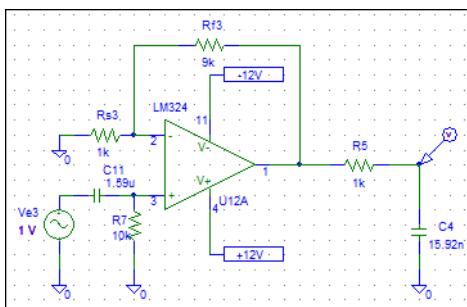


$$fc1 = \frac{1}{2 * \pi * R7 * C6} = 100 \text{ Hz}$$

$$fc2 = \frac{1}{2 * \pi * R6 * C7} = 1 \text{ MHz}$$



8.4.3.2 Ativo

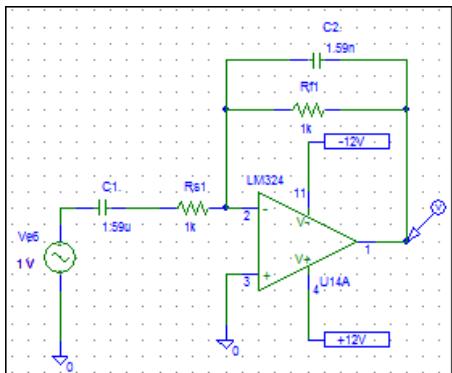
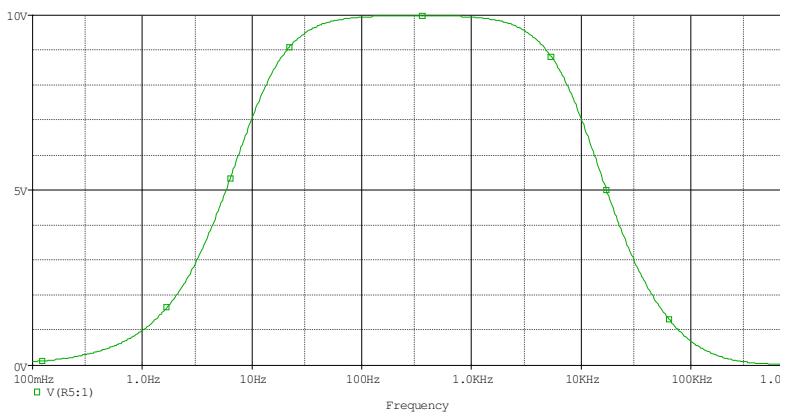


Amplificador Não-Inversor de Tensão

$$Av = \frac{Rf3}{Rs3} + 1 = 10$$

$$fc1 = \frac{1}{2 * \pi * R7 * C11} = 10 \text{ Hz}$$

$$fc2 = \frac{1}{2 * \pi * R5 * C4} = 10 \text{ kHz}$$

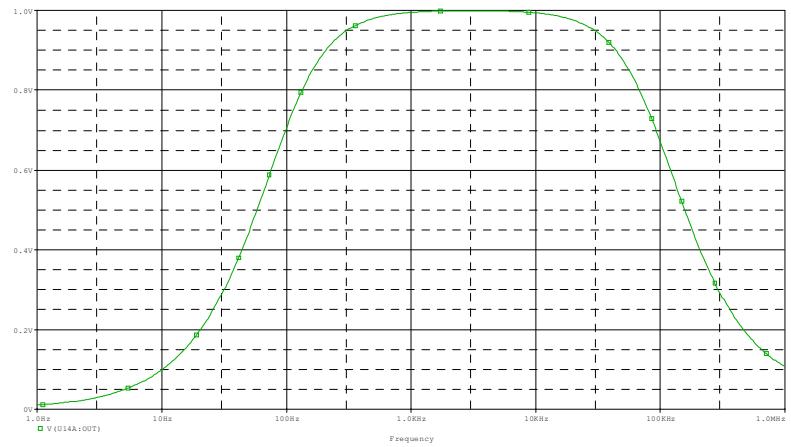


Amplificador Inversor de Tensão

$$Av = -\frac{Rf1}{Rs1} = -1$$

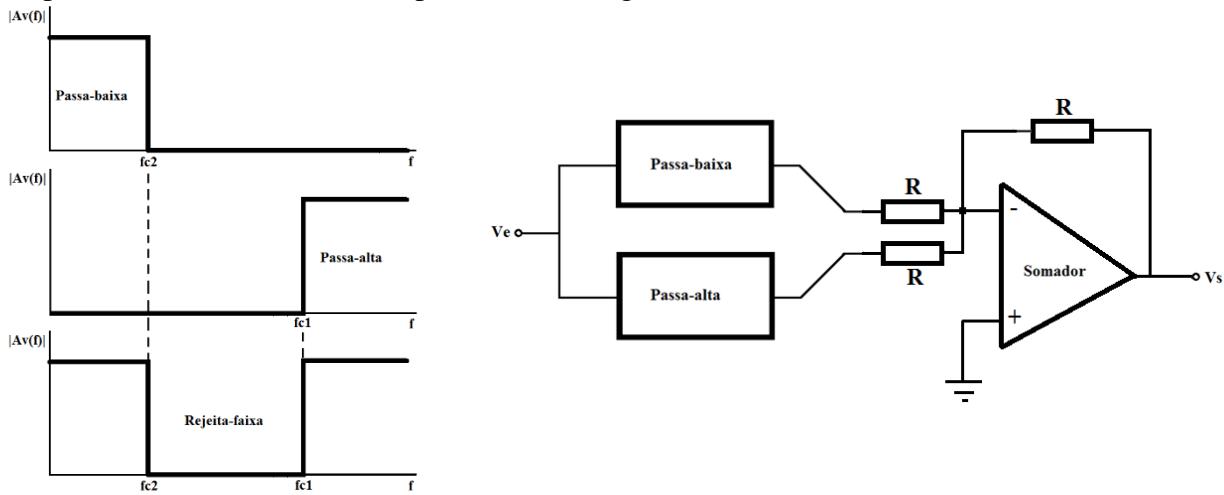
$$fc1 = \frac{1}{2 * \pi * Rs1 * C1} = 100 \text{ Hz}$$

$$fc2 = \frac{1}{2 * \pi * Rf1 * C2} = 100 \text{ kHz}$$

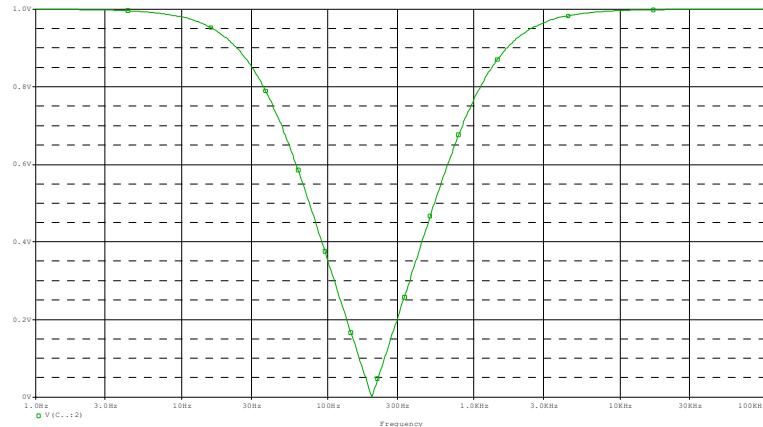
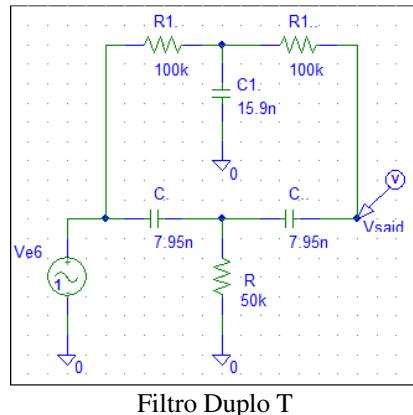


8.4.4 Filtro Rejeita-faixa

O filtro rejeita-faixa é implementado somando-se a resposta de um filtro passa-baixa com a de um passa-alta da forma como é apresentado na figura abaixo.



8.4.4.1 Passivo



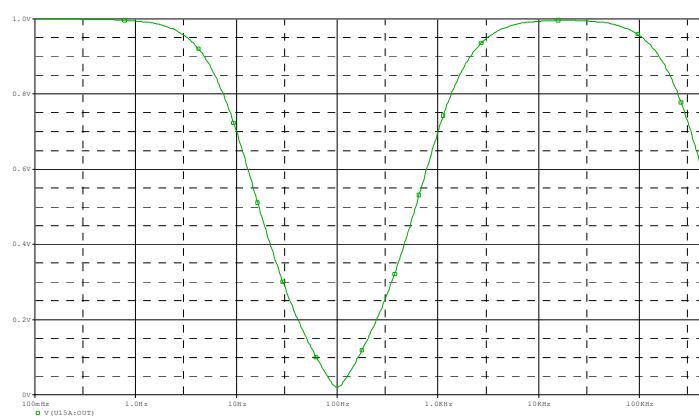
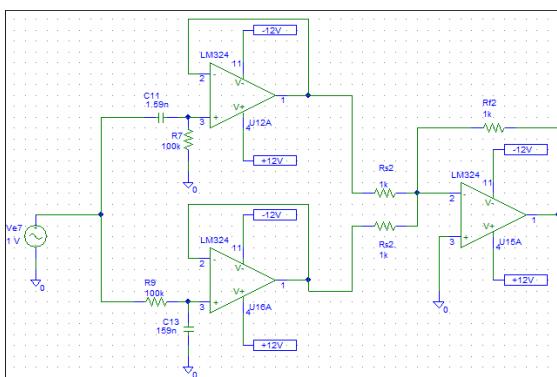
$$C = \frac{C_1}{2}$$

$$R = \frac{R_1}{2}$$

Frequência central rejeitada

$$f_c = \frac{1}{2 * \pi * R_1 * C} = \frac{1}{2 * \pi * R * C_1} = 200 \text{ Hz}$$

8.4.4.2 Ativo



Amplificadores Não-Inversores com ganho unitário ($Av = +1$) e somador com ganho unitário ($Av = -1$)

$$f_c1 = \frac{1}{2 * \pi * R7 * C11} = 1 \text{ kHz}$$

$$fc2 = \frac{1}{2 * \pi * R9 * C13} = 10 \text{ Hz} \quad Av1 = Av2 = 1 \quad Av3 = -\frac{Rf2}{Rs2} = -1$$

No caso acima, se for necessário que o sinal de saída não seja invertido, pode-se acrescentar na saída um outro amplificador operacional inversor de tensão com ganho unitário ou então montar os filtros utilizando-se amplificadores inversores de tensão. Observe que também há uma frequência de corte superior devido ao limite do amplificador operacional.

9 AMPLIFICADORES DE POTÊNCIA E SEUS ESTÁGIOS DE SAÍDA

9.1 INTRODUÇÃO

Sistema Amplificador

- * Consiste normalmente em vários estágios montados em cascata;
- * Entrada e estágios intermediários operam com pequenos sinais;
- Utilizam transistores ou dispositivos de baixa potência: até $\frac{1}{2}$ Watt.
- * Estágios de saída geralmente ficam acoplados a dispositivos que necessitam grande variação de corrente, tensão ou potência (Exemplos: Tubo de raios catódicos; alto-falante; servomotor; transdutores de ultrassom. etc.)
- Utilizam transistores ou dispositivos com potências maiores;
- Projetos exigem cuidados quanto a técnicas de estabilização da polaridade e dissipação térmica dos componentes.

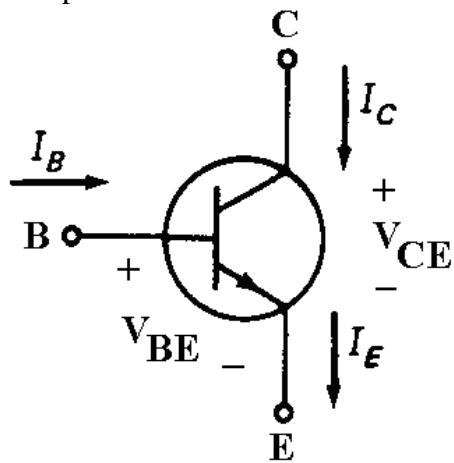
TÓPICOS A SEREM ABORDADOS

- Linha de carga CC e CA;
- *Compliance* CA de saída;
- Principais classes de funcionamento e outros tópicos relacionados aos amplificadores de potência.

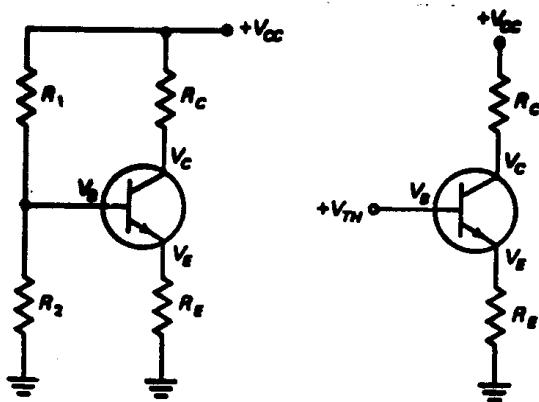
9.2 LINHAS DE CARGA CC/CA E COMPLIANCE CA DE AMPLIFICADORES

2.1. Amplificador com emissor aterrado (Emissor Comum)

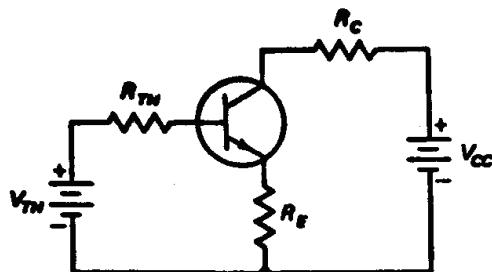
- * Polarização na região ativa utilizando divisor de tensão (Círculo de polarização universal)
- Para que o ponto Q fique localizado na região ativa (o transistor funciona como uma fonte de corrente controlada), o mesmo deve ser polarizado de forma que:
 - 1) A junção B-E fique diretamente polarizada;
 - 2) A junção B-C fique reversamente polarizada.



- Polarização por divisor de tensão (R_1 e R_2 formam um divisor de tensão para V_{CC})



- Calculando-se o equivalente de Thevenin



$$R_{TH} = R_1 // R_2 = \frac{R_1 * R_2}{R_1 + R_2}$$

$$V_{TH} = \frac{V_{CC}}{R_1 + R_2} * R_2$$

- Aplicando Kirchoff à malha de entrada

$$V_{TH} = I_B * R_{TH} \quad V_{BE} - R_E * I_E = 0$$

$$\text{Como } I_B \cong \frac{I_E}{\beta_{CC}}, \text{ pois } I_C \cong I_E$$

$$\beta_{CC} = \frac{I_C}{I_B} \text{ (geralmente alto p/ transistores de sinal)}$$

$$I_E = \frac{V_{TH} - V_{BE}}{R_E + \frac{R_{TH}}{\beta_{CC}}}$$

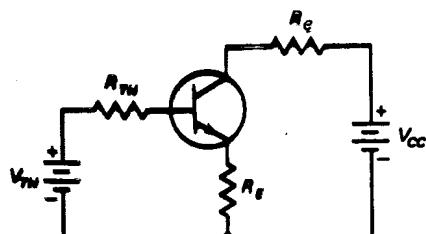
$$\text{Se } R_E = 100 * R_{TH} / \beta_{CC} \text{ (Divisor Estabilizado)} \rightarrow I_E \cong \frac{V_{TH} - V_{BE}}{R_E}$$

$$V_B = V_{TH}$$

$$V_E = V_{TH} - V_{BE} \rightarrow I_C = \frac{V_{CC} - V_{CE}}{R_C + R_E} \text{ Reta de carga CC}$$

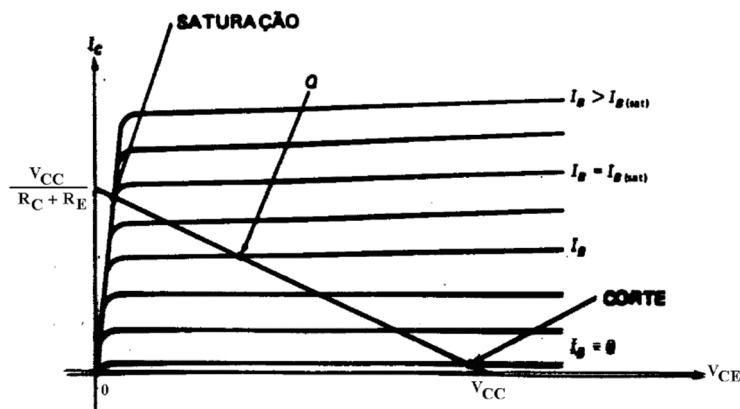
$$V_C = V_{CC} - R_C * I_C$$

- Reta de Carga CC



Círcuito equivalente para a polarização por divisor de tensão.

$$I_C = \frac{V_{CC} - V_{CE}}{R_C + R_E}$$



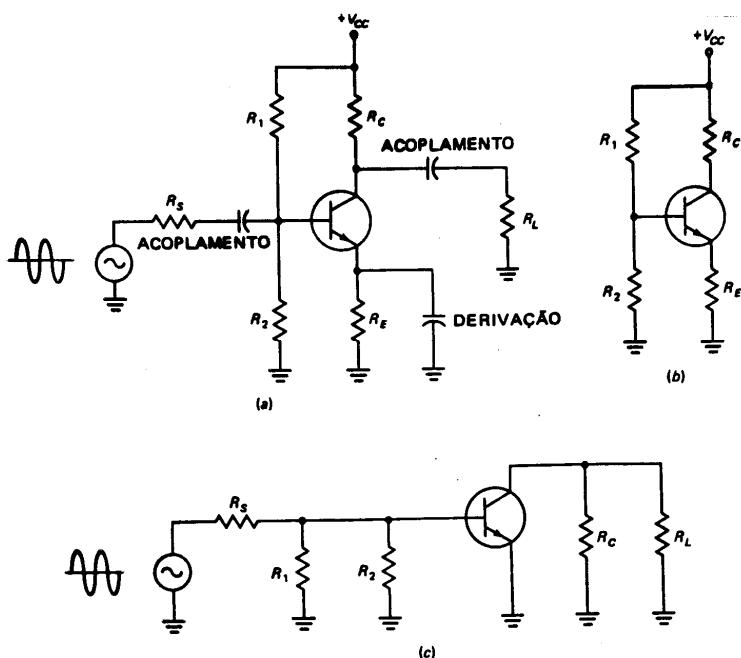
* Regras práticas para projeto do Circuito de Polarização:

$$V_E = 10\% \text{ de } V_{CC}$$

$$I_1 = 10\% \text{ de } I_C$$

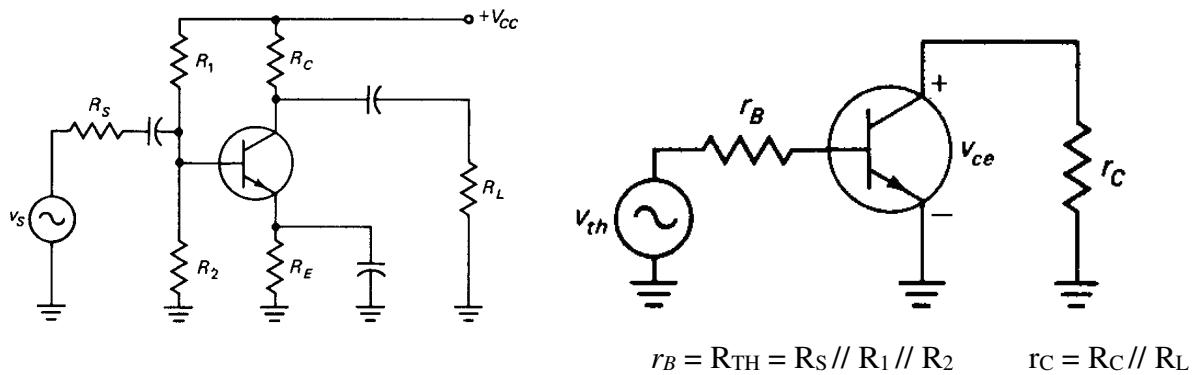
$$V_{CEQ} = V_{CC} / 2 \quad (\text{Ponto Q na metade da reta de Carga CC})$$

*Capacitores de Acoplamento e de Derivação adicionados aos Circuitos de Polarização (Amplificador Emissor Comum – EC):



- Polarização CC: Q (I_{CQ} , V_{CEQ}) estável centrado na reta de carga de CC;
- Sinal CA aplicado à entrada será somado às tensões CC;
- Capacitores acoplam tensões CA de entrada e de saída;
- V_E deve permanecer constante ou Q muda;
- Em CA, o capacitor de derivação acopla o emissor ao Terra (EC);

- LINHA DE CARGA CA DE UM AMPLIFICADOR EC

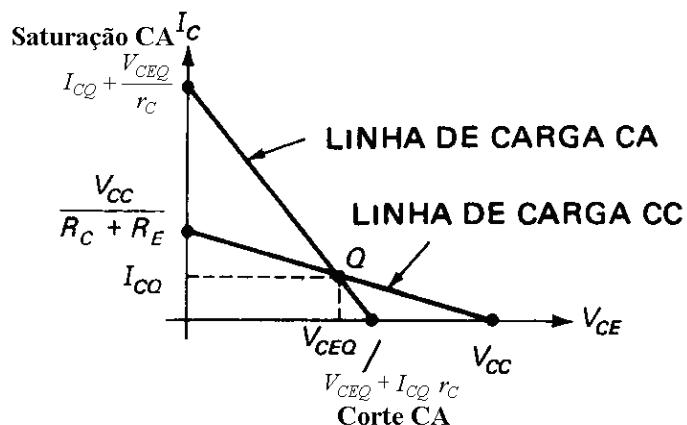


Analisando a malha de saída do circuito CA.

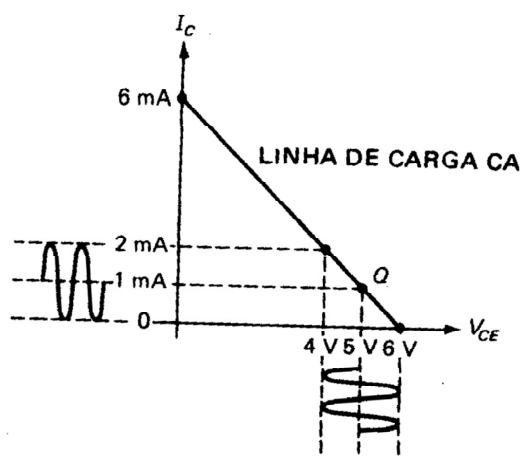
$$\begin{aligned} v_{ce} + i_c * r_C &= 0 \\ i_c &= -\frac{v_{ce}}{r_C} \\ i_c &= \Delta I_C = I_C - I_{CQ} \\ v_{ce} &= \Delta V_{CE} = V_{CE} - V_{CEQ} \end{aligned}$$

$$I_C = I_{CQ} + \frac{V_{CEQ}}{r_C} - \frac{V_{CE}}{r_C}$$

Reta de Carga CA



* **COMPLIANCE CA DE SAÍDA (PP)**



- É a tensão máxima de pico a pico não ceifada que um amplificador pode produzir:
- Como a tensão CA de corte é $V_{CEQ} + I_{CQ} \cdot r_C$, a máxima excursão positiva a partir do ponto Q é:

$$V_{CEQ} + I_{CQ} \cdot r_C - V_{CEQ} = I_{CQ} \cdot r_C$$

- Como a tensão CA de saturação é idealmente zero, a máxima excursão negativa a partir do ponto Q é:

$$0 - V_{CEQ} = -V_{CEQ}$$

- A *compliance* CA de saída de um amplificador EC é dada pelo menor destes dois valores:

$$\boxed{PP \approx 2 I_{CQ} \cdot r_C}$$

ou

$$\boxed{PP \approx 2 V_{CEQ}}$$

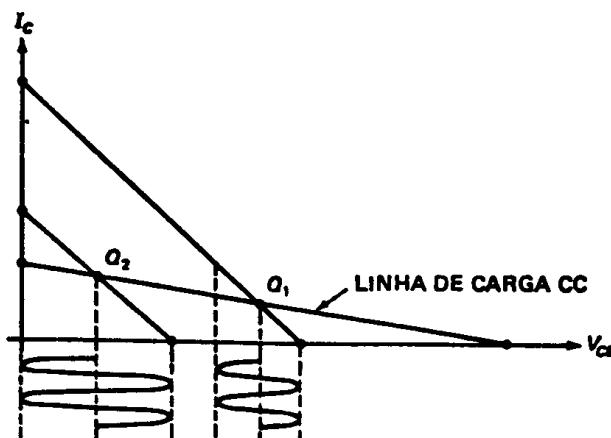
COMPLIANCE CA MÁXIMA DE SAÍDA

* Para aumentar a *compliance* CA de saída (PP), pode-se deslocar o ponto Q ao longo da reta de carga CC (colocando-o acima da metade)

* Obedecendo-se as relações para EC e CC, pode-se obter oscilações de tensões iguais nos dois sentidos.

$$I_{CQ} r_C = V_{CEQ} \quad (\text{estágio EC})$$

$$I_{CQ} r_E = V_{CEQ} \quad (\text{estágio CC})$$

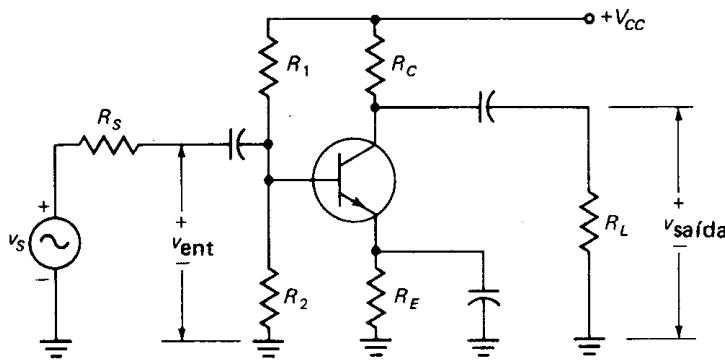


9.3 OPERAÇÃO CLASSE A

* O transistor funciona na região ativa em todos os instantes, ou seja, a corrente do coletor flui durante os 360° do ciclo CA;

* Utilizando como exemplo o circuito EC (poderia ser também: coletor comum, base comum, fonte-comum, porta-comum, dreno-comum ou qualquer outro circuito onde o elemento ativo conduza os 360° do ciclo CA), temos:

- Ganho de tensão com carga EC (A_v)



$$r_C = R_C // R_L$$

$$r'_e \cong \frac{25mV}{I_E} \cong \frac{h_{ie}}{h_{fe}}$$

$$A \cong -\frac{R_C}{r'_e} = -\frac{h_{fe} * R_C}{h_{ie}} \quad \text{Ganho de Tensão Com Carga}$$

$$A_v \cong -\frac{r_C}{r'_e} = -\frac{h_{fe} * r_C}{h_{ie}} \quad \text{Ganho de Tensão Com Carga}$$

* Ganho de Corrente do EC (A_i)

$$A_i = \frac{i_c}{i_b}$$

A_i depende da impedância de saída da fonte de corrente do coletor e da resistência de carga, mas na maioria dos circuitos pode ser aproximado por:

$$A_i \cong \beta_{ca} = h_{fe}$$

O valor exato de A_i pode ser determinado através do modelo H do transistor que está sendo utilizado no circuito. Estes dados são geralmente fornecidos pelo fabricante na forma de gráficos.

* Ganho de potência (A_p)

$$P_{ent} = V_{ent} * i_b$$

$$P_{saída} = V_{saída} * i_c$$

$$A_p = \frac{P_{saída}}{P_{ent}} = -\frac{V_{saída} * i_c}{V_{ent} * i_b}$$

$$A_p = A_v * A_i$$

* Potência de carga

$$P_L = \frac{V_L^2}{R_L}$$

P_L = Potência CA na carga

V_L = Tensão rms na carga = 0,707 V_p = 0,707 V_{pp} / 2

R_L = Resistência da carga

V_{pp} = tensão pico a pico

$$P_L = \frac{V_{pp}^2}{8R_L}$$

* Dissipação de Potência no Transistor

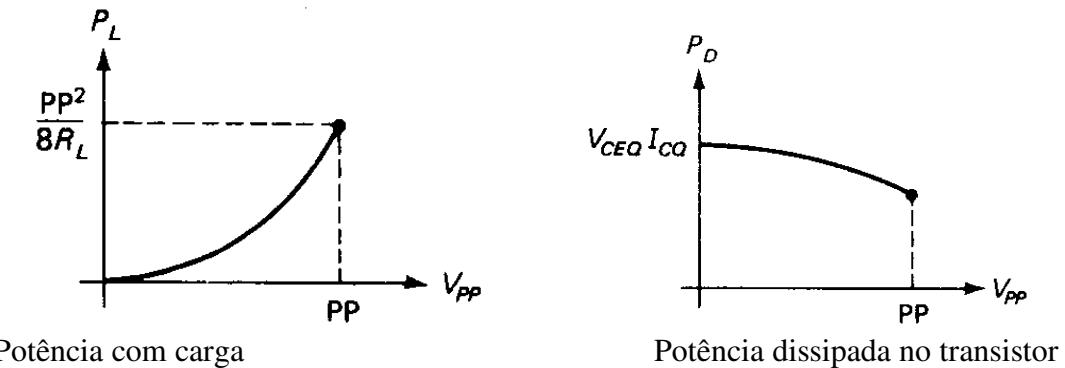
$$P_{DQ} = V_{CEQ} * I_{CQ}$$

onde:

P_{DQ} = dissipação de potência quiescente

V_{CEQ} = tensão quiescente coletor – emissor

I_{CQ} = corrente quiescente do coletor



* Corrente de Alimentação

$$I_1 = V_{CC} / (R_1 + R_2) = \text{Corrente no divisor}$$

$I_2 = I_{CQ}$ = Corrente no coletor

$$I_F = I_1 + I_2$$

Corrente total fornecida pela fonte

$$P_F = V_{CC} \cdot I_F$$

Potência CC fornecida pela fonte

* Rendimento do Estágio

$$\eta = \frac{P_{L(max)}}{P_F} * 100\%$$

η = rendimento do estágio

$P_{L(max)}$ = potência máxima de carga CA

P_F = potência de CC de entrada

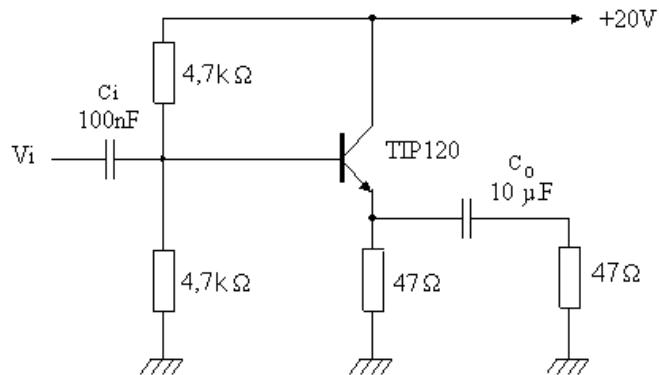
* Para a Operação Classe A

$\eta_{\max} = 25\%$ para acoplamento RC

$\eta_{\max} = 50\%$ para acoplamento com Trafo.

Exemplo: Análise de um Amplificador Classe A Projeto 5

- Configuração Coletor-comum (CC)



- Dados para as retas de carga CC e CA:

$$I_{c(\max)} = I_{CQ} + V_{CEQ}/(R_E//R_L)$$

$$V_{ce(max)} = V_{CEQ} + I_{CQ} * (R_E // R_L)$$

Reta de Carga CA

$$I_{C(\max)} = V_{CC}/R_E$$

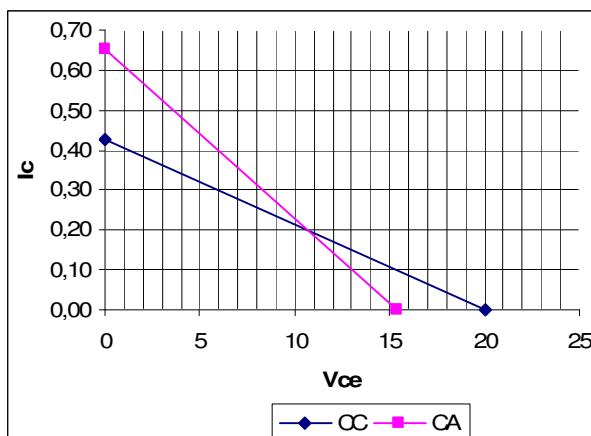
$$V_{CE(max)} = V_{CC}$$

Reta de Carga CC

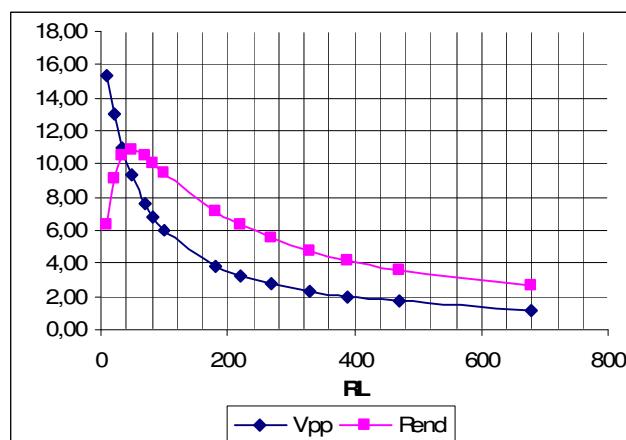
- Cálculo do rendimento para diferentes valores de carga (R_L)

V_{CC}	R_L	V_{CEQ}	R_E	R_E//R_L	I_{CQ}	v_{ce}	V_{pp}	P_{CC}	P_{CA}	η (%)
20	2	10,7	47	1,92	4,65	19,62	17,84	49,76	0,85	1,70
20	5	10,7	47	4,52	1,86	19,11	16,81	19,90	0,75	3,78
20	10	10,7	47	8,25	0,93	18,37	15,34	9,95	0,63	6,29
20	20	10,7	47	14,03	0,47	17,22	13,05	4,98	0,45	9,10
20	33	10,7	47	19,39	0,28	16,16	10,93	3,02	0,32	10,53
20	47	10,7	47	23,50	0,20	15,35	9,30	2,12	0,23	10,87
20	68	10,7	47	27,79	0,14	14,50	7,60	1,46	0,15	10,51
20	82	10,7	47	29,88	0,11	14,09	6,78	1,21	0,12	10,07
20	100	10,7	47	31,97	0,09	13,67	5,95	1,00	0,09	9,46
20	180	10,7	47	37,27	0,05	12,63	3,85	0,55	0,04	7,14
20	220	10,7	47	38,73	0,04	12,34	3,27	0,45	0,03	6,31
20	270	10,7	47	40,03	0,03	12,08	2,76	0,37	0,02	5,49
20	330	10,7	47	41,14	0,03	11,86	2,32	0,30	0,01	4,74
20	390	10,7	47	41,95	0,02	11,70	2,00	0,26	0,01	4,17
20	470	10,7	47	42,73	0,02	11,55	1,69	0,21	0,01	3,59
20	680	10,7	47	43,96	0,01	11,30	1,20	0,15	0,00	2,63

- Retas de carga CC e CA para o amplificador coletor-comum do exemplo



- Curvas de rendimento e de amplitude CA do sinal de saída do amplificador CC do exemplo, variando-se a carga R_L



9.4 OPERAÇÃO CLASSE B

* A operação em classe A é a forma mais comum porque leva a circuitos de polarização mais simples, mas o consumo é mais alto e o rendimento muito baixo (Problemas quando os circuitos são alimentados à bateria).

* Na operação CLASSE B, a corrente do coletor flui durante somente 180° do ciclo CA. O ponto Q situa-se aproximadamente no corte para as duas linhas de carga CC e CA.

- Vantagens

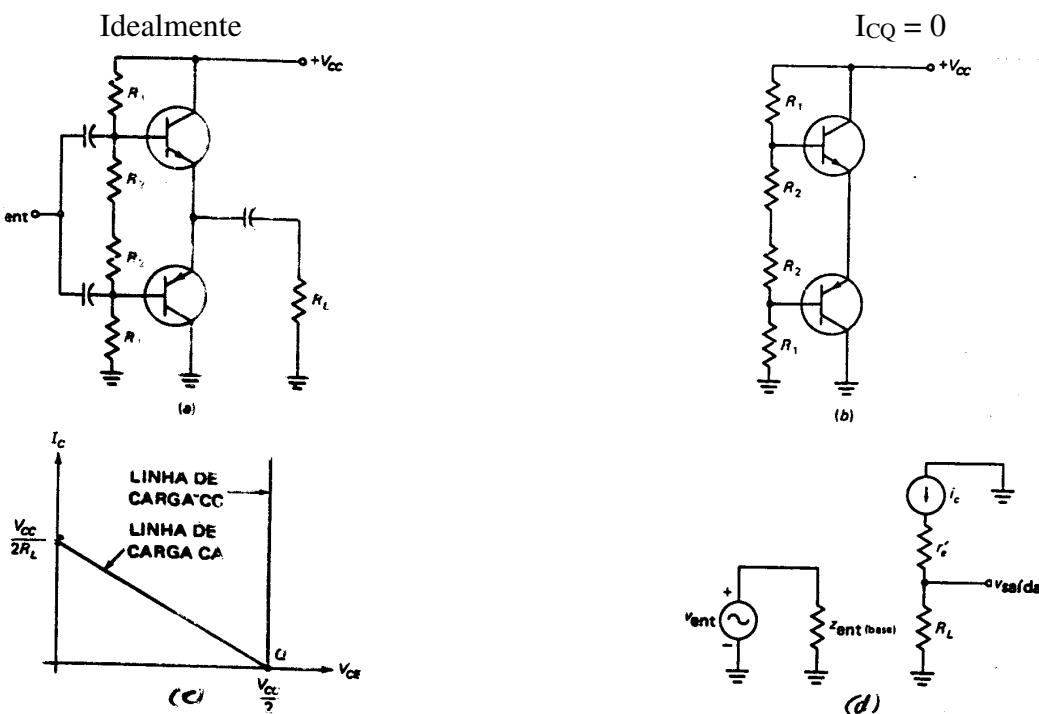
- Menor dissipação de potência;
- Redução da corrente de alimentação;
- Aumento de rendimento.

- Desvantagens

- Circuitos de polarização mais complexos e menos estáveis;
- Sinal de saída distorcido.

* Circuito “Push-pull”

- Para evitar a distorção utilizam-se dois transistores complementares (npn e pnp) num arranjo “Push-Pull”;
- Cada transistor conduz um semiciclo (consegue-se baixa distorção, grande potência de carga e alto rendimento);
- Circuito de polarização deve ser projetado de forma a colocar o ponto Q no corte (cada diodo do emissor deve ser polarizado entre 0,6V e 0,7V).



$$Z_{ent(base)} = \beta (R_L + r'_e) = h_{ie} + (1 + h_{fe})R_L \quad (\text{Alta})$$

$$Z_{ent} = R_1 // R_2 // Z_{ent(base)} \approx R_1 // R_2$$

$$Z_{saída} = r'_e + (R_1//R_2) / \beta = (h_{ie} + R_F // R_1 // R_2) / (1 + h_{fe})$$

(Baixa)

Pela simetria do circuito, metade da tensão de alimentação cai através de cada transistor, isto é:

$$V_{CEQ} = V_{CC} / 2$$

LINHA DE CARGA CA

- Para o seguidor do emissor

$$I_{C(sat)} = I_{CQ} + V_{CEQ} / 2$$

$$V_{CE(corte)} = V_{CEQ} + I_{CQ} * r_E$$

Para o seguidor do emissor classe B

$$I_{CQ} = 0$$

$$V_{CEQ} = V_{CC} / 2$$

$$r_E = R_L$$

$$I_{C(sat)} = V_{CC} / 2 R_L$$

$$V_{CE(corte)} = V_{CC} / 2$$

$$A_V = R_L / (R_L + r'_e) = (1 + h_{fe})R_L / [h_{ie} + (1 + h_{fe})R_L] \approx 1$$

$$A_P = A_V * A_i$$

$$PP \approx V_{CC}$$

* Dificuldades no projeto:

- Projetar ponto Q estável na região de corte;
- Qualquer diminuição significativa em V_{BE} com temperatura pode deslocar o ponto Q em direção à linha de carga CC com correntes muito altas.

* Funcionamento total

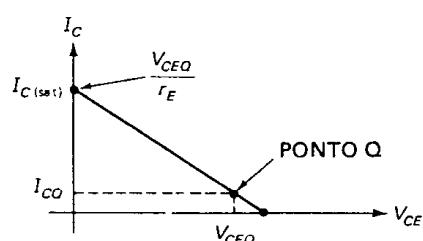
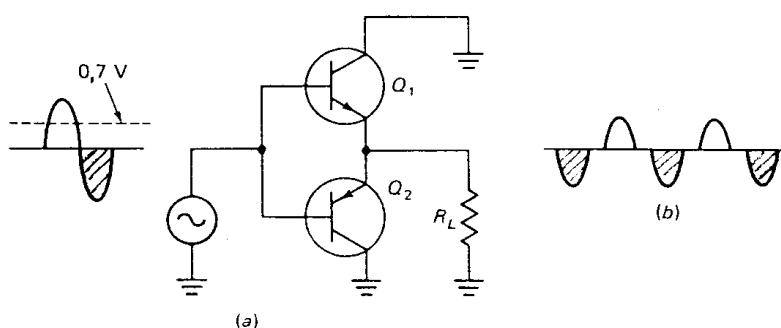
* Semiciclo Positivo de V_{ent} : o transistor npn conduz e o pnp está no corte. Funciona como um seguidor do emissor, com alta impedância de entrada e baixa impedância de saída.

* Semiciclo Negativo de V_{ent} : a condução dá-se de maneira oposta.

* Distorção de Cruzamento (“Crossover”)

- Se não for aplicada polarização aos diodos emissores, a tensão CA que chega tem que aumentar até aproximadamente 0,7 V em cada semiciclo para polarizar os diodos diretamente, provocando uma distorção de cruzamento;
- Para eliminá-la, é necessário aplicar uma pequena polarização direta para cada um dos diodos;
- Coloca-se o ponto Q um pouco acima do corte

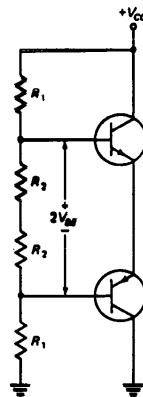
- O circuito passa a operar como CLASSE AB (A corrente de coletor flui em cada transistor mais de 180°, mas menos de 360°).



* Polarização do Amplificador Classe B

- V_{BE} diminui à medida que a temperatura aumenta, portanto I_C aumenta já que a polarização não sofre o mesmo efeito.
- Quando a temperatura aumenta, I_C aumente e isto aumenta ainda mais a temperatura (Provocando escape térmico).

*Divisor de Tensão



* Potência na Carga

$$P_L = \frac{V_{pp}^2}{8R_L}$$

$$P_{L(max)} = \frac{PP^2}{8R_L} = \frac{V_{CEQ}^2}{2R_L}$$

* Dissipação de Potência no Transistor

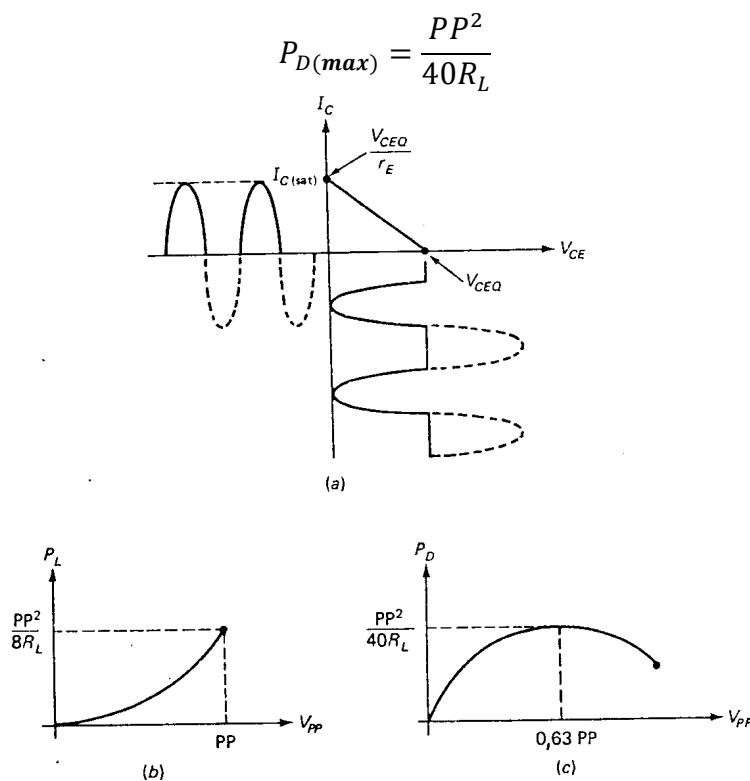


Figura: (a) Corrente e tensão classe B; (b) Potência da carga; (c) Dissipação de potência no transistor.

* Corrente de Alimentação

$$I_F = I_1 + I_2$$

I_1 = Corrente no divisor

I_2 = Corrente no coletor

Quando não há sinal de entrada: $I_2 = I_{CQ}$

Quando há sinal de entrada: $I_{C(sat)} = V_{CEQ} / R_L$

$$I_2 = 0,318 * I_{C(sat)} = 0,318 V_{CEQ} / R_L$$

valor médio ou CC de um sinal de meia onda

Potência CC fornecida ao circuito

$$P_F = V_{CC} * I_F$$

* Rendimento

$$\eta = \frac{P_{L(max)}}{P_F} * 100\%$$

η (máx) = 78,5%

para operação classe B

η (máx) = 25%

para operação classe A (acoplamento RC)

η (máx) = 50%

para operação classe A (acoplamento Trafo)

* Acionador de Classe B

* No circuito do seguidor emissor push-pull classe B inicial, o acoplamento CA era feito por capacitores.

* Uma forma mais simples

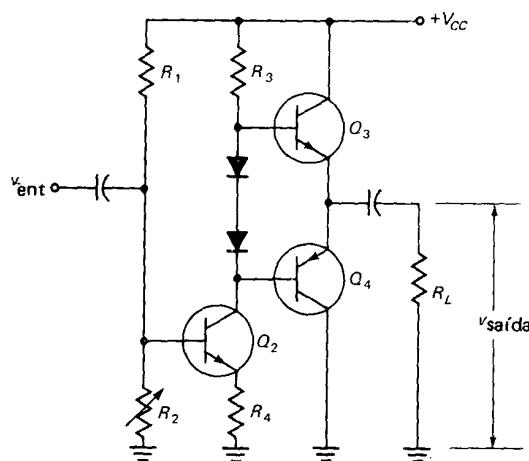
- Utilizar um acionador EC com acoplamento direto
- O transistor Q_2 funciona como uma fonte de corrente
- Ajustando-se R_2 , pode-se controlar a corrente CC do emissor através de R_4 e devido aos espelhos de corrente, nos coletores de Q_3 e Q_4 circula a mesma corrente quiescente, polarizando diretamente as junções BE dos transistores.

* Ganho de Tensão sem carga

$$A \cong -\frac{R_3}{R_4}$$

* Ganho de Tensão com carga

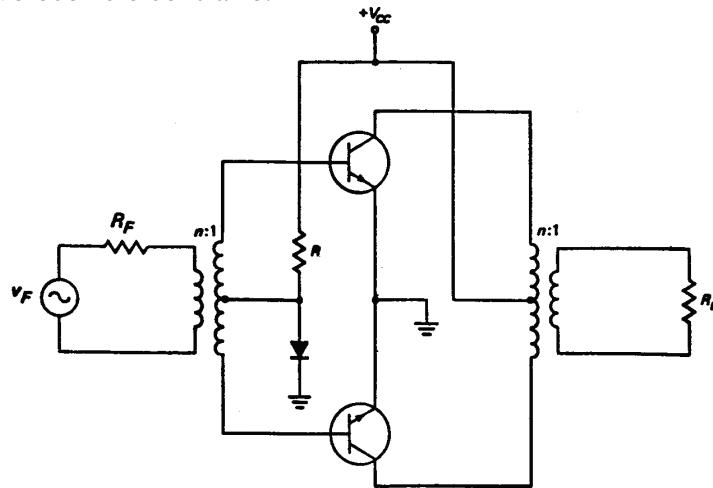
- Como a impedância de entrada $Z_{ent(base)}$ Classe B é alta, o ganho de tensão com carga é praticamente igual ao ganho sem carga.



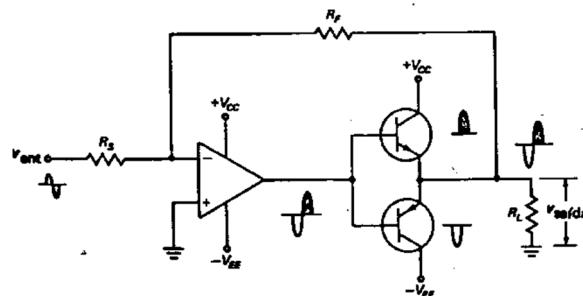
* Amplificador EC acionado por Transformador

- Utilizado em algumas aplicações (Ex: áudio) apesar de já estarem obsoletos em função dos transistores complementares;

- Os dois diodos são npn;
- Um único diodo é utilizado para polarizar os transdutores ligeiramente acima de corte;
- É necessário que a curva do diodo seja compatível com as curvas V_{BE} dos transistores para que I_{CQ} não varie demais com a temperatura;
- Sinal CA é acoplado pelo Trafo às bases com amplitudes iguais e fases opostas;
- No semiciclo positivo, o transistor de cima conduz através do enrolamento superior do Trafo de saída;
- No semiciclo negativo ocorre o contrário.



* **Acionamento de um seguidor do emissor push pull classe B utilizando amplificador operacional**



- Ganho de tensão de malha fechada

$$A_{CL} = -R_F / R_S$$

- Impedância de saída

$$Z_{(saída)} = r_{saída} / (1 + A\beta)$$

$$\beta = R_S / (R_F + R_S)$$

$$A = \text{ganho em malha aberta}$$

- Não há necessidade de fornecer a polarização para eliminar a distorção por cruzamento (*crossover*), pois a realimentação negativa reduz esta de um fator de $1 + AB$.

9.5 OPERAÇÃO CLASSE C

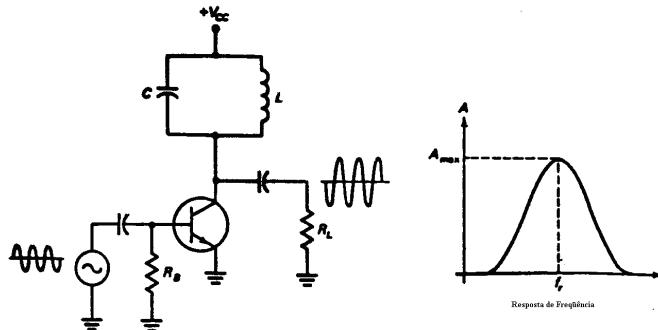
- * Corrente de coletor flui durante menos de 180° do ciclo CA, portanto I_C é altamente não senoidal e flui em pulsos;
- * Para evitar a distorção, o amplificador classe C sempre aciona um circuito tanque ressonante;
- * Dissipação de potência nos transistores é menor para ângulos de condução menores;
- * Potência de carga alta, levando a rendimento próximo de 100% para ângulos de condução muito pequenos;

$$P_{L(max)} = \frac{PP^2}{8R_L}$$

$$PP_{(max)} \cong 2*V_{CC}$$

* Pode operar como multiplicador de frequência sintonizando-se o tanque ressonante num harmônico ou múltiplo da frequência de entrada.

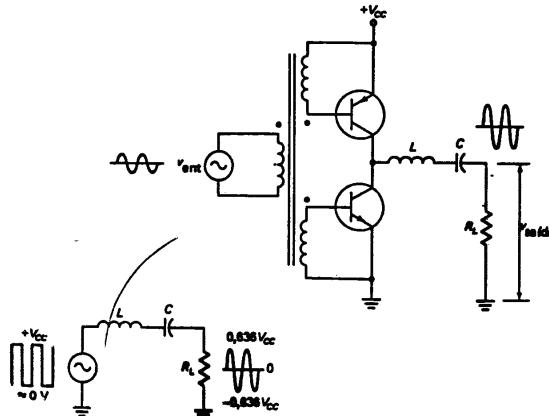
$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$



9.6 OUTRAS CLASSES

9.6.1 Operação Classe D

- Transistores operam como chaves em vez de fontes de corrente;
- Rendimento próximo de 100%, pois a dissipação de potência de uma chave é idealmente zero;
- Amplamente usados em Transmissores;
- Funcionamento básico: são utilizados dois transistores push-pull como chaves para produzir uma onda quadrada, que é filtrada para recuperar a frequência fundamental.



9.6.2 Operação Classe S

- Utilizados como reguladores de tensão chaveados;
- Utiliza filtros LC para deixar passar a componente CC e bloquear a componente CA;
- Como as frequências de operação do Classe S são geralmente superiores a 20 kHz (fontes chaveadas), os componentes do filtro não são extremamente altos.

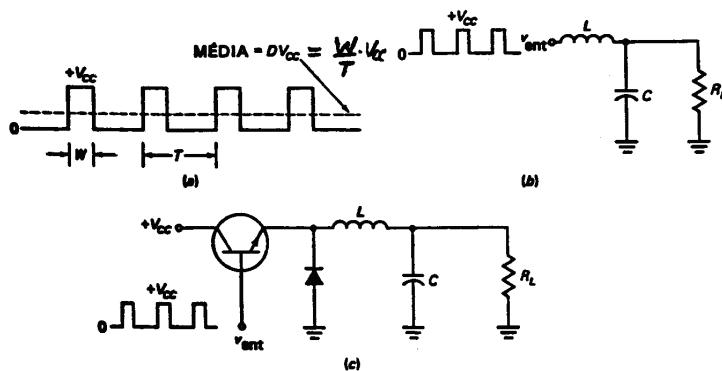
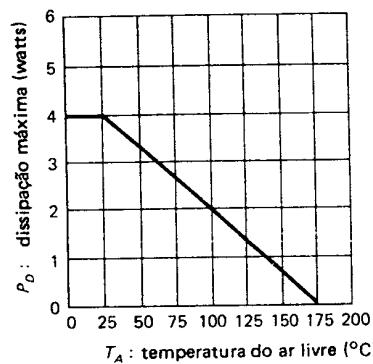


Figura: (a) Valor médio dos pulsos retangulares; (b) Os pulsos retangulares alimentam o filtro LC para produzir uma tensão CC de saída; (c) Amplificador classe S.

9.7 DISSIPADORES DE CALOR

- Uma forma de se aumentar a potência dos transistores é colocar um dissipador de calor;
- Os transistores de grande potência têm o coletor ligado diretamente à carcaça (permitem conexão de dissipador);
- Uma temperatura da junção do coletor na faixa entre 150° e 200° destruirá o transistor;
- Alguns fabricantes fornecem curvas que relacionam a potência máxima que pode ser dissipada em função da temperatura ambiente;



Curva de redução de potência para a temperatura ambiente

- Outros fabricantes fornecem um fator de redução (D) para ser utilizado na equação:

$$\Delta P = D (T_A - 25^\circ\text{C})$$

ΔP = diminuição de especificação de potência

D = fator de redução

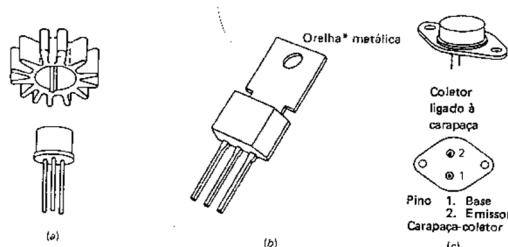
T_A = temperatura ambiente

Exemplo:

$$D = 26,8 \text{ mW/}^\circ\text{C}$$

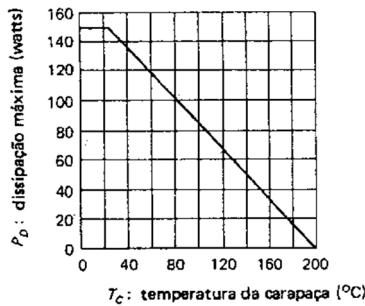
para 2N1936

* Dissipadores de calor



(a) Dissipador de calor de pressão. (b) Transistor com orelha dissipadora. (c) Transistor de potência

* Temperatura da Carapaça



Curva de redução de potência para a temperatura de carapaça

$$\Delta P = D (T_C - 25^\circ C)$$

ΔP = diminuição de especificação de potência

D = fator de redução

T_C = temperatura da carapaça

$$T_C = T_A + P_D (\theta_{CS} + \theta_{SA})$$

T_C = temperatura da carapaça

T_A = temperatura ambiente

P_D = dissipação de potência do transistor

θ_{CS} = resistência térmica entre a carapaça e o dissipador

θ_{SA} = resistência térmica entre o dissipador e o ar circulante

Exemplo: 2N 5877

$\theta_{CS} = 0,5 \text{ } ^\circ\text{C / W}$

$\theta_{SA} = 1,5 \text{ } ^\circ\text{C / W}$

7. REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

MALVINO, A. P. **Eletrônica**, v. 1, McGraw – Hill, 1983.

MALVINO, A. P. **Eletrônica**, v. 2, McGraw – Hill, 1987

MILLMAN, J. & HALKIAS, C.C. **Eletrônica**, Vol 1. 2^a edição, McGraw – Hill, 1972.