Eletrônica Aplicada

Prof. Luís Caldas

www.luiscaldas.com.br

Teoria

Eletrônica Aplicada

Módulo zero: PROGRAMA DE TEORIA - Disciplinas Eletrônica

1	12 Vol.2	12.5 12.6	24 a 25 25 a 28	Introdução aos Amplificadores Operacionais Análise do Circuito de um Amp.Op.
2	13 Vol.2	13.1 13.2	33 a 40 40 a 49	Amplificador Operacional ideal Teoria da Realimentação, Realimentação no Amplificador Inversor e Não Inversor
3	13 Vol.2	13.3 13.4	49 a 53 53 a 54 55 a 62	Resposta em freqüência, Produto ganho x largura de faixa, Amplificadores Compensados Slew-Rate
4	13 Vol.2	13.5 13.6	62 a 70 70 a 80	Tensões e correntes de compensação ou Off-set Especificações dos A.O.
5	14 Vol.2	14.1	89 a 99	Adição e Subtração e fatores multiplicativos dos Amp.Op.
6	14 Vol.2	14.3	114 a 119	Integração e Diferenciação Computação analógica
7	14 Vol.2	14.7	159 a 167	Comparadores de Tensão, Histerese e Schmitt Trigger
8	14 Vol.2	14.5	132 a 138 138 a 141 141 a 143	Osciladores, Critério de Barkhausen e Osc. de Desloc. RC Oscilador a Ponte Wien Oscilador Colpítts
9	12	12.7	589 a 591	Dissipação de calor e transistores de potência, dimensionamento. FBSOA e RBSOA. Resistência térmica e dissipador de calor.
10	12	12.8	592	Amplificador de potência – Classe A, B AB e D princípios de funcionamento, limitações e eficiência e exemplos.

Módulo zero: Descrição dos capítulos a serem abordados em cada módulo funcional de aula.

Objetivo: Estudar profundamente o amplificador operacional e compreender as suas limitações e estudar as aplicações desse elemento nas implementações de funções diversas. São introduzidos vários conceitos como: slew-rate, largura de faixa, frequência de transição, frequência de corte, produto ganho versus largura de faixa, taxa de rejeição modo comum, filtros passa-baixa e alta, histerese, offset e outros.

O capítulo 1 é uma introdução aos amplificadores operacionais. O Amp.Op. é o elemento mais importante da eletrônica analógica. Esse dispositivo a qual é um circuito integrado é capaz, em virtude de suas características técnicas capaz de realizar inúmeras funções a saber:

- Amplificação como: um amplificador de sinais gera saídas invertidas e não invertidas;

- Matemáticas como: somador, subtrator, integrador, diferenciador e outras;
- Tratamento de sinal como: filtros ativos e filtros em geral;
- Regulador como: tensão corrente, frequência;
- Gerador de sinal como: oscilador senoidal, quadrada,
- Comparador de sinal como: Comparadores de amplitude;
- Outros.

Primeiramente é estudado o dispositivo e as suas limitações quanto à amplitude do sinal aplicado a entrada e a frequência de entrada. É discutida a taxa de rejeição de modo comum e apresentada as características reais de um amplificador operacional convencional 741. O aluno deve primeiramente compreender a sua função e operação para análise rápida do circuito. Em seguida as limitações já citadas que o dispositivo tem e que influenciam no sucesso do projeto. Essas limitações como slew-rate do dispositivo o qual pode distorcer o sinal de saída e o produto ganho pela largura de faixa a qual pode reduzir o ganho do circuito em determinada frequência.

O capítulo 2 estuda o efeito da realimentação positiva e negativa. É desenvolvido o primeiro circuito inversor. É calculado o ganho de malha fechada do circuito e repetido para o circuito não inversor. É calculado o ganho de malha fechada em função do ganho de malha aberta para as duas montagens: inversor e não inversor. Ainda o capítulo 2 trata da resposta em frequência e é mostrada a curva de resposta de um amplificador operacional do ganho pela frequência. É introduzido o conceito de ganho versus largura de faixa como a primeira e grande limitação na operação dos circuitos em malha fechada. A segunda limitação vem com a introdução do slew-rate. É realizado um exercício que utiliza os dois conceitos e que servirá como modelo para laboratório prático. É mostrado graficamente a curva de resposta do amplificador do ganho versus a frequência e reforçado o conceito de decibel para as escalas de tensões. É feito um gráfico normalizado para o ganho x frequência. A seguir é mostrado a influência do descasamento interno de um amplificador operacional a qual gera correntes e tensões residuais conhecidas como “offset”A última limitação é mostrar o offset e como ajuste e laboratório deve complementar esses conceitos.

O capítulo 3 trata das aplicações como o dispositivo e são estudadas duas funções matemáticas: somador e subtrator. As limitações de projeto para o subtrator. Um exemplo gráfico é mostrado e um exercício completo para cada uma das aplicações é resolvido.

O capítulo 4 integra os blocos já estudados como: inversor, não inversor, somador, subtrator, integrador, diferenciador para uma aplicação de computação analógica. A partir ou de uma expressão ou equação matemática é possível obter uma solução da equação através da implementação de blocos funcionais. São feitos exercícios exemplos de diversas expressões matemáticas diversas.

O capítulo 5 é introduzido o conceito de comparação de amplitude. O efeito da realimentação positiva é visto com esta aplicação. São calculadas as tensões de limiar de disparo superior e inferior e introduzido o conceito de histerese. É feita uma analogia da histerese do comparador com os circuitos magnéticos na curva da indução magnética B versus H campo magnético. É mostrada que essa curva tem característica prática de uma memória analógica feito não em capacitor, mas com bobinas ou indutâncias. Um exercício completo e também com gráfico é mostrado e um projeto é realizado.

O capítulo 6 apresenta mais duas funções matemáticas importantes para, por exemplo, a realização dos filtros passa baixa e alta, que são o integrador e diferenciador. São calculadas as frequências onde o ganho è unitário e as frequências de corte. São feitos exercícios com soluções gráficas do ganho versus frequência e procedimento de projeto desses circuitos.

O capítulo 7 é uma introdução aos osciladores harmônicos. É introduzida a condição de Barkhausen para os osciladores. São estudados quatro tipos de osciladores sendo o primeiro produzindo na saída do amplificador operacional, uma onda quadrada, o segundo produzindo uma onda senoidal de saída por deslocamento de fase conseguida por 3 circuitos em cascata RC, o terceiro conhecido ponte de Wien, uma ponte de impedâncias série e paralelo RC e o quarto o oscilador conhecido como Colpitts. Todos os osciladores são deduzidos das equações do ganho e pelo menos um exercício é feito em sala de aula.

O capítulo 8 é uma introdução aos amplificadores de potência. São estudos os amplificadores classe A, classe B e classe AB. Neste capítulo é apresentada a teoria de dissipação de potência, determinação de dissipadores e radiadores de potência. É introduzido o amplificador de potência classe AB em circuito integrado.

Bibliografia

Referência: Livro Texto : Dispositivos Eletrônicos e teoria de circuitos. Autores Robert Boylestad e Louis Nashelsky – Editora Pearson- Prentice Hall, 11.a edição, ano 2013.

Outras referências

1. Microeletrônica – Sedra, A.S e Smith, K,C – 5.a edição Pearson.
2. Eletrônica Vol.1 – Malvino, A.P – 14.a edição, Editora Makron,
3. Circuitos Elétricos - Nilsson, J. W. / Riedel, S. A. / Marques, A. S., ano de 2008 Prentice Hall Brasil.
4. Circuitos com transistores Bipolares e MOS - Silva, M. M./Calouste, G., ano de 2010.
5. Dispositivos e Circuitos Eletronicos, V.1 – Bogart, J. - ano de 2000 - Editora MAKRON.
6. Dispositivos e Circuitos Eletronicos, V.2 – Bogart, J. - ano de 2000 - Editora MAKRON.

CRITÉRIO DE APROVAÇÃO:

M = K * (P1 + P2 ou P3)/2

P1 – 1.a Prova de Teoria
P2 – 2.a Prova de Teoria
P3 – 3.a Prova de Teoria
Fator de laboratório - $0{,}7 \leq K \geq 1{,}1$
M – Média final

PROGRAMA DE LABORATÓRIO – Disciplina de Eletrônica Aplicada

1) ELETRÔNICA APLICADA

Experiência 01 – Ajuste do offset, montagem inversor e não inversor;
Experiência 02 - Medida do Slew – Rate e Ganho x Largura de faixa;
Experiência 03 – Somadores e Subtratores;
Experiência 04 – Integradores e Diferenciadores;
Experiência 05 – Comparadores de Tensão;
Experiência 06 – Oscilador a Ponte de Wien;
Experiência 07 – Amplificador de Potência.

Referência: Apostila de Laboratório – Prof. Luís Caldas

DISCIPLINA ELETRÔNICA APLICADA

Módulo um: Estudo das características e limitações do Amplificador Operacional.

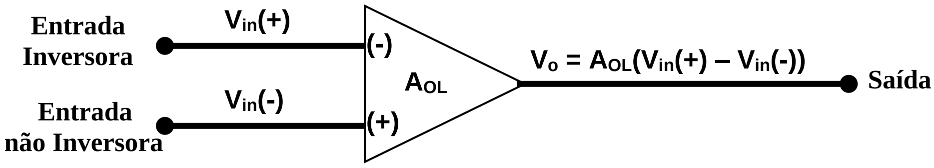
Objetivo: Estudar o dispositivo amplificador operacional quanto a:

- Tensões e correntes residuais “offset”, causas, efeitos e formas de compensações;
- Resposta em freqüência;
- Resposta em tempo V/s;
- Outros.

Esse módulo é uma introdução aos amplificadores operacionais que são dispositivos aplicados à eletrônica analógica. É o dispositivo de maior importância na implementação dos sistemas lineares. Composto de duas entradas, sendo uma entrada inversora e uma entrada não inversora e uma única saída. Possui características conforme listadas a seguir, que permite a construção de um simples amplificador de sinal, como funções complexas, tais como integradores, diferenciadores, multiplicadores e divisores. Em virtude do modelo real não conter as características desejadas no modelo ideal, algumas limitações, como resposta em freqüência, taxa de variação de velocidade do sinal devem ser cuidadosamente estudadas pois pode comprometer os resultados obtidos. Alguns efeitos indesejáveis aparecem na saída do amplificador devido a diferença entre os ganhos de tensões dos transistores no estágio de entrada. Outros efeitos indesejáveis são: desvio na corrente de entrada, em virtude da variação da temperatura. A diferença na impedância de entrada as entradas, provoca correntes indesejáveis que devem ser controladas e ajustadas durante o processo. A seguir apresentaremos uma listagem de algumas das características para um amplificador operacional ideal.

- Ganho infinito;
- Impedância de entrada infinita;
- Impedância de saída nula;
- Largura de faixa infinita;

O símbolo do amplificador operacional é mostrado a seguir:



São duas fontes simétricas de alimentação: $V_{cc}(+)$ e $V_{cc}(-)$ e um ganho de malha aberta igual a A_{OL}

O ganho de tensão é definido como: $\dfrac{V_O}{V_{in}(+) - V_{in}(-)}$

I - Funcionamento: Se aplicarmos à entrada de um amplificador operacional sinais CA, obtém na sua saída um sinal amplificado e com a fase do sinal igual a 0° ou defasado em 180°. A seguir apresentamos um quadro explicativo, onde +1 é a fase do sinal e 0 é uma ligação à terra.

II - QUADRO DO FUNCIONAMENTO DO AMPLIFICADOR OPERACIONAL

$V_{in}(+)$	$V_{in}(-)$	V_O
0	+1	-1
+1	0	+1
0	-1	+1
-1	0	-1
0	0	0

III - Operação diferencial e de modo-comum

Uma característica importante do amplificador operacional é amplificar sinais nas entradas, sinais diferenciais e de modo comum. Uma vez que, o ganho A_d para sinais diferenciais é muito alto, os sinais de modo comum deveriam ser zero na saída, porém os amplificadores apresentam um ganho pequeno, mas não desprezível chamado de ganho de modo comum A_C. A taxa que mede a rejeição a sinais de mesma polaridade aplicados às entradas é conhecida como CMRR. Considerando os casos a seguir, calculamos as tensões de saída:

a) Diferencial

$V_d = V_{in+} – V_{in-\_}$

b) Comum

$V_C = 1/2. (V_{in+} + V_{in-})$

c) Expressão da tensão de saída

$V_0 = A_d.V_d + A_C. V_C.$

Caso 1. Entradas de Polaridades Iguais

$V_{in}+ = V_{in-} = V_x.$
$V_d = V_{in+} – V_{in-\_}= V_x – V_x = 0$
$V_C = ½.(V_x + V_x) = V_x.$

A tensão de saída será:

$V_0 = A_d.0 + A_C.V_X = A_C.V_x.$

Caso.2 Entradas de Polaridades Opostas

$V_{in}+ = -V_{in-} = V_x.$
$V_d = V_{in+} – V_{in-\_}= V_x – (-V_x) = 2V_x$
$V_C = ½.(V_x - V_x) = 0..$

A tensão de saída será:
$V_0 = A_d.2.V_x + A_C.0 = 2.A_d.V_x.$

IV. TAXA DE REJEIÇÃO DE MODO COMUM

$$CMRR = \frac{A_d}{A_C} = 20\log\frac{A_d}{A_C} \Rightarrow V_0 = A_dV_d\left(1 + \frac{1}{CMRR} \cdot \frac{V_C}{V_d}\right)$$

Exemplos: Para um amplificador operacional são dados: $V_D = 10mV$ e $V_C = 5mV$ e o ganho de modo diferencial $A_d = 100$ e $A_C = 0{,}5$. Pede-se:
a) A tensão de saída V_0.
b) A taxa de rejeição de modo comum CMRR.

Solução:

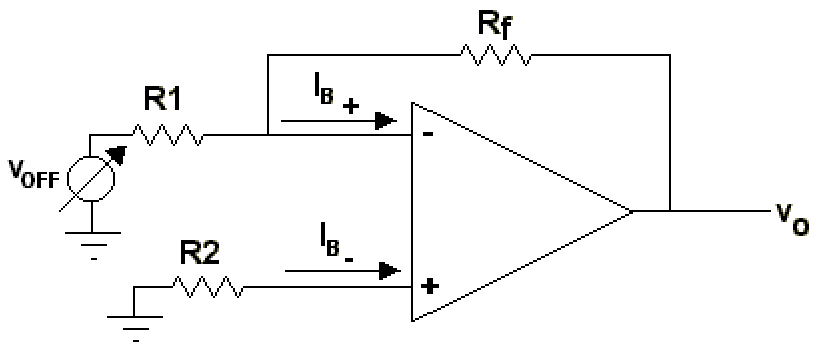
a. $V_0 = A_dV_D + A_CV_C = 100$ x10mV + 0,5 x 5mV = 1000 + 2,5 = 1002,5mV.
b. CMRR = 100/0.5 = 200 ou 20log 200 = 46dB.

2. TENSÕES E CORRENTES DE COMPENSAÇÃO OU OFFSET

Definição: O offset é definido como uma tensão residual que aparece na saída do Amplificador Operacional quando as entradas inversora e não inversora são iguais a zero. Esta tensão residual C.C. que aparece na saída do A.O. pode ser prejudicial, quando utilizados principalmente em aplicações de instrumentação, onde tensões muito baixas são medidas e/ou convertidas para digitais pelos conversores A/D. Isto influencia diretamente na precisão dos amplificadores. Muitos dos A.O.s possuem entradas para compensações onde é utilizado um potenciômetro e outros circuitos com A.O.s onde existe uma compensação automática do offset através de um circuito de realimentação.

2.1 TENSÃO RESIDUAL

É a tensão aplicada em uma das entradas, sendo a outra aterrada de maneira a cancelar a tensão de saída sendo as resistências de entrada iguais R1 e R2. Esta tensão residual depende principalmente do casamento do ganho e das características de entrada dos transistores do primeiro estágio, geralmente da ordem de 1 a 5mV.



Vamos calcular a tensão "V_i" a aplicar sobre uma das entradas de tal modo a cancelar "V_0".

$V_i = R_1I_{B+} + V_{DI} + R_2I_{B-}$, onde V_{DI} = tensão residual na entrada, sendo igual a V_i quando $R_1 = R_2 = 0$.

$$R_1I_{B+} - R_2I_{B+} = \frac{R_1 + R_2}{\quad} \cdot (I_{B+} - I_{B-}) + (R_1 - R_2) \cdot \frac{I_{B+} + I_{B-}}{\quad}$$

2 2

APLICAÇÃO: V_{DI} = 2mV (Tensão de offset).

$I_{B+} - I_{B-}$ = Corrente residual na entrada = 0,1μA

$$\frac{I_{B+} - I_{B-}}{2} = \text{Corrente de polarização de entrada} = 0{,}4\mu A$$

$R_1 = 10K\Omega$; $R_2 = 5K\Omega$
$V_i = 2.10^{-3} + 0{,}75.10^{-3} + 2.10^{-3} = 4.75mV$.

- 2mV devido a tensão residual na entrada;
- 0,75mV devido as resistências de ataque e a corrente residual de entrada;
- 2mV devido a desigualdade das resistências de entrada e corrente de polarização de entrada.

CONCLUSÃO: É melhor manter R_1 e R_2 iguais e de valores baixos para minimizar o valor de V_i necessário para conseguir uma tensão de saída igual a zero.

3. DERIVA DAS TENSÕES RESIDUAIS

O circuito é idêntico ao caso precedente e V_i sendo ajustado para se obter v_0 = 0 à 25°C. Vamos calcular o valor de V_0 à 35°C, sendo V_i mantido constante (vamos supor que os valores de R_1 e R_2 não mudaram).

$$V_0 = A_V \left[\frac{\Delta V_{DI}}{\Delta T} + \frac{R_1 + R_2}{2} - \frac{\Delta(I_{B+} - I_{B-})}{\Delta T} + (R_1 - R_2) \frac{\Delta(I_{B+} + I_{B-})}{2\Delta T} \right]. \Delta T$$

A_V = Ganho de malha aberta ou fechada

APLICAÇÃO: A_V = Ganho em tensão = 40.000

$$\frac{V_{DI}}{\Delta T} = 5\mu V / °C \text{ e } \Delta(I_{B+} - I_{B-}) / \Delta T = 0{,}8nA / °C \text{ e } \Delta(I_{B+} + I_{B-}) / 2\Delta T = 4nA /°C.$$

ΔV_0 = 12,4 V.

- 2V devido a deriva da tensão residual da entrada;
- 2,4V devido as resistências de ataque e a deriva da corrente residual de entrada;
- 8V devido a desigualdade das resistências de entrada e à deriva da corrente de polarização de entrada.

Exemplo: Calcular a tensão de offset total para o circuito a seguir, para um amplificador operacional com valores especificados de tensão de offset V_{IO} = 5mV e corrente de offset de entrada I_{IO} = 100nA.

V_O(offset) = V_{IO} (R_1 + R_2) /R_1 = 5mV (5k + 500k)/5k = 505mV. (devido a V_{IO})

V_O(offset) = I_O R_2 = 100nA.500k = 50mV.

V_O(offset total) = 505 + 50 = 555mV.

Exemplo: Um amplificador operacional tem ganho de tensão igual a 100V/V e ganho de corrente de 1000A/A. Expressar os ganhos de tensão e corrente em decibéis e calcular o ganho de potência.

Ganho de tensão A_V = 20log 100 = 40dB
Ganho de corrente Ai = 20log 1000 = 60dB
Ganho de potência = A_V. A_i = 100V/V. 1000A/A = 10^5W/W = 10log 10^5 = 50dB.

Exemplo: Um amplificador operando com fonte simples de 15V entrega para uma carga de 1kΩ, um sinal senoidal com 12V pico a pico, e drena da fonte de entrada uma corrente desprezível. A corrente drenada da fonte de alimentação de 15V é de 8mA. Qual a potência dissipada no amplificador e qual a eficiência do amplificador?

P_{CC} = 15 x 8mA = 120mW e $P_D = P_{CC} - P_i - P_L$

$P_L = (6/\sqrt{2})^2$ x 1k = 18mW

P_D = 120mW – 18mW = 102mW.

$\eta = P_L/P_{CC}$ x 100 = 18/120 x 100 = 15%.

CONCLUSÃO: É melhor manter R_1 e R_2 iguais e de valor pequeno para minimizar a deriva com a temperatura.

4. VARIAÇÃO DA TENSÃO RESIDUAL DE ENTRADA EM FUNÇÃO DA TEMPERATURA

Esta variação (entre 2 a 10 μV / °C para R1=R2=0), mede a estabilidade da tensão de surto em função da temperatura.

5. CORRENTE DE POLARIZAÇÃO NA ENTRADA

É o valor médio de duas correntes I_{B+} e I_{B-} de entrada quando uma tensão é aplicada em uma das entradas, sendo a segunda entrada aterrada de forma que V_0 = 0.

Corrente de polarização: $$\frac{I_{B+} + I_{B-}}{2}$$

6. CORRENTE RESIDUAL NA ENTRADA

É a diferença das duas correntes de entrada para as mesmas condições do item 4).

Corrente residual $|I_{B+} + I_{B-}|$ = 10 a 30% da corrente de polarização na entrada. Identicamente à tensão residual, esta depende do casamento do ganho no primeiro estágio.

7. IMPEDÂNCIA DE ENTRADA

É a relação entre a tensão de entrada aplicada em uma das entradas (inversora) e a outra entrada aterrada (não inversora), sobre a corrente de entrada.

$$Z_i = \frac{\Delta V_i}{\Delta I_{B-}}$$

8. IMPEDÂNCIA DE SAÍDA

É geralmente da ordem de 10 a 200 Ω é resistência de saída Z_0 medido, aplicando-se uma tensão constante em uma das entradas.

9. TAXA DE REJEIÇÃO EM MODO COMUM

É a relação do ganho diferencial em malha aberta (A_C) ao ganho em "modo comum". Igualmente nos amplificadores diferenciais, o ganho em modo comum é medido, aplicando-se uma tensão comum às 02 entradas e medindo-se a tensão na saída.

$$\text{GANHO EM MODO COMUM} = \frac{\Delta V_0}{\Delta V_i}, \text{ onde } A_C \ll 1$$

$$\text{TAXA DE REJEIÇÃO EM MODO COMUM} = 20\log \frac{A_V}{A_C} \text{ dB.}$$

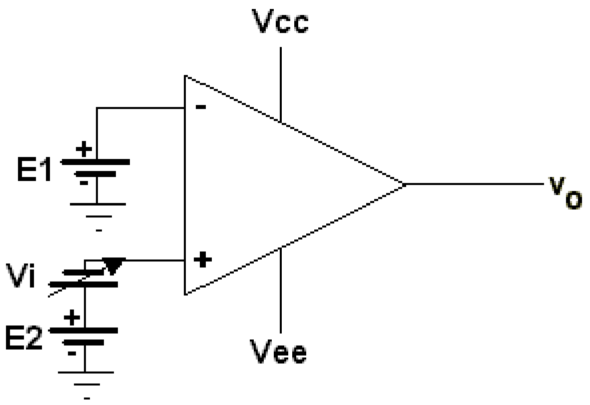
Se ΔV_{i1} e ΔV_{i2} são as tensões aplicadas às 02 entradas, a tensão de saída será:

$$\Delta V_0 = A_V \left[(\Delta V_{i1} - \Delta V_{i2}) + \frac{\Delta V_{i1} + \Delta_{i2}}{2} - \frac{1}{CMRR} \right]$$

FUNCIONAMENTO EM MODO COMUM

Consideremos o funcionamento em modo comum:

1) $E_1 = E_2 = 0$
2) $E_1 \neq E_2 \neq 0$



$$V_0 = A_V (E_1 - E_2) + A_C \left(\frac{E_1 + E_2}{2}\right).$$

A_V = Ganho diferencial;
A_C = Ganho em modo comum, onde $A_C = \frac{A_V}{CMRR}$;
CMR = Taxa de rejeição em modo comum;

$$V_0 = A_V (E_1 - E_2) + \frac{(E_1 + E_2)}{2CMR}$$

APLICAÇÃO: $E_1 = 10V + 0{,}1.10^{-3}$ V, $E_2 = 10V - 0{,}1.10^{-3}$ V, CMR = 100.000 ou 100 dB, e A_V = 40.000.

$V_0 = 40.000\ (0{,}2.10^{-3} + 10.10^{-5}) = 8 + 4 = 12V$.

CONCLUSÃO: Uma taxa de rejeição elevada permite obter uma tensão de saída proporcional à diferença de duas tensões de entrada, mas um pouco dependente das variações dos valores médios.

10. TENSÃO DE ENTRADA MÁXIMA

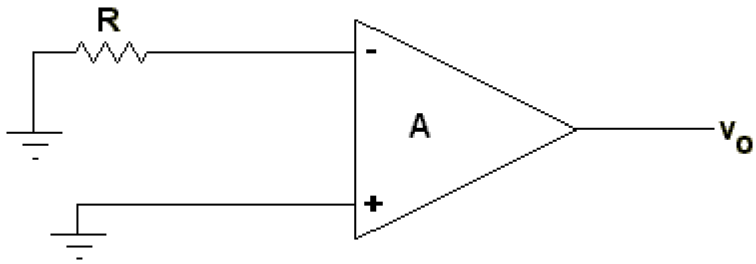
É a tensão máxima que se pode aplicar a qualquer das entradas.

11. TENSÃO DE SAÍDA MÁXIMA

É o desvio de tensão disponível na saída sem distorção, sendo especificada a resistência de carga na saída.

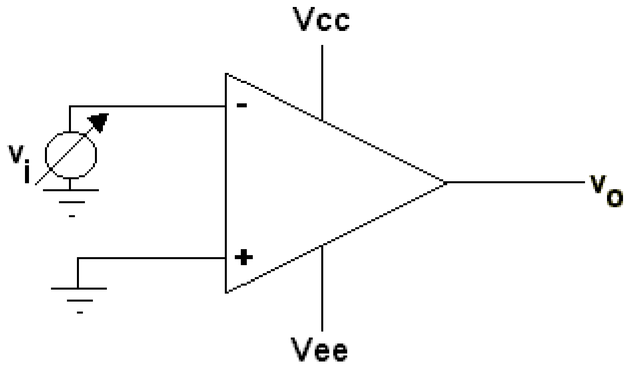
12. TENSÃO DE RUÍDO NA ENTRADA

É a relação entre a tensão eficaz de ruído na saída e o ganho do amplificador (resistência de entrada R e a banda passante do voltímetro).



13. SENSIBILIDADE ÀS VARIAÇÕES DA FONTE

É a relação da variação de tensão aplicada a uma das entradas para manter a tensão de saída igual a zero, sendo a outra entrada aterrada, pela variação de tensão de uma das fontes de alimentações.



Para cada variação de V_{CC} e de V_{ee}, V_i é ajustada de maneira a cancelar v_0.

Sensibilidade em relação a V_{CC}: $\dfrac{\Delta V_i}{\Delta V_{CC}}$

Sensibilidade em relação a V_{ee}: $\dfrac{\Delta V_i}{\Delta V_{ee}}$

Ordem de grandeza: μV / V.

14. CORRENTE DE SAÍDA MÁXIMA

É a máxima corrente na carga, esta corrente está limitada por considerações de aquecimento.

15. POTÊNCIA CONSUMIDA

É a soma das potências fornecidas ao amplificador pelas fontes de alimentações, especificadas geralmente para uma tensa de saída igual a zero. A potência consumida varia em função da tensão de saída e da carga do amplificador.

Referências:

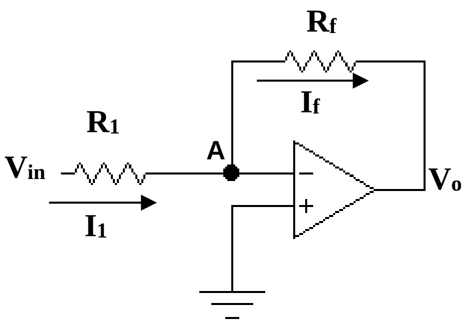
7. Dispositivos e Circuitos Eletronicos, V.2 – Bogart, J. - ano de 2000 - Editora MAKRON.
8. Dispositivos Eletrônicos, 11.a ed. Boylestad, R. L. e Nashelsky, L – Editora Pearson.

DISCIPLINA ELETRÒNICA APLICADA

Módulo dois: Estudo das características e limitações do Amplificador Operacional.

IV - Realimentação nos amplificadores operacionais: A realimentação é necessária nos Amplificadores Operacionais, pois devemos controlar o ganho de saída, evitar possíveis oscilações em virtude do ganho alto e controlar a sua resposta em frequência. A realimentação permite tudo isso mas deve ser cuidadosamente estudada, a fim de evitar saídas indesejadas. Um ganho muito alto, com um pequeno sinal aplicado à entrada poderá provocar uma saída saturada positiva ou negativa no valor máximo. A realimentação é feita por componentes passivos como resistores e capacitores, mas pode ser controlada ativamente por transistores bipolares ou de efeito de campo, como por outros amplificadores operacionais. Tudo dependerá do tipo de aplicação que se queira realizar e a grande vantagem de se utilizar o amplificador operacional é que existem blocos padrões os quais foram estudados cuidadosamente, onde o projetista poderá aplicar com cuidado, apesar de estarem comprovadamente testados. Os amplificadores operacionais cuja tecnologia e aplicação está consolidada cabendo ao estudante somente utilizar dentro de suas limitações, como um amplificador real cujo ganho não é infinito, largura de faixa e impedância de entrada não são infinitas. O primeiro circuito a estudar será o amplificador inversor, muito utilizado nas aplicações que veremos no capítulo das aplicações com os amplificadores operacionais.

V - Amplificador Inversor: O amplificador inversor cuja entrada do sinal deve ser aplicada à entrada inversora e sendo a entrada não inversora aterrada, resulta na saída o sinal amplificador, mas defasado de 180°, conforme o quadro de funcionamento. Os resistores R_1 e R_f, são elementos de entrada e realimentação respectivamente.



Podemos escrever as equações no ponto A:

$$I_1 = I_f \text{ e } I_1 = \frac{V_{in} - V_A}{R_1} \text{ e } I_f = \frac{V_A - V_O}{R_f}, \text{ então:}$$

$$\frac{V_{in} - V_A}{R_1} = \frac{V_A - V_O}{R_f}, \text{ então, como } V_O = - A\, V_A, \text{ temos:}$$

Para $A = \infty$, temos $V_A = 0$. (Ponto de terra virtual).

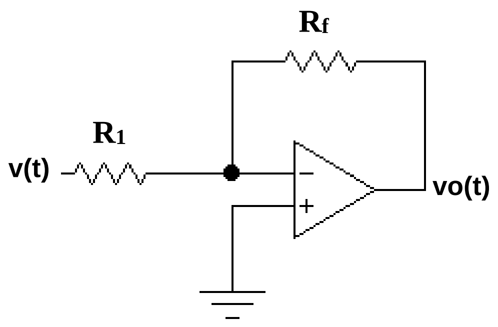
$$\frac{V_{in} - 0}{R_1} = \frac{0 - V_O}{R_f}, \text{ então } \frac{V_{in}}{R_1} = -\frac{V_O}{R_f}, \text{ e como } \frac{V_O}{V_{in}} = \text{ganho}$$

O ganho do amplificador é conhecido como ganho de malha fechada e vale K.

$$K = -\frac{R_f}{R_1}$$

O sinal negativo de saída indica que o sinal de saída está defasa de 180° em relação ao sinal aplicado na sua entrada.

Exemplo: Para o amplificador operacional um sinal v(t) = 0,1senωt é aplicado à entrada inversora. Para R_1 = 10K e R_f = 100K. Pede se:
a) A expressão de saída vo(t).
b) Se o sinal aplicado v(t) = 0,2 - 0.05senωt, qual será vo(t)?



Solução:

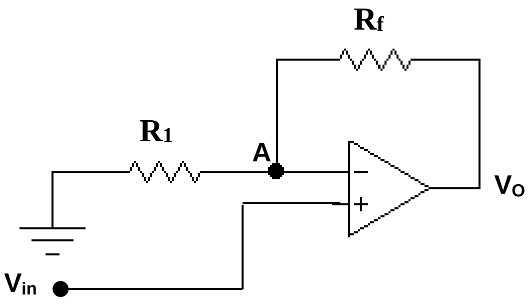
O ganho de malha fechada do amplificador A_{CL} = - 100K / 10K = -10, supondo o ganho de malha aberta é $A_{OL} = \infty$.

vo(t) = A_{CL} . v(t) = -10 . 0,1senωt = -senωt.

b) vo(t) = -10(0,2 - 0,05senωt) = - 2 + 0,5senωt.

VI - Amplificador Não Inversor.

O circuito do Amplificador não inversor, a entrada é aplicada à entrada não inversora e a realimentação é para a entrada inversora. A impedância de entrada se torna muito alta em função da resistência de entrada do amplificador, pois o sinal é aplicado diretamente na entrada não inversora sem resistor de entrada. O ganho do circuito é calculado da forma a seguir e considerando-se A_{OL} = ∞, teremos:



Como A é um ponto onde a sua tensão é a mesma da entrada V_{in} (tensão diferencial é zero), podemos calcular o ganho do circuito.

$$V_{in} = Vo\frac{R1}{R1 + Rf}, \text{ assim } \frac{Vo}{V_{in}} = \frac{R1 + Rf}{R1} = (1 + \frac{Rf}{R1}).$$

Exemplo: Para o circuito não inversor sabe-se que a taxa de realimentação $\beta = 1/10$. Sabendo-se que o resistor $R_1 = 1K$, pede-se:
a) Projete o valor do resistor R_f.
b) Se $v(t) = 1 \text{ sen}\omega t$, calcule Rf para saída $vo(t) = 5 \text{ senwt}$.

a) Utilizando-se a figura do exemplo anterior, $\beta = \dfrac{R_1}{R1 + R_f} = 0{,}1$, assim $R_f = 9.R_1$

$R_f = 9 \times 1K = 9K$.

b) $vo(t) = 5\text{sen}\omega t = 1 \text{ sen}\omega t \, . \, (1 + R_f / 1K) = R_f = 4K$.

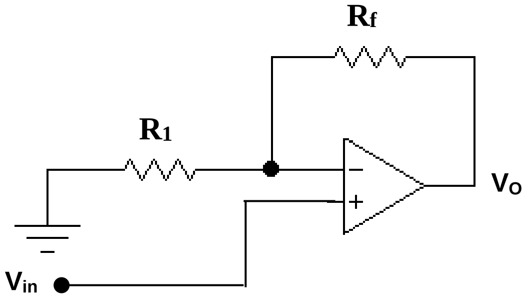
VII - IMPEDÂNCIA DE ENTRADA E SAÍDA

A impedância de entrada e saída de circuitos realimentados, podemos dizer para o circuito inversor, que;

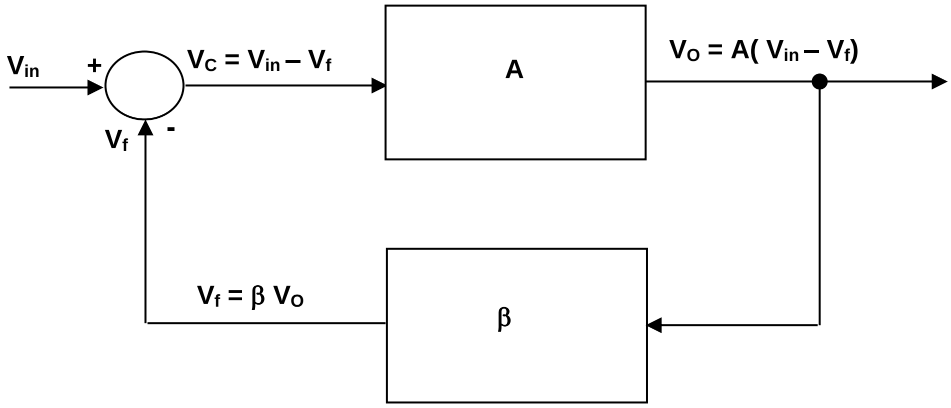
$Z_i = R_1$ e $Z_O = \dfrac{r_o}{(1 + \beta A)}$, onde A = Ganho modo diferencial e β = Taxa realimentação

VIII - O EFEITO DO GANHO DE MALHA ABERTA NOS CIRCUITOS COM REALIMENTAÇÃO .

a) Não inversor



O circuito amplificador não inversor pode ser representado em diagrama de bloco para ser analisado o efeito do ganho e da realimentação na sua resposta de saída.



Como $V_O = A_{OL} (V_{in} - \beta V_O)$, temos: $V_O (1 + A\beta) = AV_{in}$

$$\frac{V_O}{V_{in}} = \frac{A_{OL}}{(1 + A\beta)}$$

Exemplo: Vamos analisar o efeito do ganho de malha aberta em um circuito realimentado sobre o ganho de malha fechada A_{CL}.

1) Para $A = \infty$

$$\text{Calculando o } A_{CL} = \frac{A_{OL}/A_{OL}}{1/A_{OL} + A_{OL}\beta/A_{OL}} = \frac{1}{\beta}$$

Para $A_{OL} = \infty$, o $A_{CL} = 1/\beta$.

2) Para o $A_{OL} \ll \infty$.

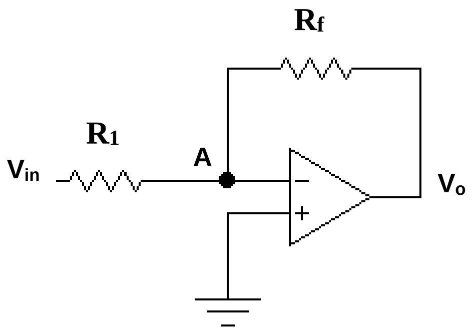
$$\text{Calculando o } A_{CL} = \frac{A_{OL}/A_{OL}}{1/A_{OL} + A_{OL}\beta/A_{OL}} = \frac{1}{1/A_{OL} + \beta}$$

$A_{CL} < 1 / \beta$

Exemplo: Considerando o A_{OL} não muito alto, β a taxa de realimentação pode-se afirmar que o A_{CL} será:

a) Menor do que $1/\beta$.
b) Maior do que $1/\beta$.
c) Igual a $1/\beta$.
d) Igual a A_{OL}.
e) Independe do A_{OL}.

b) Para o circuito inversor, temos:



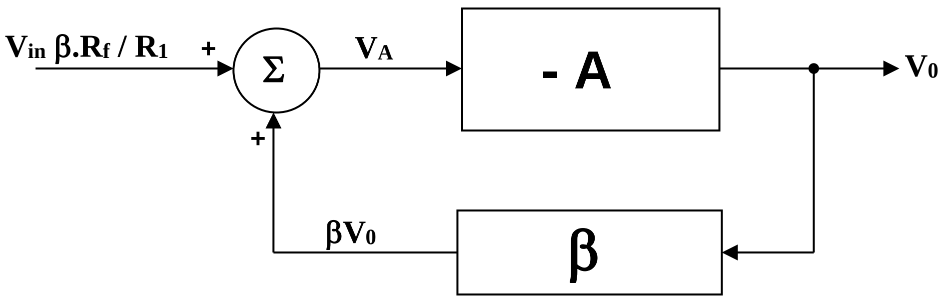
$$V_A = V_{in} \cdot \frac{R_f}{R_1 + R_f} + V_0 \frac{R_1}{R_1 + R_f} \quad \text{e } V_0 = -AV_A$$

Chamando-se de taxa de realimentação $\beta = \dfrac{R_1}{R_1 + R_f}$, temos:

Multiplicando-se o e dividindo-se o 1.o membro por R_1, temos:

$$V_A = V_{in} \cdot \beta \frac{R_f}{R_1} + V_0\,\beta \quad \text{e } V_0 = -AV_A$$

O diagrama de bloco representando o sistema fica:



A expressão V_0, fica:

$$V_0\,(1 + A\beta) = -V_{in}A\beta\, R_f / R_1 \Rightarrow V_0 / V_{in} = -\frac{A\beta\, R_f/R_1}{1 + A\beta}$$, dividindo-se por $A\beta$, temos:

$$\frac{V_0}{V_{in}} = -\frac{R_f / R_1}{1/A\beta \;\; + 1}$$

Vamos estudar como a variação do ganho de malha aberta influência no ganho de malha fechada para o circuito inversor.
Pela equação acima consideramos:

a) A = ∞.

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

b) A << ∞

$$A_{CL} < -\frac{R_f}{R_1}$$

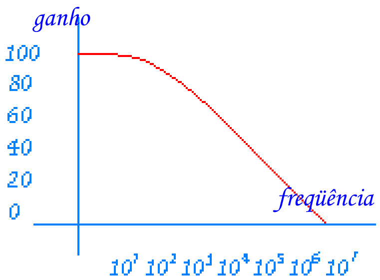
Exercício: Para o amplificador operacional 741, cujo ganho = 200V/mV, r_o = 75Ω, R_f = 200 KΩ, R_1 = 2KΩ calcular:

a) A_{CL}
b) Z_i
c) Z_o

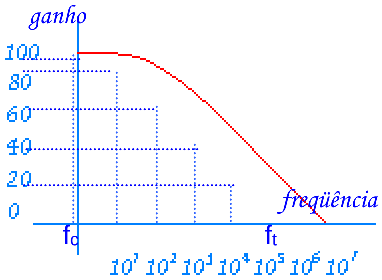
Resposta: a) A_{CL} = 100, Z_i = 2KΩ, c) Z_o = 0,037Ω

LIMITAÇÃO NA RESPOSTA EM FREQÜÊNCIA APRESENTADA NOS AMPLIFICADORES OPERACIONAIS.

A curva de resposta de um amplificador operacional é apresentada a seguir.



Por causa da presença dos circuitos de compensação interna num amplificador operacional, o ganho de tensão diminui com o aumento da frequência. As especificações dos amplificadores operacionais fornecem uma descrição do ganho versus largura de faixa ou da banda passante. A figura acima fornece uma curva do ganho versus a frequência para um OPAMP típico. Em baixas frequências, próximo à operação CC, o ganho é um valor alto conforme as especificações do fabricante Avd ou A_{OL} (ganho de tensão diferencial ou ganho de malha aberta) e é tipicamente um valor alto. Quando a frequência do sinal de entrada aumenta, especificamente na frequência de corte f_c, a presença interna de um polo faz com que o ganho diminua com a frequência na taxa de 20db/década ou 6db/oitava. Com a frequência, o ganho de malha aberta diminui, até finalmente atingir o valor de igual a 1. A frequência neste valor de ganho é especificada pelo fabricante como banda passante de ganho unitário (BW) ou frequência de transição f_t. Enquanto este valor é uma frequência na qual o ganho torna-se 1, pode ser considerada uma banda passante, uma vez que a banda de frequência de 0 Hz até a frequência de ganho unitário é também considerada uma banda passante. Pode-se, portanto, referir-se a esse ponto, no qual o ganho reduz-se a 1, como a frequência de ganho unitário (f_t) ou banda passante de ganho unitário (BW).



A tabela a seguir mostra a variação do valor do ganho com a frequência de entrada.

Freqüência	Ganho
1	10^6
10	10^5
10^2	10^4
10^3	10^3
10^4	10^2
10^5	10
10^6	1

A seguinte expressão pode ser escrita:

$f_t = A_{OL} \cdot f_c$, onde f_t = a banda passante, f_c é a frequência de corte, onde o ganho cai de $\sqrt{2}$ e A_{OL} = ganho de malha aberta em CC.

O produto ganho x largura de faixa é constante.

A frequência de corte de um amplificador em malha fechada também pode ser calculada pelo produto da taxa de realimentação β pela largura de faixa onde o ganho é unitário.

$BW_{CL} = f_t \cdot \beta = A_{OL} \cdot f_c \cdot \beta$.

Para a configuração não inversora, a taxa de realimentação $\beta = R_1 / (R_1 + R_f)$. A largura de faixa em malha fechada será:

$BW_{CL} = f_t \cdot \beta$. Para um ganho de malha fechada unitário $A_{CL} = 1$, $R_f = 0$ temos:

$BW_{CL} = f_t$, pois $\beta = 1$.

Para a configuração inversora a taxa de realimentação é $\beta = R_1 / (R_f + R_1)$. Para $R_1 = R_f$, temos $\beta = 1/2$. Assim, a largura de faixa em malha fechada será:

$BW_{CL} = f_t / 2$. A largura de faixa em malha fechada para a configuração não inversor é o dobro da configuração inversor.
Para a configuração não inversor, podemos escrever:

$BW_{CL} = f_t$ / (ganho de malha fechada).

O produto ganho de malha fechada pela largura de faixa é igual a banda passante do amplificador em malha aberta.

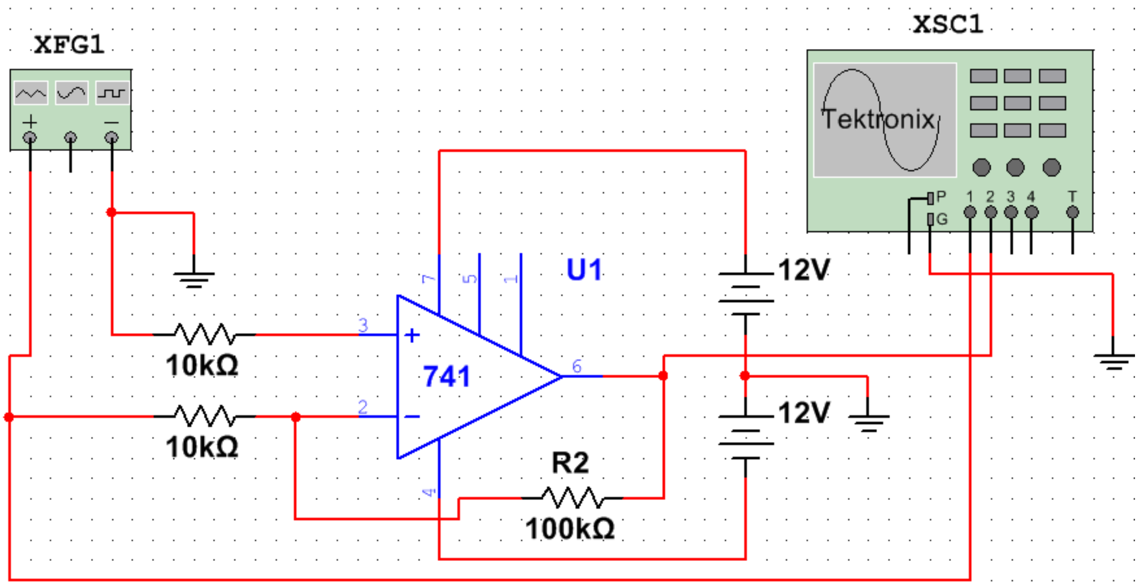
Slew Rate

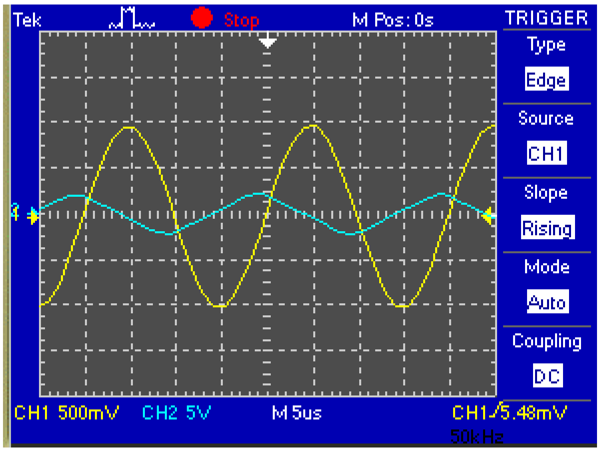
O parâmetro SR define qual é o limite da velocidade do sinal na saída e que se desrespeitado o seu limite pode causar a distorção no sinal de saída do amplificador. Quando se opera com sinais de alta frequência e de grande amplitude é preciso verificar se a variação da tensão por unidade de tempo não ultrapasse o limite estabelecido pelo fabricante, cujo parâmetro é denominado de (SR = Slew-rate). Essa taxa é descrita por V/µs e é uma limitação e influenciam na qualidade da resposta do amplificador, apresentando ou não uma distorção no sinal de saída. No caso de sinais senoidais cuja razão da tensão pelo tempo é maior do que SR do amplificador, então passado o limite SR, o sinal de saída será uma forma triangular.

Exemplo: Para um sinal $v(t) = E_{max}$. senwt, considerando a resposta de saída do amplificador para um definido Slew-rate = dV(t) / dt, teremos :

$S.R = K.w.E_{max}$. coswt. Para que o sinal de saída não seja distorcido, o compromisso de que:

$$w \leq \frac{S.R}{K \cdot E_{max}} \text{ rad/s ou } f \leq \frac{S.R}{2\prod.K.E_{max}} \text{ Hz.}$$





Exemplo: Considerando para um amplificador operacional com K = 50 apresenta uma taxa de 0,5 V/ μs. Para os sinais a seguir, aplicados à entrada, pede-se:
a) Quais sinais de saída estarão apresentando uma distorção.
b) Na impossibilidade de alterar a frequência dos sinais de entrada, qual o novo valor de K para que todos os sinais de saída não apresentem distorção?

$v_1(t) = 0{,}1\text{sen}10^3t$, $v_2(t) = 0{,}5\text{sen}10^4t$, $v_3(t) = 0{,}5\text{sen}10^5t$ e $v_4(t) = 5\text{sen}10^5t$.

Solução :

a) Para v_1

$$w = \frac{5 \times 10^6}{50 \times 0{,}1} = 10^6 \text{ rad/s. Sem distorção.}$$

b) Para v_2

$$w = \frac{5 \times 10^6}{50 \times 0{,}5} = 2\text{x}10^5 \text{ rad/s. Sem distorção.}$$

c) Para v_3

$$w = \frac{5 \times 10^6}{50 \times 0{,}5} = 2\text{x}10^5 \text{ rad/s. Sem distorção.}$$

d) Para v_4

$$w = \frac{5 \times 10^6}{50 \times 5} = 2\text{x}10^4 \text{ rad/s. Com distorção.}$$

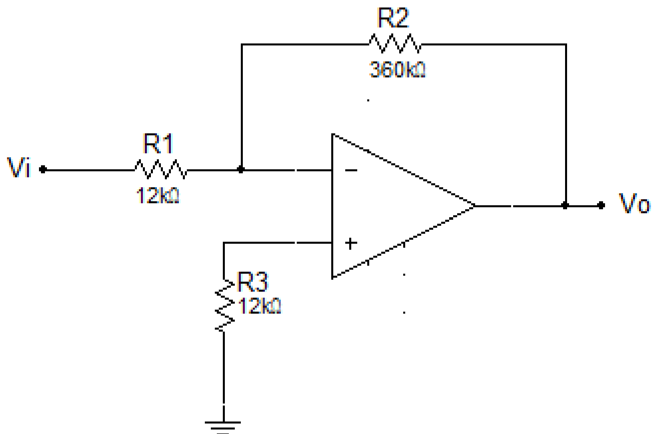
b) O novo K será :

$$K = \frac{5 \times 10^6}{10^5 \times 5} = 10$$

Ajuste de Off-set

Pelo fato dos amplificadores operacionais serem dispositivos diretamente com estágios acoplados de alto ganho em CC, eles são dispostos aos problemas comuns de CC. Um desses primeiros problemas é a tensão de offset. Para entender esse problema considere o seguinte experimento teórico: se os dois terminais do amplificador operacional forem ligados juntos e conectados à terra, é observado qub)e existe uma tensão CC finita na saída. Realmente, se o amplificador operacional tem um alto ganho CC, a saída poderá, devido a fato de os transistores de entrada não serem exatamente iguais e casados, estar em um dos dois níveis de saturação positivo ou negativo. Para solucionar este problema do amplificador operacional retornando-se ao seu valor ideal de 0v conectando-se a uma fonte CC de polaridade inversa e valor apropriado entre seus terminais de entrada. Essa fonte externa compensa a tensão de entrada de offset do amplificador operacional. Implica que a tensão de entrada de offset dever ser de valor igual, porém com a polaridade oposta à tensão aplicada externamente.

Exemplo: Um amplificador operacional tem resistência de saída igual a 75Ω, A = 200 V/mV, calcular os valores a seguir para o circuito da figura a seguir.



a) A_{CL} = - R_2/R_1 = - 360k/12k = -30
b) Z_{IN} = 12kΩ
c) Z_O = ro /(1 + βA) = 75/(1/30).200V/mV=
= 0,011Ω.

Exemplo: Calcular a frequência máxima do sinal de entrada para o circuito da figura a seguir, para uma entrada Vi = 25mV, sabendo-se que o SR = 0,5V/μs.

w = SR/K.E_{MAX}, onde E_{MAX} = K. V_i = -30 x 25mV = -750mV e w = 2πf

f = 500V x 10^3/2π.750mV = 106KHz.

Exemplo: Determinar a tensão de saída de um amplificador operacional para as tensões de entrada V_{i1} = 150μV, V_{i2} = 140μV. O amplificador tem um ganho diferencial A_d = 4000 e o valor de CMRR é 100 e 10^5.
a) 45,8mV
b) 40,006mV.
Obs,: Quanto maior CMRR mais próxima a tensão de saída está da diferença das entradas vezes o ganho diferencial e o sinal de modo comum é rejeitado.

Exemplo: Calcular o CMRR (em dB) para as medidas do amplificador: V_D = 1mV, V_O = 120mV, V_C = 1mV e V_O = 20μV.

A_d = 120/1 = 120 e A_C = 20/1000 = 1/50

CMRR = 20log A_d/A_C = 20log 120/0,02 = 20log 6000 = 75,56dB

Bibliografia

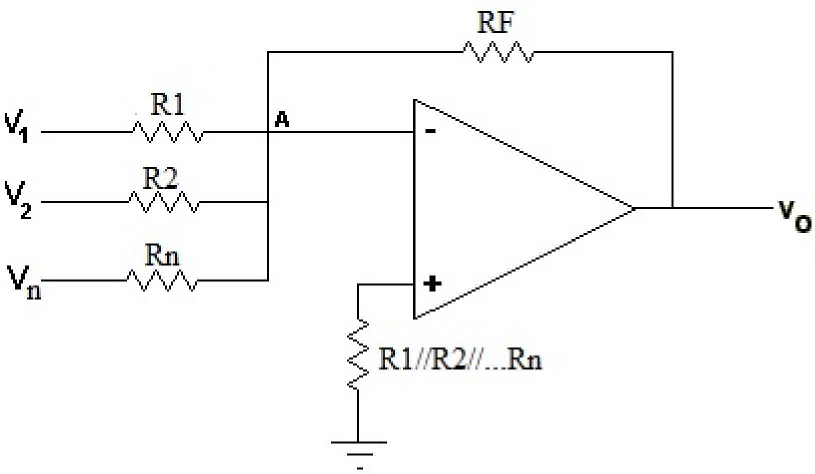
Referência: Livro Texto: Dispositivos Eletrônicos e teoria de circuitos. Autores Robert Boylestad e Louis Nashelsky – Editora Pearson- Prentice Hall, 8.a edição, ano 2003.

Outras referências

1. Microeletrônica – Sedra, A.S e Smith, K,C – 5.a edição Pearson.
2. Eletrônica Vol.1 – Malvino, A.P – 14.a edição, Editora Makron,
3. Circuitos Elétricos - Nilsson, J. W. / Riedel, S. A. / Marques, A. S., ano de 2008 Prentice Hall Brasil.
4. Circuitos com transistores Bipolares e MOS - Silva, M. M./Calouste, G., ano de 2010.
5. Dispositivos e Circuitos Eletrônicos, V.1 – Bogart, J. - ano de 2000 - Editora MAKRON.

MÓDULO 3 – APLICAÇÕES DOS AMPLIFICADORES OPERACIONAIS

Somador analógico – Para o circuito a seguir o ponto A é um ponto de soma e podemos escrever a expressão em $V_0(t)$.



$$\mathbf{V_0(t) = - (R_F/R_1\, V_1 + R_F/R_2\, V_2 + R_F/R_3\, V_3 + ...+ R_F/R_n\, V_n)}$$

Exemplo: Se $R = R_1 = R_2 = R_3 = R_f$, calcule V_0 para tensões de entrada, sabendo-se que $V_1 = 1V$ $V_2 = -2V$ e $V_3 = 4V$.

$V_0 = - (V_1 – V_2 + V_3) = - (1 – 2 + 4) = - 3V.$

Da teoria sabemos que as resistências de entrada devem ser iguais para minimizar o efeito da corrente de deriva e o offset (tensão residual). Assim:

R_f // R_1 // R_2 // R_3,
Assim, o resistor $R_C = R/4 = 0{,}25$ R.

EXERCÍCIO: Projetar um circuito com A.O. que produza uma saída igual a:
a) $- (4V_1 + V_2 + 0{,}1V_3)$. Dado $R_f = 60\ K\Omega$.
b) Escreva uma expressão para a saída e esboce sua forma de onda quando: $V_1 = 2$ senwt, $V_2 = + 5V$ e $V_3 = -100V$.
c) Calcular o valor eficaz total da tensão de saída V_0 para o item b)

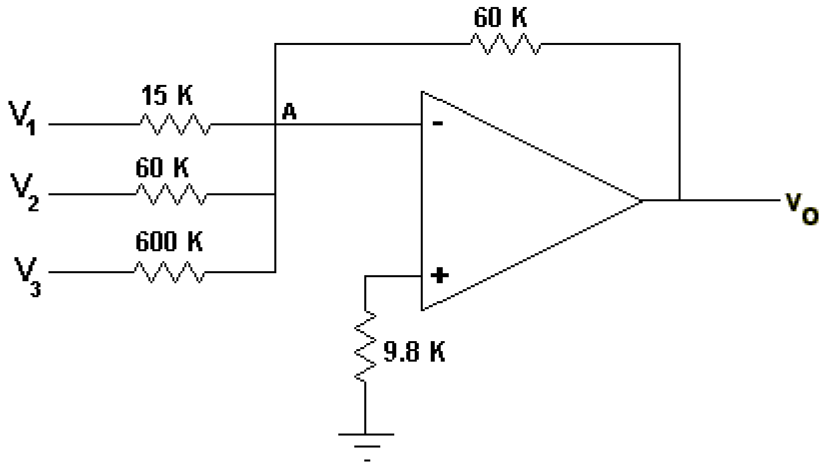
SOLUÇÃO : Vamos calcular os valores dos resistores R_1, R_2, R_3, conforme a expressão do item a).

$$\frac{R_f}{R_1} = 4 \Rightarrow R_1 = \frac{60K\Omega}{4} = 15\ K\Omega$$

$$\frac{R_f}{R_2} = 4 \Rightarrow R_1 = \frac{60K\Omega}{1} = 60\ K\Omega$$

$$\frac{R_f}{R_3} = 4 \Rightarrow R_1 = \frac{60K\Omega}{0,1} = 600\ K\Omega$$

O resistor $R_C = R_1 // R_2 // R_3 // R_f = 60K\Omega // 15K\Omega // 60K\Omega//600K\Omega = 9.8K\Omega$.



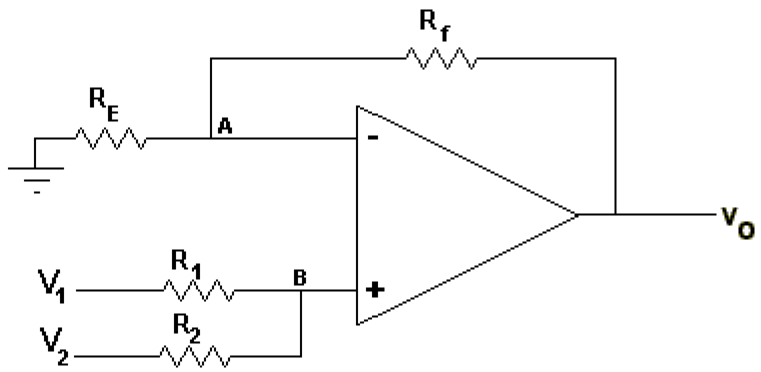
b) $V_0 = -\ [\ 4.\ (2senwt) + 1.(5) + 0,1.(-100) = -\ 8\ senwt - 5 + 10 = 5 – 8senwt$.

c) O valor eficaz total será igual a:

$V_{EF1} = 5V$ e $V_{EF2} = 8 / \sqrt{2}$

$V_{EFTOTAL} = \sqrt{[5^2 + (8 / \sqrt{2})^2]} = \sqrt{(25 + 32)} = \sqrt{(37)} = 6,08V$.

EXERCÍCIO: Para a configuração não inversor, a expressão de saída, será:



SOLUÇÃO : Análise da tensão no ponto B, aplicando-se o T. da superposição temos :

$$V_B = V_1 \frac{R_2}{R_1 + R_2} + V_2 \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

Análise da tensão no ponto A, temos:

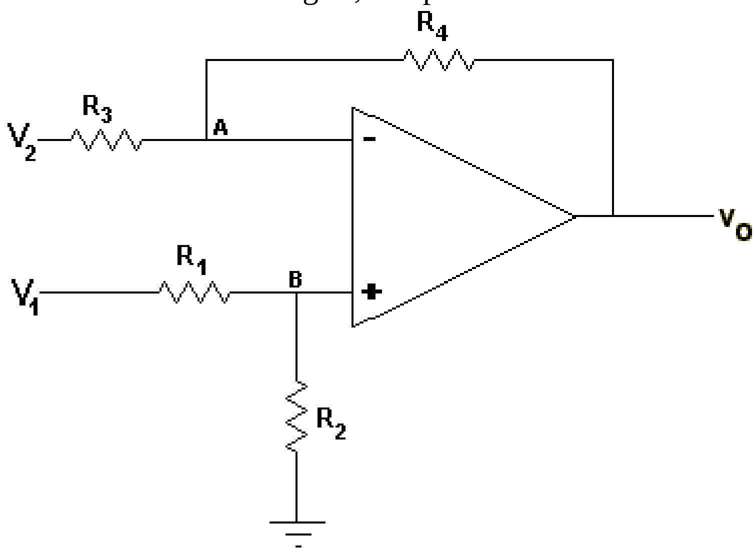
$$V_A = V_0 \frac{R_E}{R_E + R_f}$$

Sabendo-se que a tensão diferencial é nula (ganho infinito), então:

$$V_B = V_A \Rightarrow \quad V_0 \frac{R_E}{R_E + R_f} = V_1 \frac{R_2}{R_1 + R_2} + V_2 \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

$$V_0 = \frac{R_E + R_f}{R_E} \left[\frac{R_2}{R_1 + R_2} V_1 + \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_2 \right]$$

EXERCÍCIO: Para o circuito subtrator a seguir, a expressão de saída será:



SOLUÇÃO: No ponto A e no ponto B as tensões V_A e V_B serão:

$$V_A = V_2 \frac{R_4}{R_3 + R_4} + V_0 \frac{R_3}{R_3 + R_4} \quad (1)$$

$$V_B = V_1 \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad (2)$$

$$\text{Como } V_B = V_A \Rightarrow V_1 \frac{R_2}{R_1 + R_2} = V_2 \frac{R_4}{R_3 + R_4} + V_0 \frac{R_3}{R_3 + R_4} \quad (3)$$

A expressão de saída será:

$$V_0 = \left[\frac{R_3 + R_4}{R_3} \left(\frac{R_2}{R_1 + R_2} \right) V_1 \right] - \frac{R_4}{R_3} V_2 \qquad (4)$$

A expressão do subtrator pode ser escrita da forma

$V_0 = aV_1 – bV_2$.

$V_0 = (1 + R_4/R_3)\ K\ V_1 – R_4/R_3\ V_2$

$a = (1 + R_4/R_3)K$ e $b = R_4/R_3 \Rightarrow a = (1 + b)K$, sendo K um número menor do que 1. Assim

$1 + b = a/K \Rightarrow 1 + b > a$, então $a < 1 + b$ ou $b > a + 1$.

Essa condição se não satisfeita torna impossível a construção de subtratores.

Exemplo: Construir um subtrator cuja equação seja $V_0(t) = 5V_1 – 4V_2$.

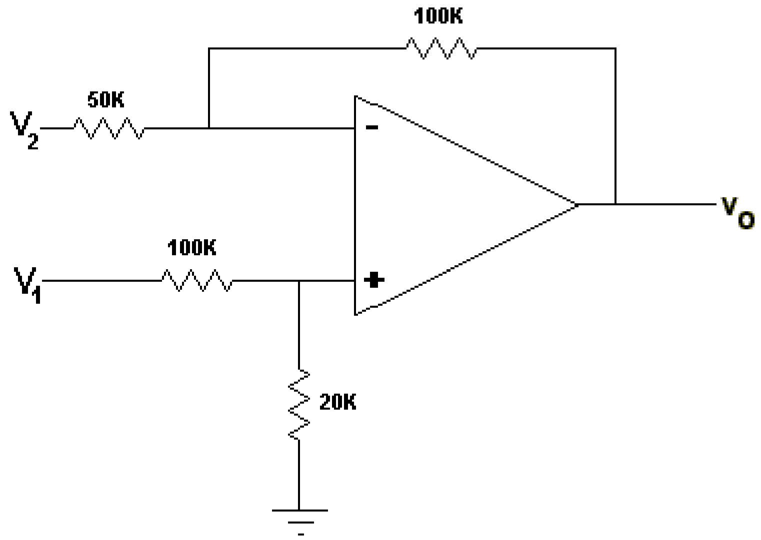
Vamos testar a condição: a = 5 e b = 4. Sendo a < 1 + b, como a < 1 + 4, a < 5 torna o subtrator não implementável, pois a é igual a 5 e não satisfaz a condição.

CONSTRUÍNDO SUBTRATORES

Analisando-se a expressão (4) e fazendo-se: $(R_3 + R_4) = (R_1 + R_2)$ e $R_2 = R_4$, temos:

$$V_0 = \frac{R_4}{R_3} (V_1 – V_2) \qquad (5)$$

EXEMPLO: Para o circuito a seguir, determinar a tensão de saída V_0.

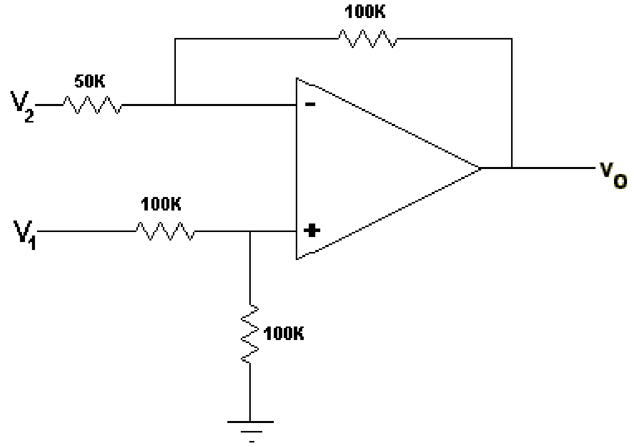


SOLUÇÃO: Usando a expressão (4), teremos:

$$V_0 = \left[\frac{R_3 + R_4}{R_3}\left(\frac{R_2}{R_1 + R_2}\right) V_1\right] - \frac{R_4}{R_3} V_2$$

$V_0 = [\ 3\ (1/6)V_1] - 2\ V_2 = 0{,}5V_1 - 2\ V_2$

EXEMPLO: Para o circuito a seguir, determinar a tensão de saída V_0.

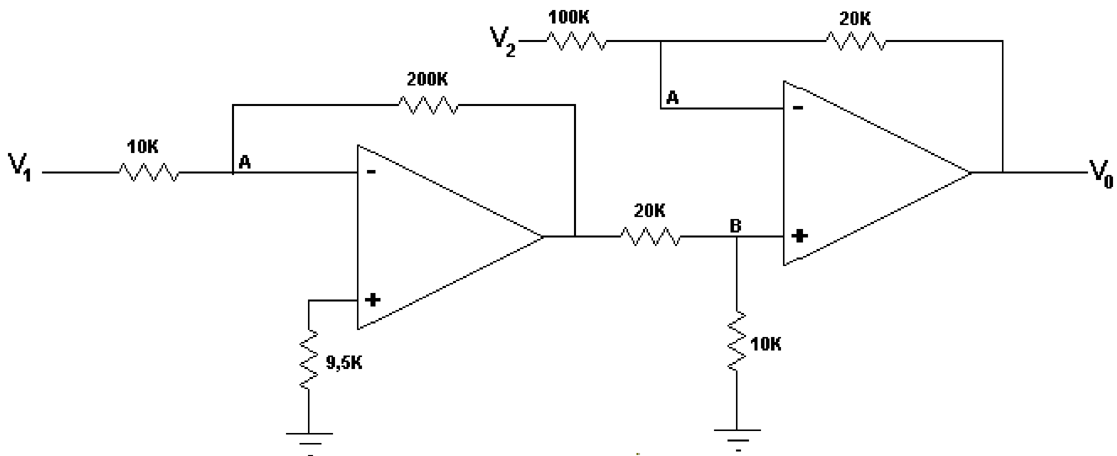


SOLUÇÃO: Usando a expressão (4), teremos:

$$V_0 = \left[\frac{R_3 + R_4}{R_3}\left(\frac{R_2}{R_1 + R_2}\right) V_1\right] - \frac{R_4}{R_3} V_2$$

$V_0 = [\ 3\ (1/2)V_1] - 2\ V_2 = 1{,}5V_1 - 2\ V_2$

EXERCÍCIO : Para o circuito a seguir, determinar a expressão de saída V_0.



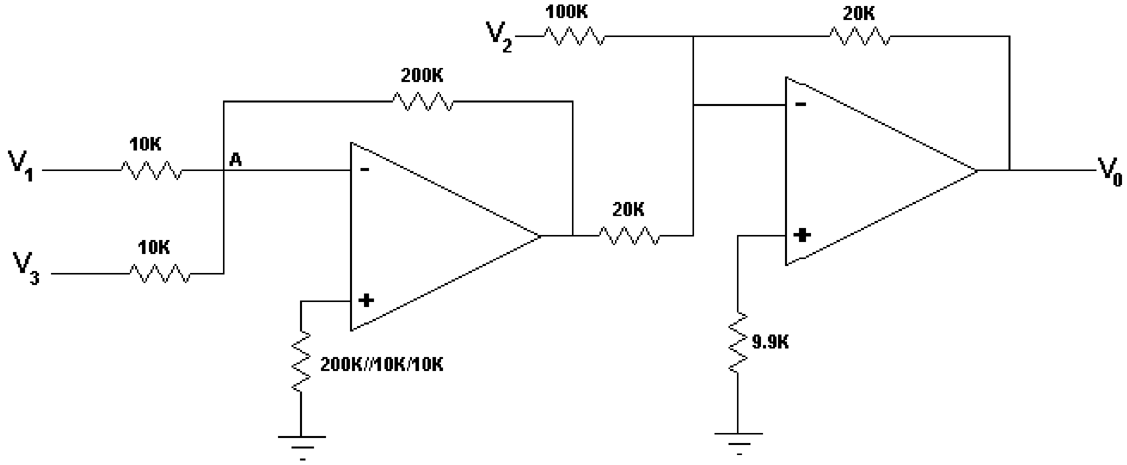
SOLUÇÃO: Para a amplificador 1 a tensão de saída será:

$V_{01} = -\ 20V_1$

Para o amplificador 2, a tensão de saída será:

$V_0 = -8V_1 - 0{,}2V_2$

EXERCÍCIO : Calcular a tensão de saída do circuito a seguir.



SOLUÇÃO : A tensão de saída no amplificador inversor será:

$V_{01} = -\,20(V_1 + V_3)$.

A tensão de saída V_0, será:

$V_0 = +20(V_1 + V_3) - 0{,}2V_2$

COMENTÁRIOS FINAIS: Para firmar o conceito e aprender a calcular circuitos com amplificadores operacionais, sugerimos uma lista de exercícios, disponíveis na seção de exercícios correspondentes.

MÓDULO 4: APLICAÇÕES DOS AMPLIFICADORES OPERACIONAIS

Neste capítulo, o objetivo é o estudo das aplicações com os Amplificadores Operacionais realizando funções matemáticas. Como integração, diferenciação, logaritmo e exponencial.

4.1 INTEGRAÇÃO ELETRÔNICA – O integrador eletrônico é um circuito cuja saída é a integral do sinal de entrada. Em outros termos $v_0(t) = \int v_{in}(t)dt$. É medida pela área total sob a forma de onda da entrada até o instante considerado.

Exemplo: Para uma tensão c.c. de 5 V durante 5 segundos, o valor da integral será igual a $v_0(t) = 5V \cdot 5s = 25$ V em 5 segundos, que é a curva de uma rampa pois a equação desta é $v_0(t) = 5t$.
O circuito integrador ideal é mostrado a seguir na figura 6.1 e a equação de saída será:

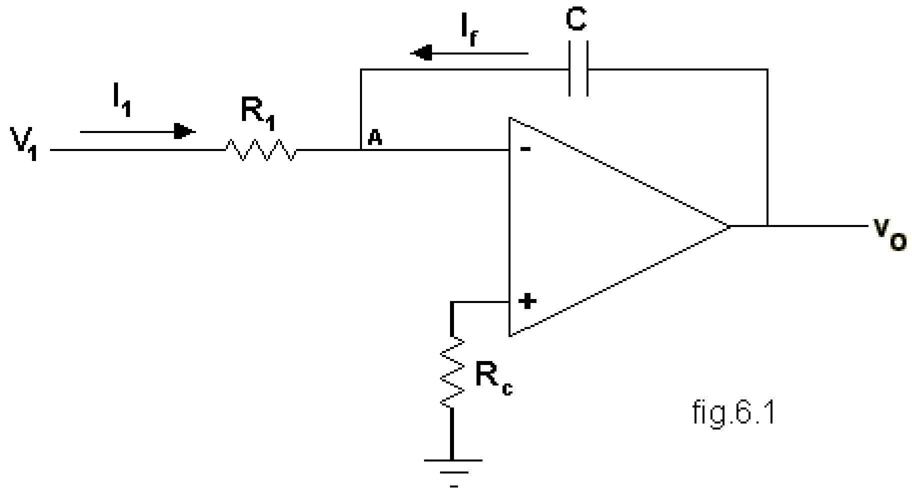


fig.6.1

ANÁLISE: No ponto A, temos : $I_1 = - I_f$, (6.1) onde

$$I_1 = \frac{V_1}{R_1} \quad e \quad I_f = C\frac{dv}{dt} \qquad (6.2)$$

Assim, de (6.2) em (6.1), temos :

$$V_0(t) = -\frac{1}{R_1C}\int V_1 dt$$

EXERCÍCIO: Para o circuito integrador com Amp.Op. com $R_1 = 100K\Omega$ e $C = 0{,}01\mu F$ e $R_C = 100K\Omega$, pede-se:

a) Calcular a tensão de pico na saída de um integrador cuja entrada é igual a: $v_{in}(t) = 0{,}5\ sen(100t)$
b) Escreva a expressão para a saída quando: $V_{in} = 2 + 2\cos 100t$

SOLUÇÃO : Vamos calcular a expressão de saída do item a).

1

a) $V_0(t) = - \dfrac{\quad}{R_1C} \int 0{,}5.\text{sen}(100t)dt$

Para a integral acima, a transformação matemática será: $\dfrac{-0{,}5}{100.R_1C}\ \cos 100t$,

como já existe um sinal negativo na entrada da integral, fica :

$$V_0(t) = \frac{0{,}5}{100.R_1C}\cos 100t = \frac{0{,}5}{100.100.10^3.10^{-8}}\cos 100t = 5.\cos 100t$$

O valor de pico da tensão de saída será de 5V

b) Para $V_{in} = 2 + 2.\cos 100t$, temos:

a) $V_0(t) = - \dfrac{1}{R_1C} \left[\int 2.\cos(100t)dt + \int 2dt \right]$

Para a integral acima, a transformação matemática será: $\dfrac{2}{100.R_1C}\,\text{sen}100t$,

como já existe um sinal negativo na entrada da integral, fica :

$$V_0(t) = \frac{-2}{100.R_1C}\,\text{sen}100t + \frac{-2t}{R_1C} = \frac{-2\ \text{sen}100t}{100.100.10^3.10^{-8}} - \frac{2t}{100.10^3.10^{-8}}$$

$V_0(t) = - 20\ \text{sen}100t + 0{,}002t$

4.2 INTEGRADORES PRÁTICOS

Em virtude do capacitor apresentar impedância muito alta para sinais de baixa frequência, no caso c.c., assim o ganho do circuito será muito alto, comportando-se como um circuito em malha aberta onde qualquer tensão aplicada leva à saturação. A introdução de um resistor em paralelo com o capacitor comporta-se em c.c. como um circuito inversor cujo ganho será $– R_f/R_{in}$, onde o valor de R_f é calculado para não influir na frequência de operação do circuito, ou seja, uma relação de 10 vezes menor pode atender perfeitamente aos objetivos de trabalho do integrador. Desta forma para frequência de operação do integrador R_f não influencia, pois, o capacitor apresenta impedância bem mais baixa que o resistor R_f e estão em paralelo, conforme mostra a figura 6.3. O efeito do resistor em paralelo com o capacitor é de um filtro com a frequência de corte no ponto $1/2.\Pi.R_f.C$, cujo ganho cai 20 dB por década, conforme mostra o gráfico da figura 6.2.
Para o dimensionamento do resistor R_f deve-se então levar em consideração a faixa de frequência de operação do integrador.
Como a integração é válida para uma determinada frequência assim X_C do capacitor vale $1 / 2\Pi\ f\ C$.
Para $X_C < < R_f$ (uma relação de 10 vezes), teremos:

$$R_f << \frac{1}{2.\ \Pi.f.C} \quad \text{ou} \quad R_f = \frac{1}{10.2.\ \Pi.f.C}$$

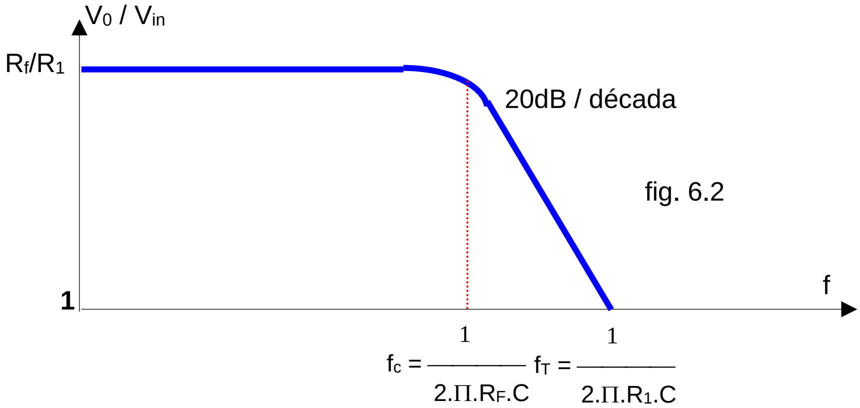


fig. 6.2

Onde $A_{CL} = - R_F/R_1$ e $BW_{CL} = A_{CL}.f_T$. Como em f_T, A_{CL} é unitário, então $BW_{CL} = f_T$.
Podemos escrever que $f_T = A_{CL} . f_C$ (frequência de corte), ou seja $f_C = f_T /A_{CL}$. Se f_T igual a 1KHz e o ganho $-R_F/R_1 = -10$, então $f_C = 100Hz$.

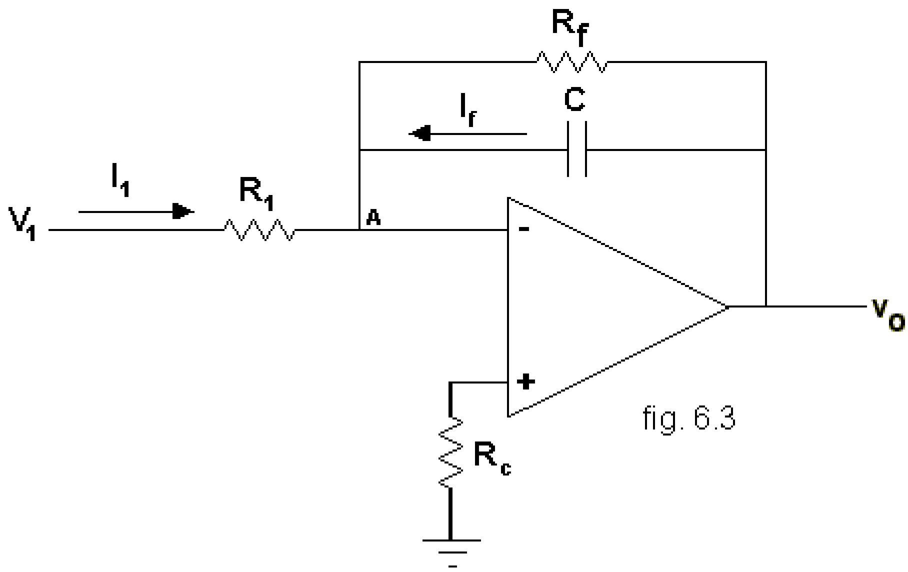


fig. 6.3

EXERCÍCIO: Projetar um circuito prático de um integrador que faça :

1. Integração dos sinais de frequências abaixo de 100Hz.
2. Produção de uma tensão de pico na saída de 0,1V, quando a entrada for uma senóide com 10V de pico e cuja frequência é de 10KHz.

SOLUÇÃO: Dado C = 0,01μF, para integração de sinais de 100Hz, devemos adotar uma frequência de corte abaixo de 100Hz, ou seja, $f_c = 10Hz$, onde $X_C >> R_f$, o qual é válido para frequência baixa. Considerando f = 10 Hz, calculemos R_f.

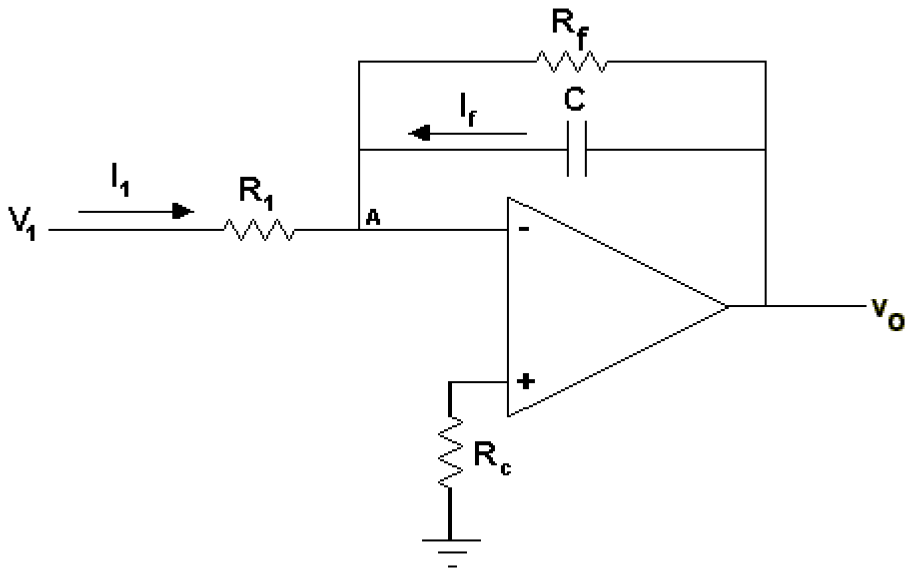
$$f_c = 10 = \frac{1}{2\Pi.R_fC} = \frac{1}{2\Pi.R_f.10^{-8}} \Rightarrow R_f = \frac{1}{2\Pi.10.10^{-8}} = 1{,}59M\Omega.$$

Como V_0 = 0,1V e a entrada igual a 10V (pico), o ganho será: $\left|\dfrac{V_0}{V_{in}}\right| = \dfrac{0{,}1}{10} = 0{,}01.$

Supondo R_f sem influência em 10KHz, o ganho do integrador ideal, será:

$$\left|\frac{V_0}{V_{in}}\right| = \frac{1}{wR_1C} = 0{,}01.\ \text{Assim,}$$

$$0{,}01 = \frac{1}{2\Pi.\ 10^4.R_1.10^{-8}} \Rightarrow R_1 = \frac{1}{2\Pi.10^4.\ 0{,}01.10^{-8}} = 159K\Omega.$$



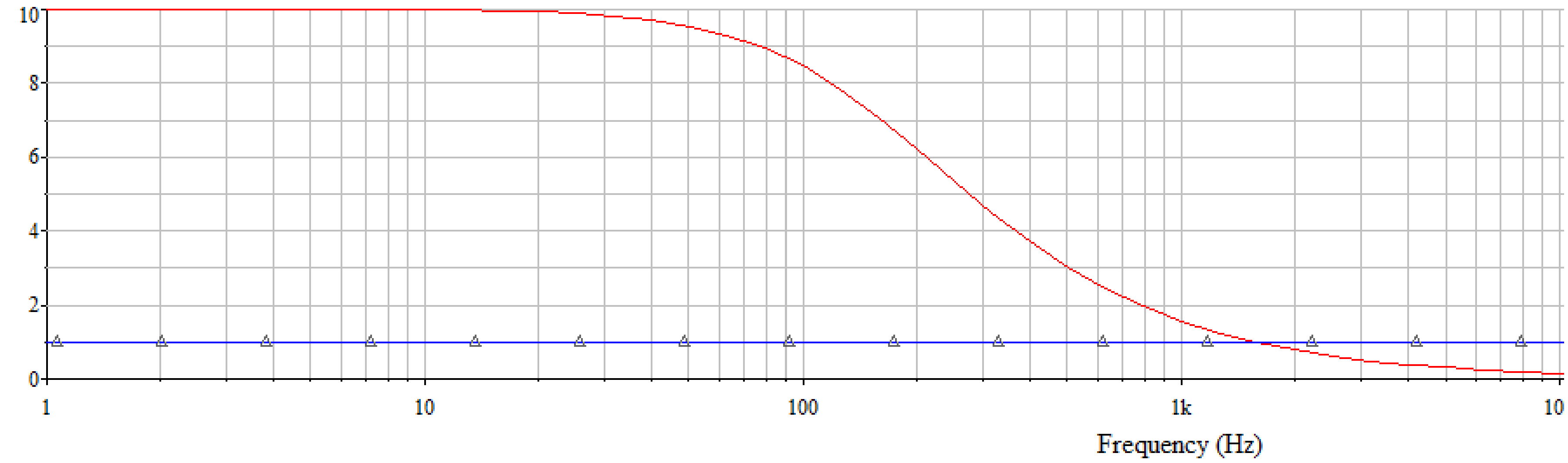
Para o resistor R_C, temos:

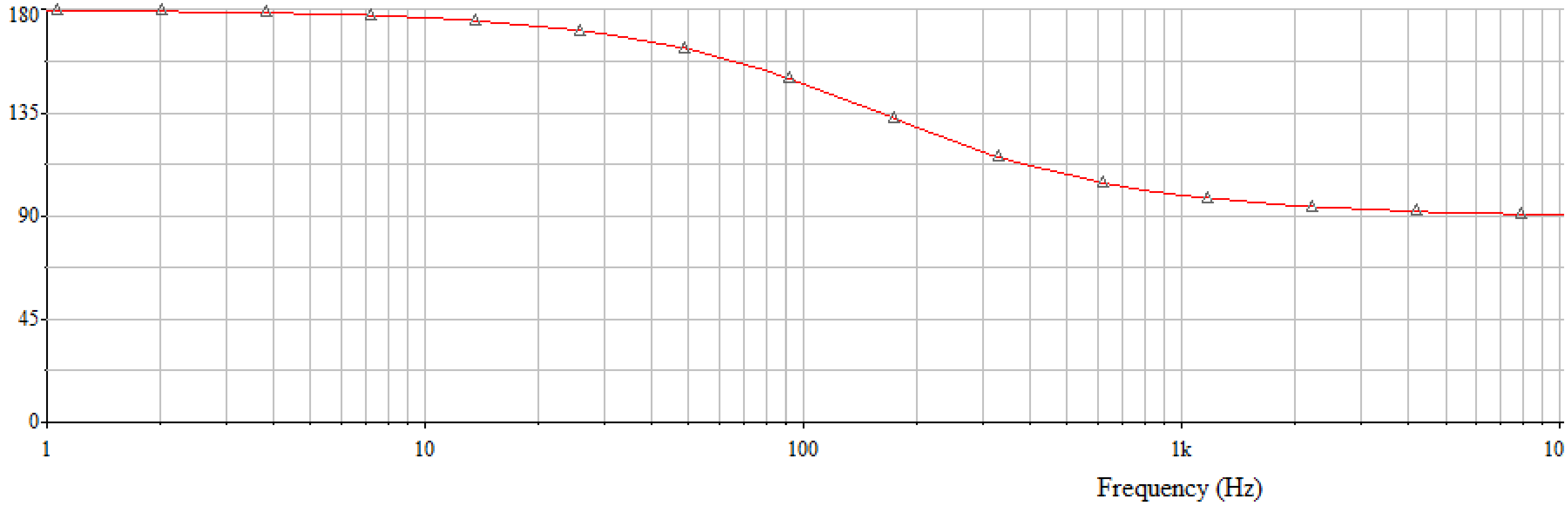
R_C = (1,59 MΩ // 159KΩ) = 145KΩ.

Se a entrada é de 50mVcc, a saída será de 50mV, pois $V_0 = -\dfrac{R_f}{R_1} = -10$

Assim a tensão de saída será de -500mV = -0,5V.

Curva do módulo e fase do integrador prático.





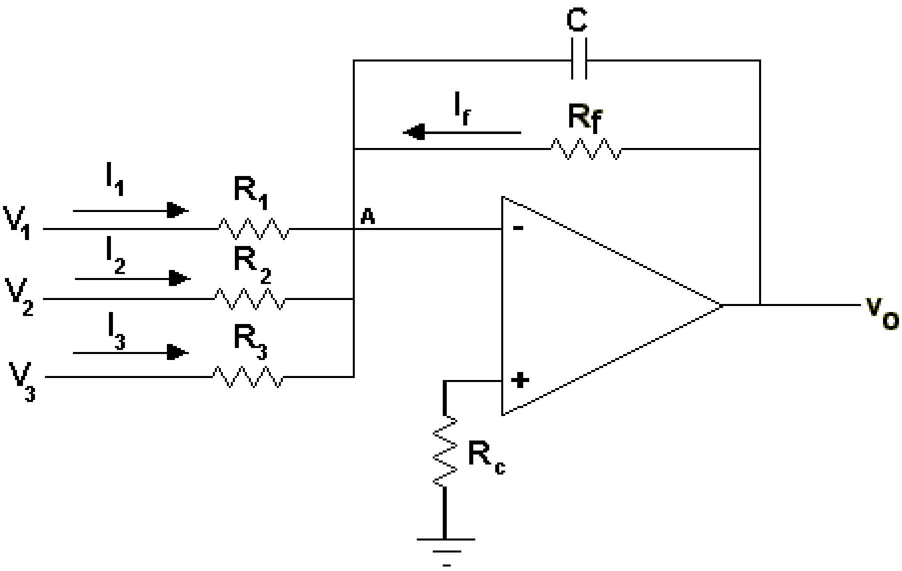
4.3 CIRCUITO INTEGRADOR DE TRÊS ENTRADAS

É a integral de cada uma das entradas. A equação de saída fica:

$$V_0 = -\int \left[\frac{1}{R_1C} V_1 + \frac{1}{R_2C} V_2 + \frac{1}{R_3C} V_3 \right] . dt$$

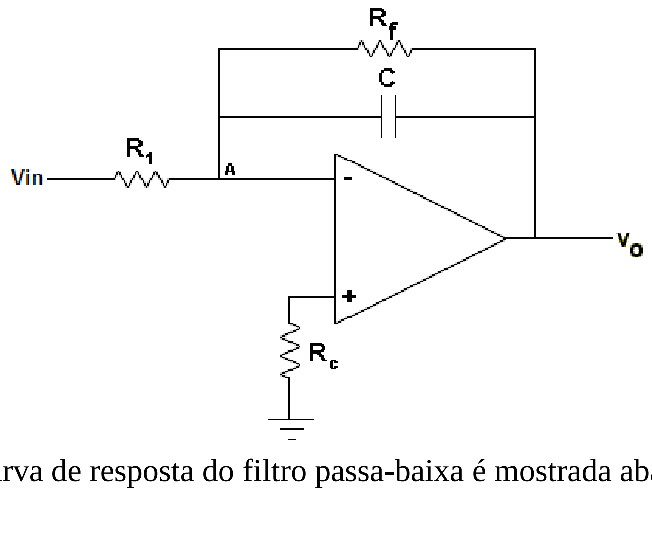
Ou $V_0 = -\frac{1}{R_1C}\int V_1dt \; -\frac{1}{R_2C}\int V_2dt \; -\frac{1}{R_3C}\int V_3dt$. Caso $R_1 = R_2 = R_3 = R$

$V_0 = -\frac{-1}{RC}\int (V_1 + V_2 + V_3)dt$ e $R_C = R_1 // R_2 // R_3 // R_f$.

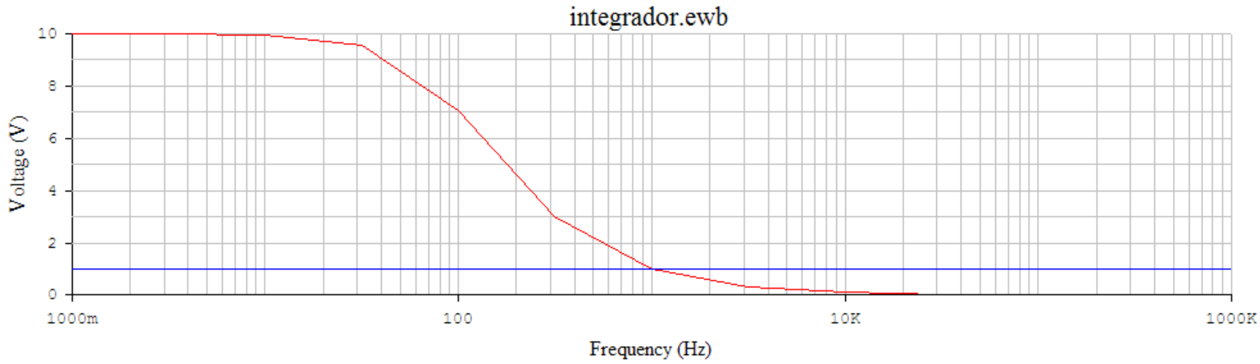


Exercício: O filtro passa-baixa é apresentado conforme a curva de resposta a seguir. Pede-se:

a) Determinar os valores dos componentes a seguir, sabendo-se que C = 0,1µF.



A curva de resposta do filtro passa-baixa é mostrada abaixo.



Resposta: R_1 = 1,59K e R_F = 15,9K, onde f_C = 100Hz e f_T = 1KHz.

4.4 DIFERENCIAÇÃO ELETRÔNICA O diferenciador eletrônico é um circuito cuja saída é a derivada do sinal de entrada. Em outros termos $v_0(t) = dv_{in}(t)/dt$. É medida pela taxa de variação da forma de onda da entrada no instante considerado.

Exemplo: Para uma tensão c.c. de 5 V durante 5 segundos, o valor da derivada será igual a $v_0(t) = 0$.
Para uma tensão em rampa de 0 a 5 V de 0 a 5 segundos, o valor da derivada será igual a : $V_{in} = 5t$, isso implica $v_0(t) = 5$.
O circuito diferenciador ideal é mostrado a seguir na figura 6.4 e a equação de saída será:

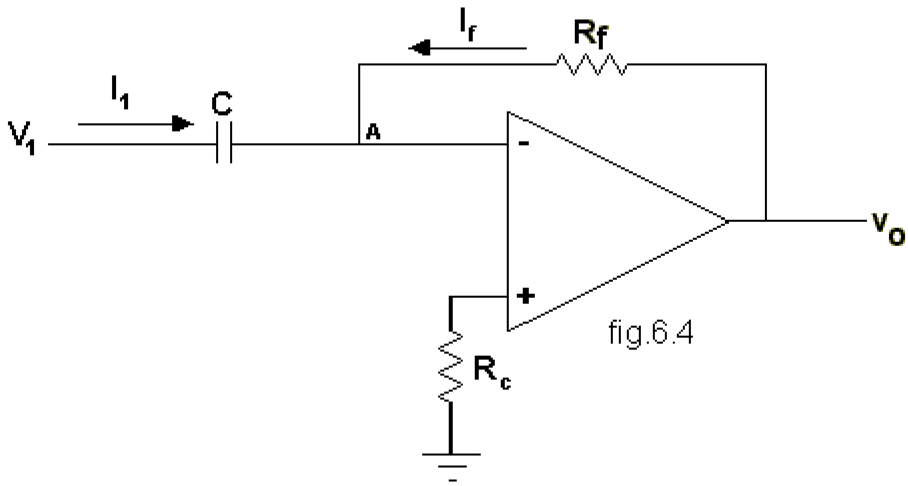


fig.6.4

ANÁLISE: No ponto A, temos: $I_1 = - I_f$, (6.4) onde

$$I_f = \frac{V_0}{R_f} \quad \text{e} \quad I_1 = C\frac{dV_1}{dt} \qquad (6.5)$$

Assim, de (6.5) em (6.4), temos:

$$V_0(t) = - R_1C\frac{dV_1}{dt}$$

EXERCÍCIO: Para o circuito diferenciador com A.O. com R_1 = 100KΩ e C = 0,01μF e R_C = 100KΩ, pede-se :

a) Calcular a tensão de pico na saída de um diferenciador cuja entrada é igual a $v_{in}(t)$ = 0,5 sen(100t)
b) Escreva a expressão para a saída quando: V_{in} = 2 + 2 cos100t

SOLUÇÃO: Vamos calcular a expressão de saída do item a).

$$a)\ V_0(t) = -R_1C\,\frac{d[0{,}5.\mathrm{sen}(100t)]}{dt}$$

Para a derivada acima, a transformação matemática será: 0,5.100 cos100t,

como existe um sinal negativo na entrada da derivada, fica:

$$V_0(t) = -0{,}5.100.R_1C\,.\cos100t = -50.10^5.10^{-8}\cos100t = -0{,}05.\cos100t$$

O valor de pico da tensão de saída será de 0,05V e o valor do ganho do diferenciador será:

$$\left|\frac{V_0}{V_{in}}\right| = \frac{AwR_fC}{A} = wR_fC$$

b) Para V_{in} = 2 + 2.cos100t, temos :

$$a)\ V_0(t) = -R_1C\,\frac{d[\,2.\cos(100t)\ +2\,]}{dt} = -2.100.\mathrm{sen}(100t) + 0$$

Para a derivada acima, a transformação matemática será: - 2.100 sen100t,

como já existe um sinal negativo na entrada da derivada, fica:

$$V_0(t) = 2.100.R_1C.\mathrm{sen}100t\ + 0 = 2.100.100.10^3.10^{-8} = 0{,}2\ \mathrm{sen}100t$$

$V_0(t)$ = 0,20 sen100t.

CONCLUSÃO: A amplitude do diferenciador é diretamente proporcional à frequência e a saída está defasada em relação à entrada de 90°, pois:
– coswt = sen(wt - 90), independente da frequência.

4.5 DIFERENCIADORES PRÁTICOS

Como os diferenciadores são circuitos cuja saída é proporcional a frequência de entrada e portanto, em alta frequência aumenta-se o nível de ruído na saída, como o amplificador tem uma largura de faixa finita, usa-se um resistor em série com o capacitor para limitar a frequência e atuar como um filtro reduzindo o ganho característico. Assim a frequência de corte do diferenciador deve ser menor que a frequência de corte do amplificador. A impedância total vista na entrada será:

$Z_{in} = R_1 + 1/jwC = R_1 - j/wC = |Z_{in}| = \sqrt{(R_1^2 + (1/wC)^2}$.

Para valores de freqüência muito baixo o valor de Z_{in} é influenciado pela reatância capacitiva e toma lugar o circuito diferenciador pois R_1 é desprezível. Para valores de freqüência muito alto o valor da reatância do capacitor é desprezível tomando o lugar o resistor R_1 e o circuito comporta-se como um inversor cujo ganho é $-R_f / R_1$, conforme mostra a figura 6.5. A freqüência de corte f_b é a freqüência onde a diferenciação não mais ocorre, nesse caso a reatância capacitiva iguala-se à resistência R_1, assim:

$$R_1 = \frac{1}{2\Pi.f_b.C} \quad \text{ou } f_b = \frac{1}{2\Pi.R_1C} \text{ Hz.}$$

Na prática, a freqüência f_b escolhida deve ser muito maior que a freqüência do diferenciador.

$f_b >> f_d$, onde f_d é a freqüência do diferenciador. O gráfico do ganho *versus* freqüência de entrada, conforme figura 6.6. Na freqüência de corte inferior $X_C = R_1$ então temos:
$f_b = 1/2\Pi R_1C$. Para freqüência de corte superior f_2 do amplificador é dada por $f_2 = \beta.f_t$, sendo β a taxa de realimentação $\beta = R_1 / (R_1 + R_f)$, $X_C = 0$.

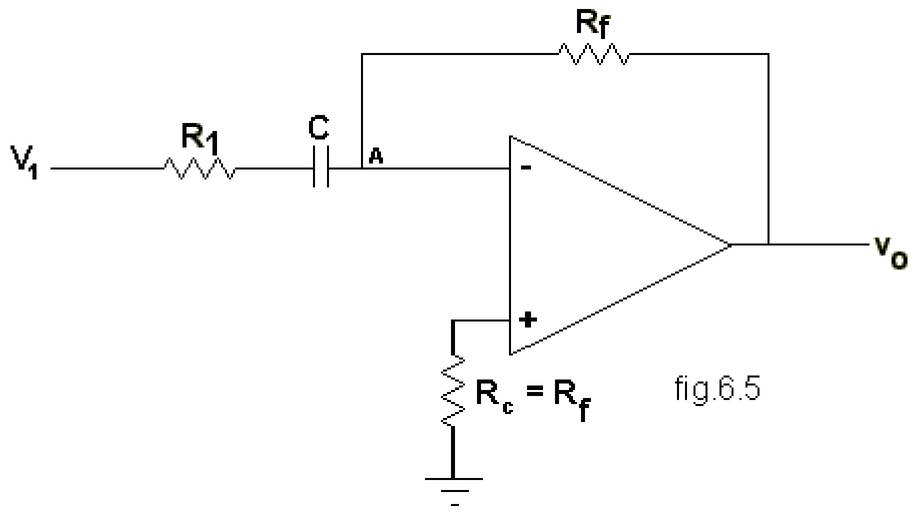


fig.6.5

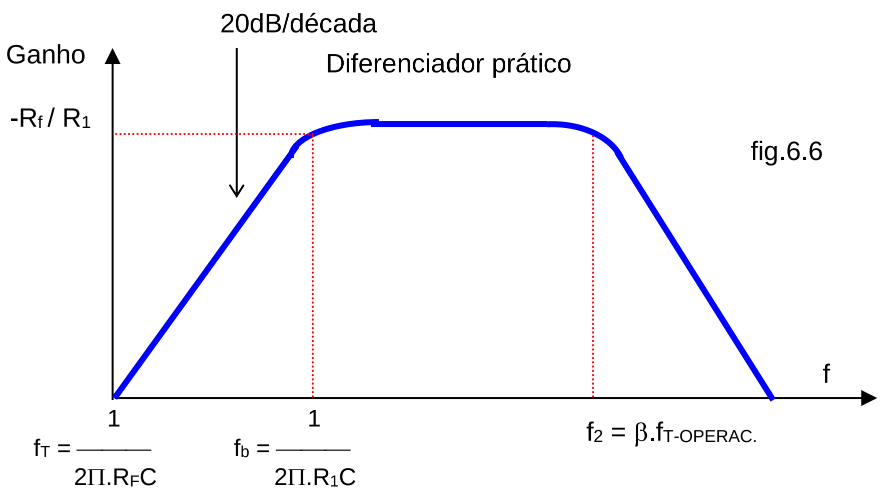


fig.6.6

A frequência f_T de transição do diferenciador é dada quando $A_{CL}= 1$. A frequência de corte do filtro é dada por f_b. A relação $f_T = f_b / A_{CL}$. A frequência f_2 de corte em virtude da resposta do Amplificador operacional está relacionada com f_T do operacional. Exemplo se f_T = 1KHz, e o ganho $A_{CL} = - R_F/R_1 = - 10$, então f_b = 10KHz.

EXERCÍCIO: Projetar um diferenciador prático capaz de diferenciar sinais com frequências de até 200Hz. O ganho com 10Hz deve ser de 0,1.
Se o amplificador operacional utilizado tem uma frequência de transição de 1MHz, qual é a frequência de corte superior do diferenciador. Dado capacitor C = 0,1 μF.

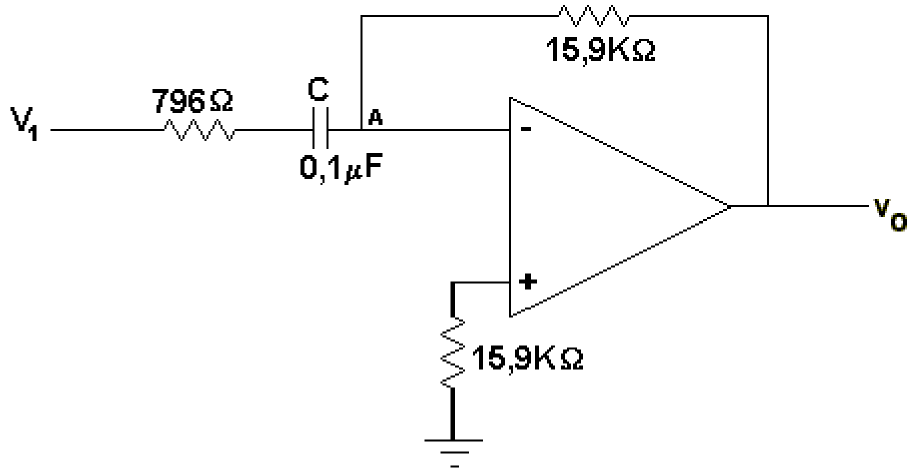
SOLUÇÃO: Para o circuito diferenciador, temos:

Fazendo-se $f_b = 10\ f_d$, temos: f_b = 10.200 = 2KHz.

Assim $R_1 = \dfrac{1}{2\Pi.2.10^3.10^{-7}} = 796\Omega$.

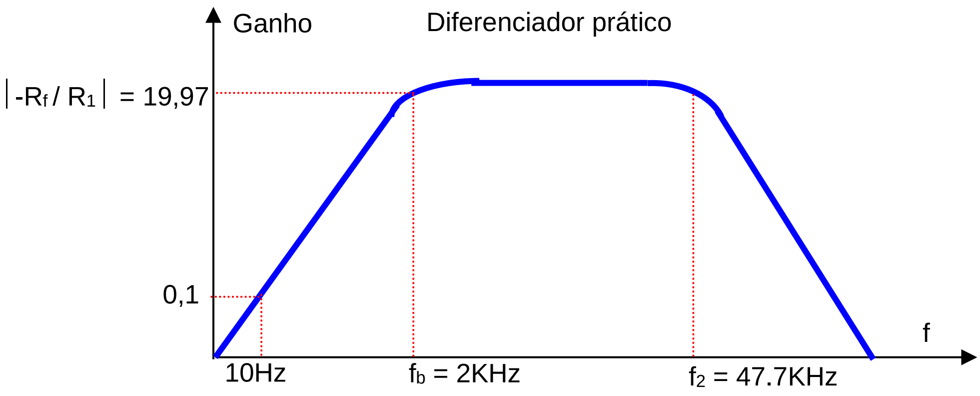
Para um ganho = 0,1 em 10 Hz, temos:

$$\left|\frac{V_0}{V_{in}}\right| = 0,1 = wR_f.C = (2\Pi.10.10^{-7}).\ R_f \Rightarrow R_f = \frac{0,1}{2\Pi.10.10^{-7}} = 15,9K\Omega.$$

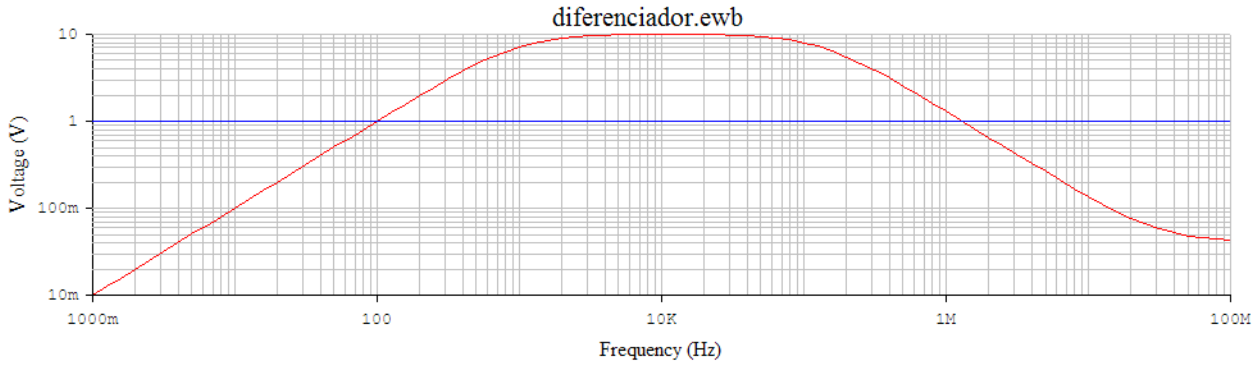


$$\text{Como } \beta = \frac{R_1}{R_1 + R_f} = \frac{796}{796 + 15,9K} = 0,0477$$

Assim $f_2 = \beta\ f_t$, teremos: $f_2 = 0,0477 \times 10^6$ = 47.700Hz. O diagrama de Bode será:



Exercício: O filtro passa-alta é apresentado conforme a curva de resposta a seguir. Pede-se:
a) Determinar os valores dos componentes a seguir, sabendo-se que C = 0,1μF.



Resposta: R_1 = 160 e R_F = 1,6K, onde f_C = 10.000Hz e f_T = 1KHz. f_2 = 136,36KHz.

4.6 AMPLIFICADOR LOGARÍTMO A equação básica para a corrente I_D através de um diodo semicondutor é dada por:

$I_D = I_S \cdot [\exp(qV/KT) - 1]$, onde :

I_S é a corrente de saturação do diodo;
V é a tensão direta através do diodo;
q é a carga eletrônica;
K é a constante de Boltzmann;
T é a temperatura absoluta.

O circuito da figura 6.7 mostra o circuito do Amplificador logaritmo, onde a expressão de saída será:

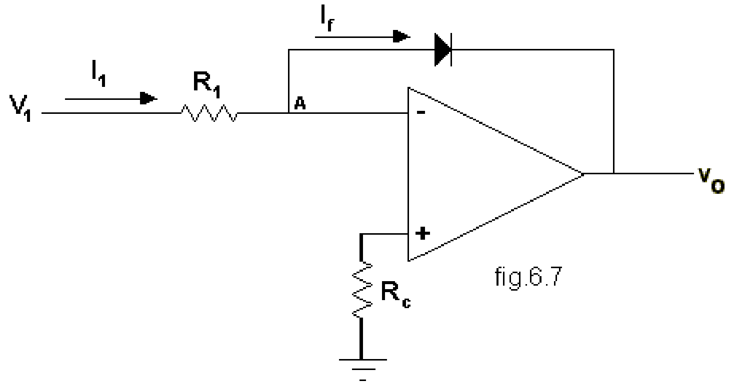


fig.6.7

O diodo conduz somente do anodo para o catodo onde $V_D > 0$, onde V_D, será:

$$\ln I_D = \ln I_S\, e^{qV_D / KT} \Rightarrow \ln I_D = \ln I_S + \ln e^{qV_D / KT}$$

$$\ln I_D = \ln I_S + q\frac{V_D}{KT} \Rightarrow V_D = -\frac{KT}{q}\ln\frac{I_D}{I_S}$$

Como $I_D = I_1 = I_f$ e $I_1 = \dfrac{V_1}{R_1}$

Chamando-se de $K_1 = \dfrac{KT}{q}$ e $K_2 = \dfrac{1}{R_1 \,.\, I_S}$

$$\mathbf{V_0 = -K_1 \,.\, \ln K_2.V_1}$$

4.7 AMPLIFICADOR EXPONENCIAL A equação básica para a corrente I_D através de um diodo semicondutor é dada por :

$I_D = I_S \,.\, [\exp(qV/KT) - 1]$, onde:

I_S é a corrente de saturação do diodo;
V é a tensão direta através do diodo;
q é a carga eletrônica;
K é a constante de Boltzmann;
T é a temperatura absoluta.

O circuito da figura 6.8 mostra o circuito do Amplificador exponencial, onde a expressão de saída será :

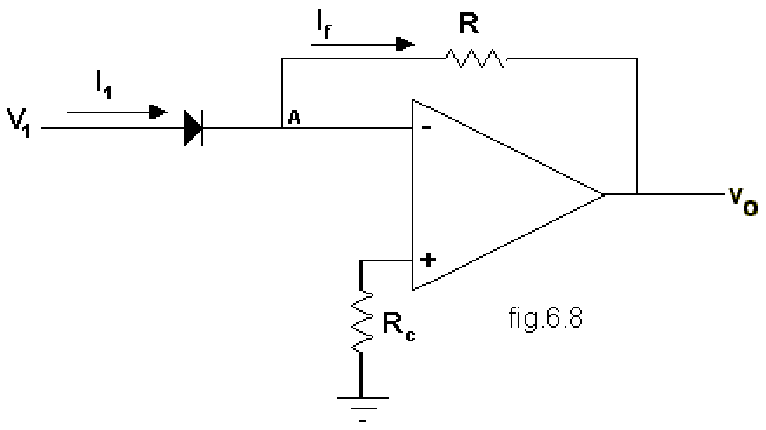


fig.6.8

Como $I_1 = I_f$ e $I_D = I_S\, e^{qV_D / KT} = I_S\, e^{qV_1 / KT}$.

Como $I_F = -\dfrac{V_0}{R}$. Assim $I_S\, e^{qV_1 / KT} = -\dfrac{V_0}{R}$

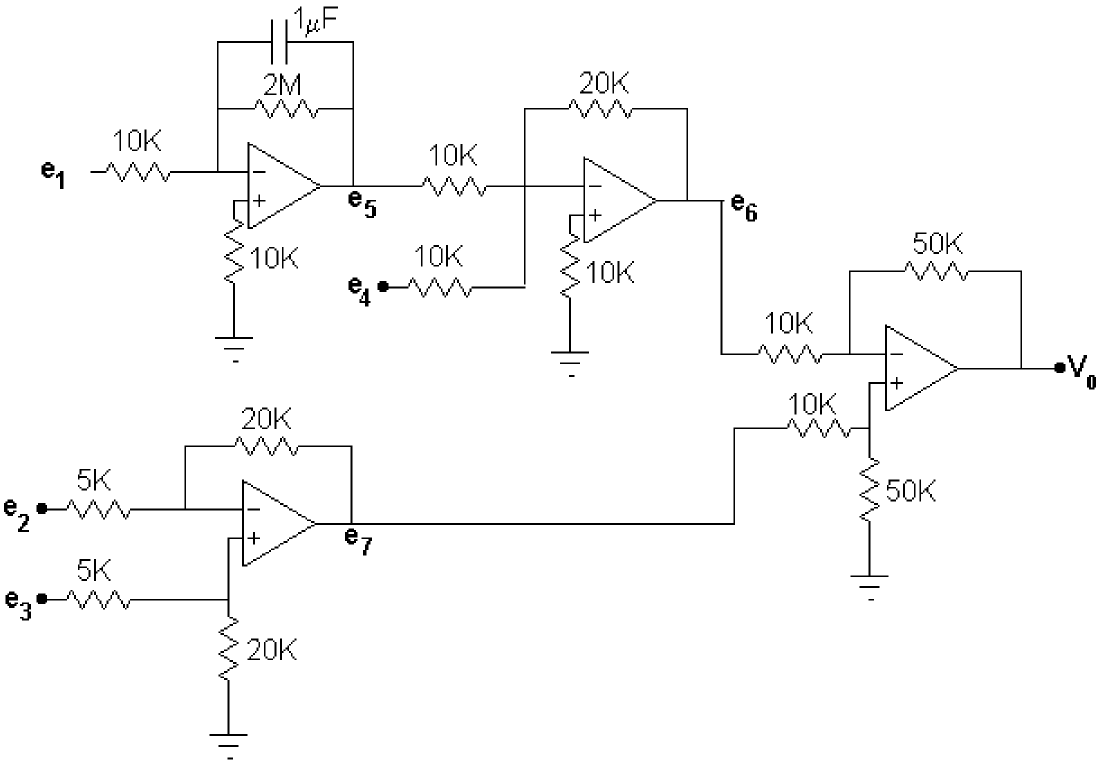
$V_0 = -\,R\, I_S\, I_S\, e^{qV_1 / KT} \Rightarrow$ Chamando $K_1 = R.I_S$ e $K_2 = \dfrac{q}{KT}$

$$\mathbf{V_0 = -\,K_1 \,.\, e^{K_2 \cdot V_1}}$$

MÓDULO 5: COMPUTAÇÃO ANALÓGICA

5.1 COMPUTAÇÃO ANALÓGICA

Várias funções matemáticas podem ser implementadas em um computador analógico, cujo circuito é montado para cada expressão matemática. O circuito quando completado realiza uma expressão matemática. As variáveis de entrada do circuito são analógicas (tensões ou correntes). Com os A.O.s pode-se montar qualquer expressão matemática, tais como, somadores, subtratores, multiplicadores e divisores, logaritmos, exponenciais etc...
Exemplo: Para o circuito de computação analógica determinar a expressão de saída $V_0(t)$ e o valor médio V_{0DC} e V_{0RMS}.



SOLUÇÃO :

Sendo $e_1(t) = 2 \cos 500t$ V, $e_2(t) = 0{,}3 \text{ sen } 500t$ V, $e_3(t) = -0{,}3$V e $e_4(t) = 0{,}2 \text{ sen } 200t$ V.

a) Inicialmente, calcula-se o valor de $V_0(t)$, temos:

$V_0(t) = 5(e_7 - e_6)$, para $e_6 = -2(e_4 + e_5)$ e para $e_7 = 4(e_3 - e_2)$.

Calculando $e_5 = -\dfrac{1}{RC}\int e_1.dt \Rightarrow e_5 = -\dfrac{1}{10^4.10^{-6}}\int 2\cos 500t dt$

$$e_5 = -\frac{2}{500.10^4.10^{-6}} \text{ sen } 500t = -0{,}4 \text{ sen } 500t$$

$e_6 = -2(e_4 + e_5) = -2(0{,}2 \text{ sen } 200t - 0{,}4 \text{ sen } 500t) = -0{,}4 \text{ sen } 200t + 0{,}8 \text{ sen } 500t$

$e_7 = 4(-0,3 - 0,3 \text{ sen } 500t) = -1,2 – 1,2 \text{ sen } 500t$

$V_0 = 5(e_7 – e_6) = 5[(-1,2 – 1,2 \text{ sen } 500t) – (-0,4 \text{ sen } 200t + 0,8 \text{ sen } 500t)]$

$V_0 = 5. [(-1,2 – 2\text{sen } 500t + 0,4 \text{ sen } 200t)]$

$V_0 = – 6 – 10\text{sen } 500t + 2\text{sen } 200t$

b) O valor médio da expressão acima será:

$V_{ODC} = - 6$

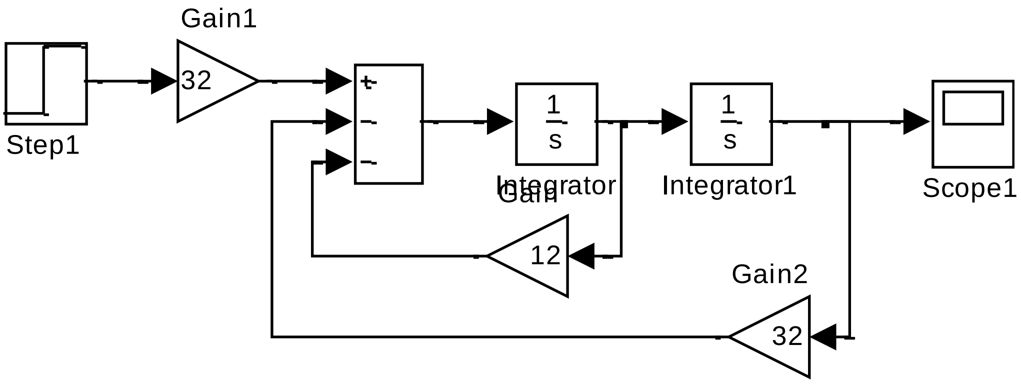
c) O valor RMS total será:

$V_{0RMS} = \sqrt{(-6)^2 + (2/\sqrt{2})^2 + (10/\sqrt{2})^2} = 9,4V$

Solução de equações diferenciais: Dada a equação diferencial de um sistema, pede-se simular o sinal de saída y(t) quando aplicado na entrada um degrau unitário u(t):

$$\frac{d^2y_{(t)}}{dt^2} + 12\frac{dy_{(t)}}{dt} + 32y_{(t)} = 32u(t) \qquad \frac{d^2y_{(t)}}{dt^2} = 32u(t) - 12\frac{dy_{(t)}}{dt} - 32y_{(t)}$$

Note que para acharmos y(t) precisamos integrar duas vezes o resultado da soma dos termos que estão do lado direito da equação.



5.2 MULTIPLICADORES E DIVISORES

Pode-se multiplicar ou dividir tensões analógicas, com circuitos multiplicadores e divisores de tensões.
a) O multiplicador da figura 7.1 é dado por:

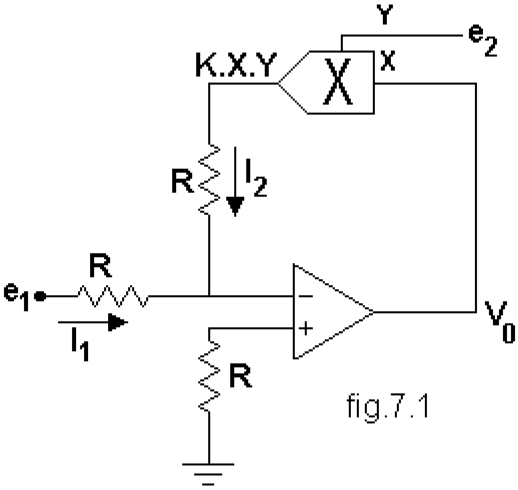
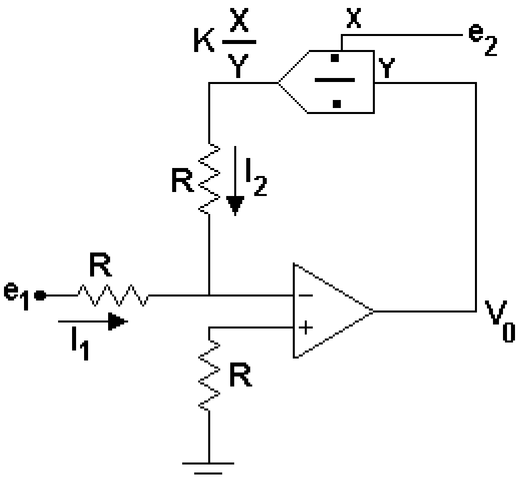


fig.7.1

Como $i_1 = - i_2$ e $i_1 = e_1 / R$ $i_2 = KXY / R$

$$X = V_0 \text{ e } Y = e_2 \Rightarrow V_0 = -\frac{1}{K}\,\frac{e_1}{e_2} = -K_1\frac{e_1}{e_2} \text{ (Divisor de Tensão)}$$

b) O divisor da figura 7.2 mostra:

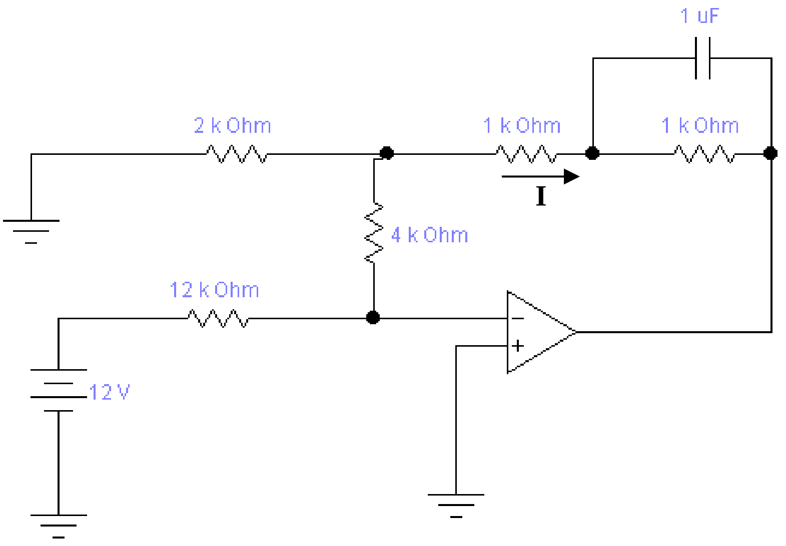


Como $i_1 = - i_2$ e $i_1 = e_1 / R$ $i_2 = KX / Y R$

$$e_1 = \frac{-Ke_2}{V_0} \Rightarrow V_0 = -K\frac{e_2}{e_1}$$

Exercício: Para o circuito a seguir, a corrente I e a tensão de saída V_O do operacional, são:

a) V_O = + 10V, I = 3mA
b) V_O = - 10V, I = 3mA
c) V_O = + 12V, I = 2mA
d) V_O = - 12V, I = 2mA
e) V_O = - 1V , I = 1mA



MÓDULO 6: APLICAÇÕES E EXERCÍCIOS DE AMPLIFICADORES OPERACIONAIS

Neste capítulo, o objetivo é o estudo das aplicações com os Amplificadores Operacionais realizando comparações e geração de formas de ondas.

6.1 COMPARADOR ANALÓGICO DE TENSÃO

Muitas vezes são necessários comparar valores de tensão ou de corrente com valores de referência. Os comparadores analógicos são largamente utilizados para este objetivo. Os circuitos comparadores de tensão são conhecidos como circuitos biestáveis pois a região entre o ponto de ligação e o ponto de desligamento são diferentes, assim a diferença entre esses pontos é conhecida como histerese. Igualmente aos relés, onde é visível esta região, se um circuito aplicar um valor de tensão superior ao ponto de ligação, o circuito comuta de estado e só retorna à condição inicial se o pulso de entrada cair abaixo de um valor estabelecido, menor que o ponto ligação, onde é conhecido como ponto de desligamento. Para o circuito da figura 8.1 a expressão de saída do comparador analógico será:

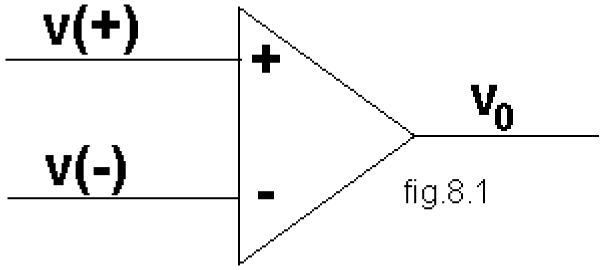


fig.8.1

Funcionamento do circuito, quando $v(+) > v(-) \Rightarrow v_0 = +V_{cc}$ e quando $v(+) \leq v(-) \Rightarrow v_0 = 0$.
Pode-se encontrar chips prontos de comparadores, tais como SN 72710 entre outros. Com os amplificadores operacionais é possível desenvolver circuitos comparadores de tensão, conforme é mostrado no circuito da figura 8.2.

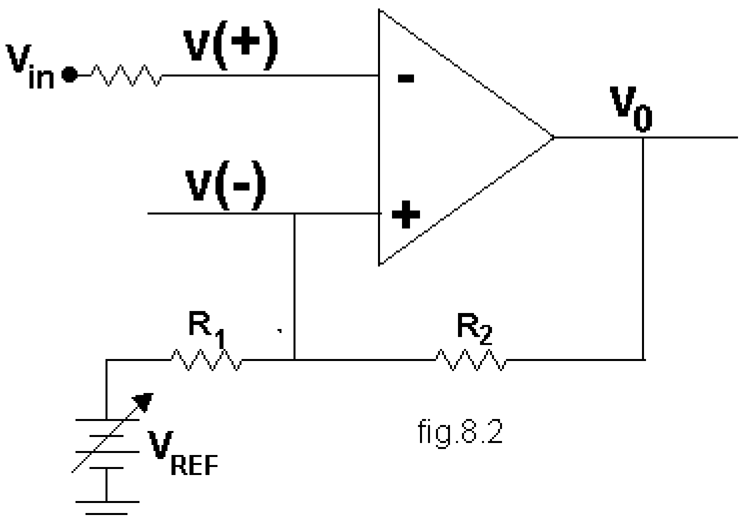
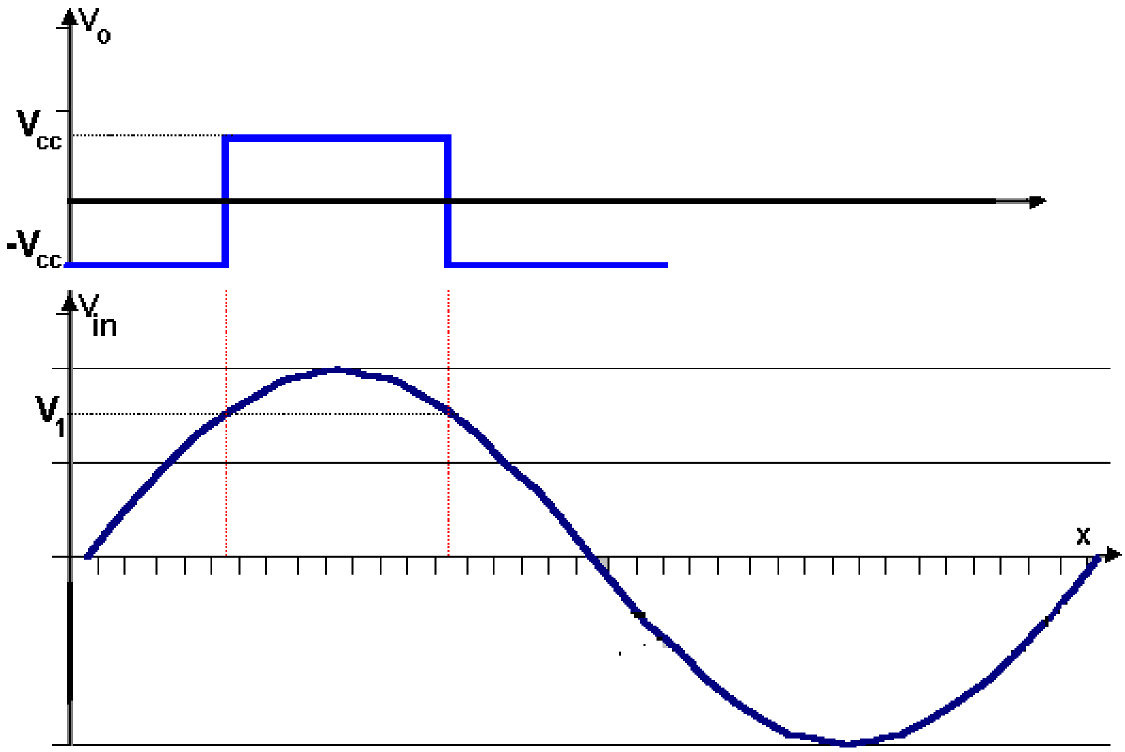


fig.8.2

Vamos analisar a saída do comparador para uma determinada forma de onda de entrada conforme é apresentado o gráfico da figura 8.3.



Conforme o gráfico acima quando a tensão de entrada for maior ou igual a V_1, o comparador comuta para $+V_{cc}$ e permanece nessa condição até quando a tensão de entrada ficar nesta condição. Quando a tensão cair abaixo desse valor, a saída do comparador retorna ao estado inicial.
Para o circuito comparador da figura 8.2 pode-se verificar que V_{REF} impõe o ponto de disparo do comparador, porém como é apresentado na figura 8.3 o comparador apresenta uma histerese que pode ser calculada.

6.2 HISTERESE E CIRCUITOS DISPARADORES DE SCHMITT-TRIGGER

Define-se LTL e UTL, como os níveis de disparo inferior e superior a partir do valor da tensão de referência, que pode ser zero.

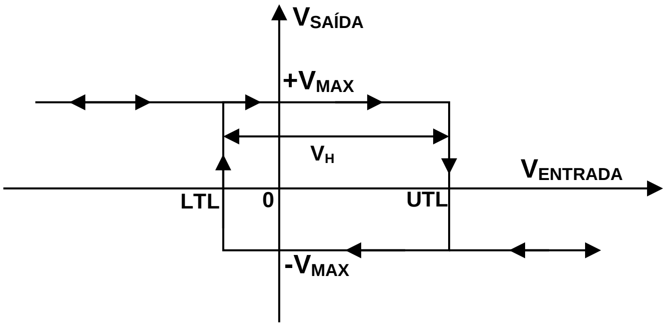
$UTL = V_{REF} \cdot R_2 / (R_1 + R_2) + R_1 /(R_1 + R_2) \cdot (+V_{MAX})$.

$LTL = UTL = V_{REF} \cdot R_2 / (R_1 + R_2) + R_1 /(R_1 + R_2) \cdot (-V_{MAX})$.

Define-se a tensão de histerese como sendo:

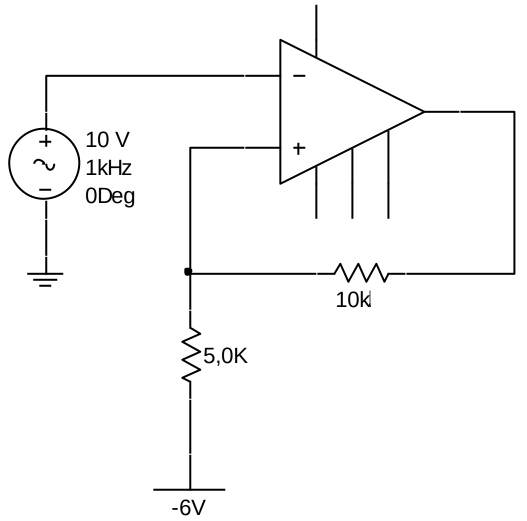
$V_H = UTL - LTL = 2.R_1 / (R_1 + R_2) \cdot (V_{MAX})$.

a) Curva de Transferência de entrada e saída.



Exemplo: Dado um comparador de amplitude cujos valores são : $V_{SAÍDA} = \pm 15V$, $R_1 = 10K$ e $R_2 = 10K$. Para :

a) $V_{REFERÊNCIA} = -6V$, calcular UTL, LTL e V_H;
b) Os gráficos de saída e de transferência de entrada e saída, sabendo-se que $V_{ENTRADA} = 10$ senωt.
c) $V_{REFERÊNCIA} = 0V$, calcular UTL, LTL e V_H;
d) Os gráficos de saída e de transferência de entrada e saída, sabendo-se que $V_{ENTRADA} = 10$ senωt.
e) $V_{REFERÊNCIA} = 0V$ e $V_{SAÍDA} = +15V$, calcular UTL, LTL e V_H;
f) Os gráficos de saída e de transferência de entrada e saída, sabendo-se que $V_{ENTRADA} = 10$ senωt.



a) Cálculo do UTL, LTL e V_H.

$UTL = V_{REF}\, R_2/(R_1 + R_2) + R_1/(R_1 + R_2)\, (+V_{max})$ e

$LTL = V_{REF}\, R_2/(R_1 + R_2) + R_1/(R_1 + R_2)\, (-V_{max})$.

$UTL = -6 \times 10K/(15K) + 5K/(15K) \times 15 = 1V$

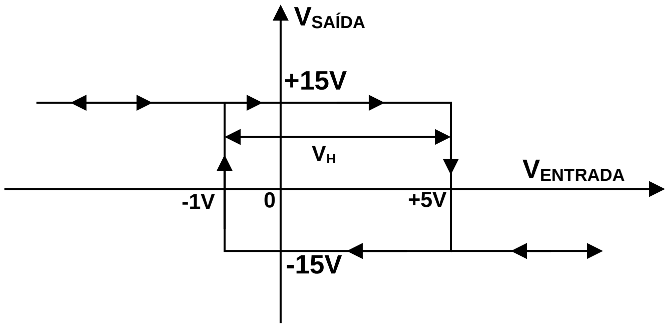
$LTL = -6 \times 10K/(15K) + 5K/(15K) \times -15 = -9V$

$V_H = UTL - LTL = 1 - (-9) = 10V$.

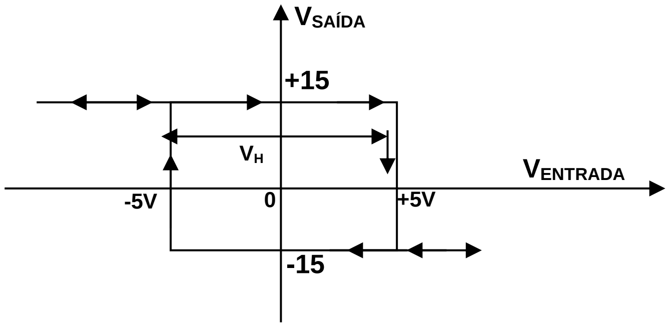
b) Para $V_{REF} = 0$ => UTL = + 5V e LTL = -5V e $V_H = 10V$.

c) Para $V_{REF} = 0$ => UTL = +5V e LTL = 0 e $V_H = 5V$.

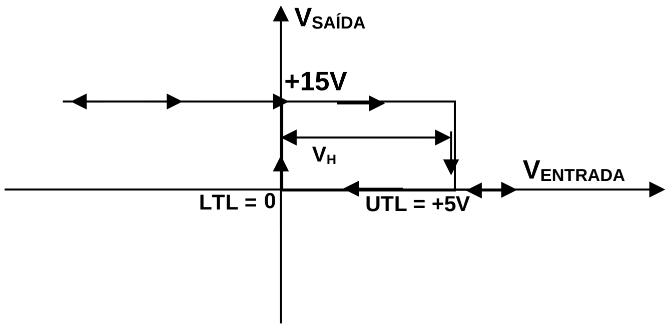
a) O gráfico de transferência entrada e saída



b) O gráfico de transferência entrada e saída



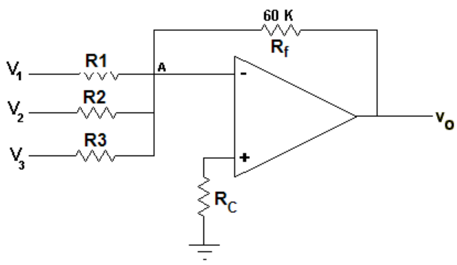
c) O gráfico de transferência entrada e saída



EXERCÍCIOS RESOLVIDOS

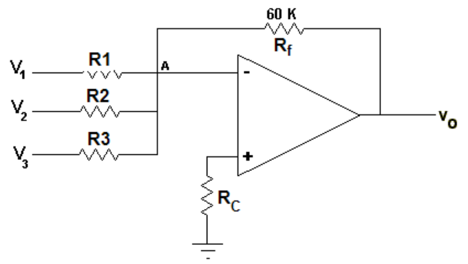
1) Projetar um circuito com A.O. que produza uma saída igual a:
$V_O = -(4V_1 + V_2 + 0{,}1V_3)$. Dado $R_f = 60\ K\Omega$.

a) R_1 = 15K, R_2 = 60K R_3 = 600K R_C = 9,8K
b) R_1 = 15K, R_2 = 60K R_3 = 600K R_C = 15K
c) R_1 = 15K, R_2 = 60K R_3 = 600K R_C = 60K
d) R_1 = 15K, R_2 = 60K R_3 = 600K R_C = 600K
e) R_1 = 15K, R_2 = 60K R_3 = 600K R_C = 0.
f) R_1 = 15K, R_2 = 60K R_3 = 600K R_C = 100K



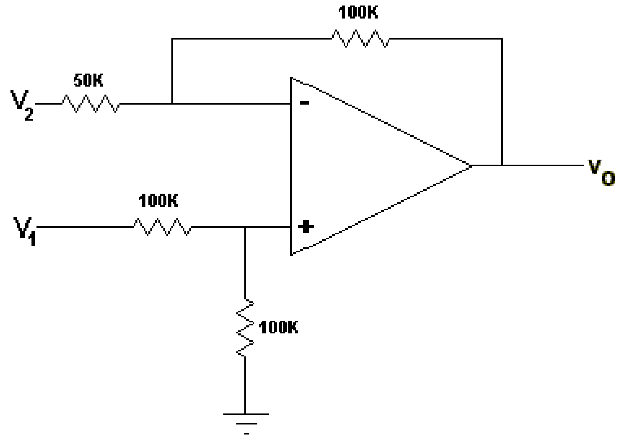
2) Para $V_1 = 2$ senwt, $V_2 = +5V$ e $V_3 = -10V$, calcular o valor eficaz total da tensão de saída V_0, dados R_1 = 60K, R_2 = 120K, R_3 = 150K e R_f = 60K.

a) V_0 = 10V
b) V_0 = 5,3V
c) V_0 = 7,5V
d) V_0 = 2,4V
e) V_0 = 12,0V
f) V_0 = 4,9V

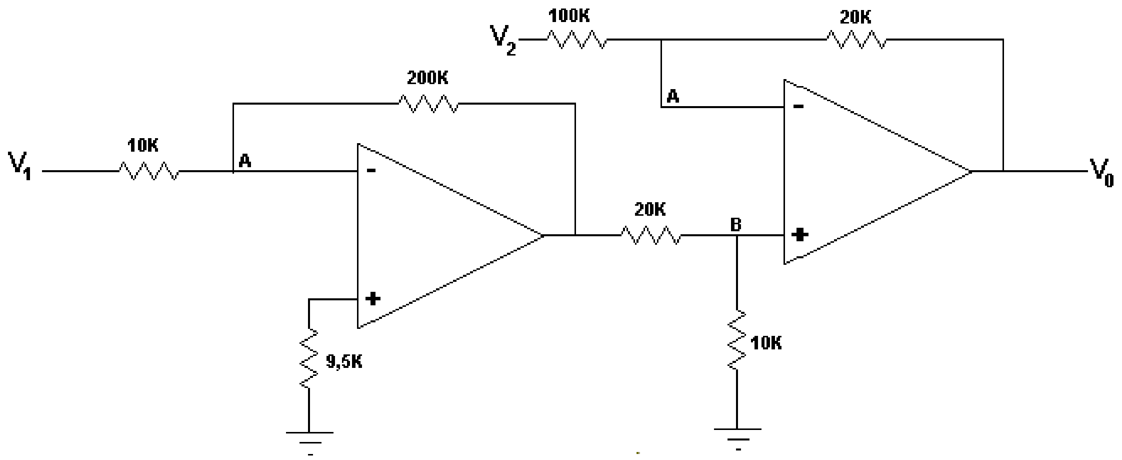


3) Para o circuito seguir, determinar a tensão de saída V_0, sabendo-se que:
V_1 = 5V e V_2 = 4V.

a) V_0 = - 1V
b) V_0 = - 0,5V
c) V_0 = + 1V
d) V_0 = + 0,5V
e) V_0 = - 1,5V
f) V_0 = +1,5V

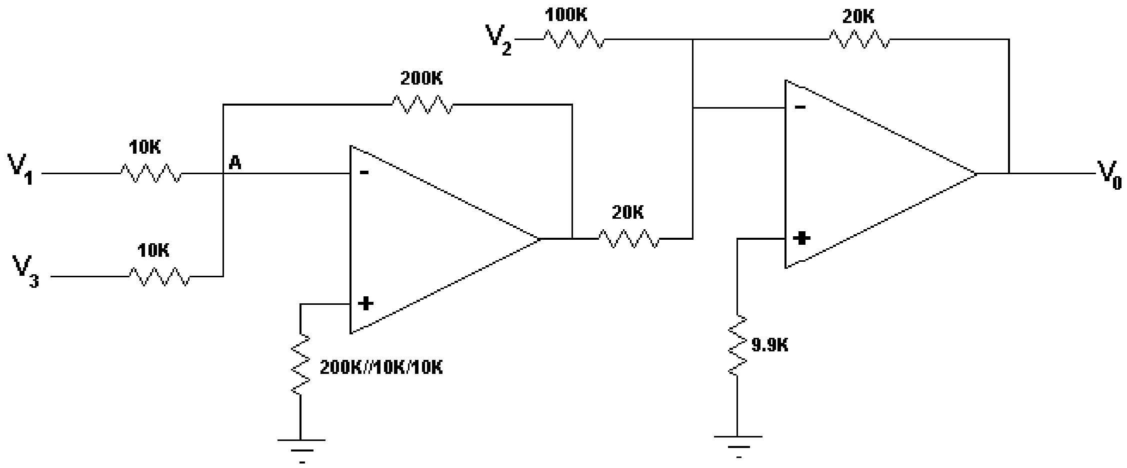


4) Para o circuito a seguir, determinar a tensão de saída V_0 , V_1 = 1V e V_2 = 10V



a) V_0 = +6V
b) V_0 = +10V
c) V_0 = - 6V
d) V_0 = - 10V
e) V_0 = +8V
f) V_0 = - 8V

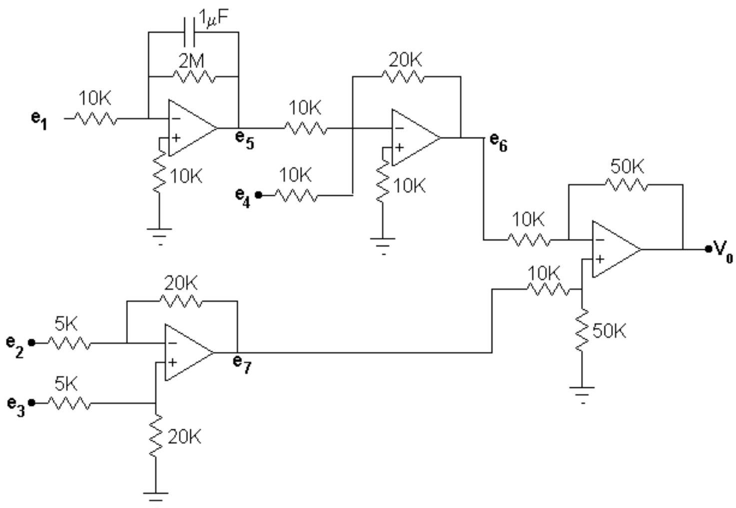
5) Calcular a tensão de saída do circuito a seguir, para : V_1 = 1V V_2 = 10V V_3 = 2V



a) V_0 = +2,4V
b) V_0 = +1,0V
c) V_0 = - 2,4V
d) V_0 = - 1,0V
e) V_0 = +0,4V
f) V_0 = - 0,4V

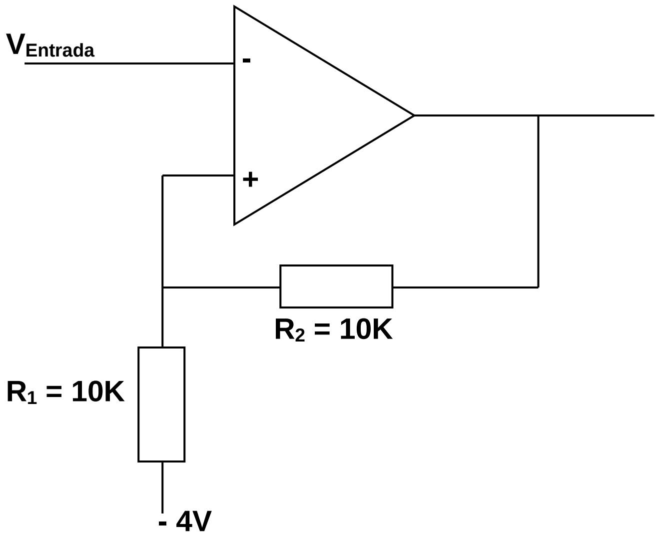
6) Para o circuito de computação analógica determinar valor médio V_{0DC} e V_{0RMS}.

a) V_0 = -6V, V_{0RMS} = 9,4V
a) V_0 = +6V, V_{0RMS} = 9,4V
a) V_0 = -10V, V_{0RMS} = 4V
a) V_0 = 10V, V_{0RMS} = 4V
a) V_0 = -1V, V_{0RMS} = 4V
a) V_0 = +1V, V_{0RMS} = 4V



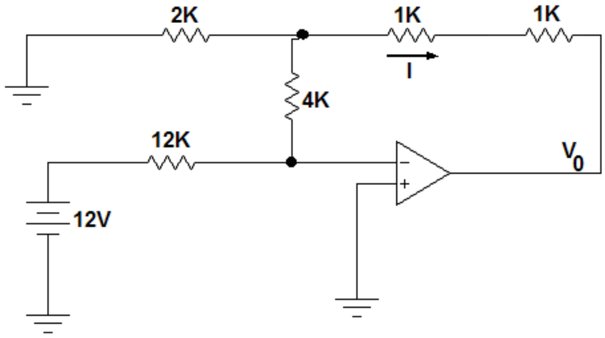
7) A saída do comparador mostrada na figura chaveia entre ±10V. Calcule :
Os níveis de disparo superior e inferior.

a) LT_L = 3V e HT_L = 3V.
b) LT_L = -7V e HT_L = 3V.
c) LT_L = 1V e HT_L = 7V.
d) LT_L = 4V e HT_L = 5V.
e) LT_L = 5V e HT_L = 1V.
f) LT_L = 6V e HT_L = 2V.



8) Para o circuito a seguir, a corrente I e a tensão de saída V_O do operacional:

a) $V_O = +10V$, $I = 3mA$
b) $V_O = -10V$, $I = 3mA$
c) $V_O = +12V$, $I = 2mA$
d) $V_O = -12V$, $I = 2mA$
e) $V_O = -1V$, $I = 1mA$
f) $V_O = -12V$, $I = 1mA$

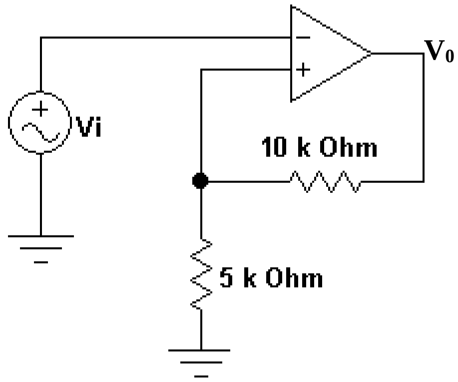


9) Indicar a afirmativa correta para um sistema oscilar na freqüência conforme o critério de Barkhausen.

a) O ganho de malha deve ser unitário.
b) O ganho de malha deve ser menor do que 1.
c) A fase do sinal realimentado deve ser 90°.
d) A realimentação do sinal deve ser negativa.
e) A fase do sinal deve ser 270°.
f) O ganho de malha deve ser igual a 0.

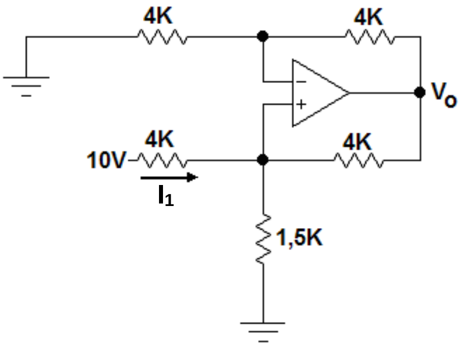
10) A histerese em um disparador de Schmitt, como comparador de amplitude é definida como:
a) A diferença entre a tensão de saída e a tensão de entrada.
b) A diferença entre o nível de disparo inferior e a tensão de saída.
c) A diferença entre os níveis de disparos superior e inferior.
d) A histerese depende da tensão de referência do comparador.
e) Não existe histerese no disparador de Schmitt.
f) A diferença entre a tensão de entrada e a tensão de saída.

11) Para o circuito comparador, a saída varia de 0 a +15V, podemos afirmar:
a) A tensão de Histerese é igual a 5V.
b) A tensão de histerese é igual a 15V.
c) O circuito não apresenta histerese.
d) As tensões de comutação do circuito são iguais a + 15 e -5V.
e) A histerese diminui com o aumento do resistor de 5K.
f) A histerese é a diferença entre a tensão entrada e de saída.



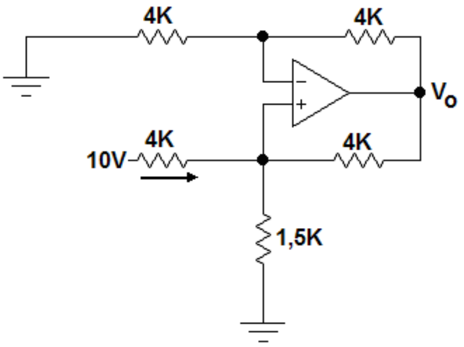
12) Para o circuito a seguir, determinar a corrente I_1 do Amplificador Operacional.

a) I_1 = 1,5625mA.
b) I_1 = 1,825mA.
c) I_1 = 2,5625mA.
d) I_1 = 1,625mA.
e) I_1 = 2,625mA.
f) I_1 = 1,25mA.



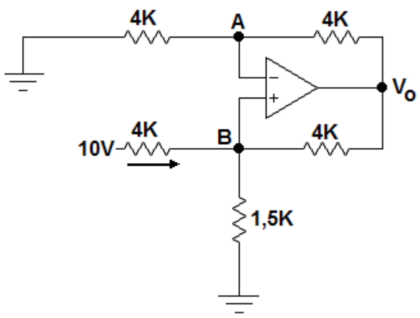
13) Para o circuito a seguir, determinar a tensão V_O do Amplificador Operacional.

a) V_O = +7,5V.
b) V_O = +6,25V.
c) V_O = + 2,5V.
d) V_O = - 7,5V.
e) V_O = - 2,5V.
f) V_O = - 6,25V.



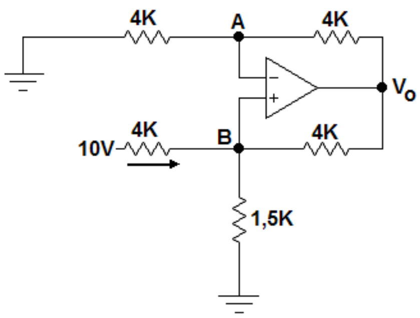
14) Para o circuito a seguir, determinar a tensão V_A do Amplificador Operacional.

a) V_A = 3,75V.
b) V_A = 6,25V.
c) V_A = 2,5V.
d) V_A = -7,5V.
e) V_A = -3,75V.
f) V_A = -6,25V.



15) Para o circuito a seguir, determinar a tensão V_B do Amplificador Operacional.

a) V_B = 3,75V.
b) V_B = 6,25V.
c) V_B = 2,5V.
d) V_B = -7,5V.
e) V_B = -3,75V.
f) V_B = -6,25V.



16) Para o circuito Oscilador por deslocamento de fase, podemos afirmar:

a) A taxa de realimentação β deve ser um número complexo.
b) A taxa de realimentação β deve ser um número real.
c) A malha RC deve deslocar a fase 90°.
d) A malha RC deve deslocar a fase 180°.
e) O produto do ganho pela taxa de realimentação deve ser menor do que 1.
f) O ganho de malha fechada deve ser muito menor do que -29.

17) Para o circuito Oscilador tipo Colpitts, podemos afirmar:

a) A taxa de realimentação β deve ser um número complexo.
b) As malhas RC's devem deslocar a fase 0°.
c) As malhas RC's devem deslocar a fase 90°.
d) As malhas RC's devem deslocar a fase 180°.
e) O ganho de malha Aβ deve ser menor do que 1.
f) O ganho de malha fechada A deve ser muito menor do que -29.

18) Para o circuito Oscilador tipo Ponte de Wien, podemos afirmar:

a) A taxa de realimentação β deve ser um número complexo.
b) A taxa de realimentação β deve ser um número real.
c) A malha RC deve deslocar a fase 90°.
d) A malha RC deve deslocar a fase 180°.
e) O ganho de malha Aβ deve ser menor do que 1.
f) O ganho de malha fechada deve ser muito menor do que -29.

19) Para o circuito Oscilador tipo Hartley, podemos afirmar:

a) A taxa de realimentação β deve ser um número complexo.
b) A taxa de realimentação β deve ser um número real.
c) A malha RC deve deslocar a fase 90°.
d) A malha RC deve deslocar a fase 180°.
e) O ganho de malha Aβ deve ser menor do que 1.
f) O ganho de malha fechada deve ser muito menor do que -29.

20) Num amplificador de potência, podemos afirmar quanto ao rendimento:

a) Classe A é 25% e classe B é 78,5%.
b) Classe A é 78,5% e classe A é 25%.
c) Classe A é igual a classe B em 25%.
d) Classe A é igual a classe B em 78,5%.
e) Classe A é 50% e classe B é 25%.
f) Classe A é 25% e classe B é 50%.

COMPLEMENTO DAS QUESTÕES DE 1 A 10.

1. No amplificador operacional, podemos afirmar:

a) O circuito integrador ideal pode ser implementado como real.
b) O circuito diferenciador ideal pode ser implementado como real.
c) O circuito integrador ideal pode ser implementado como real se o capacitor é de reatância baixa.
d) O circuito diferenciador ideal pode ser implementado como real se o capacitor é de reatância baixa.
e) O circuito integrador ideal não pode ser implementado como real.

2. O ganho do circuito integrador depende:

a) Somente do resistor e capacitor do circuito.
b) Depende além do resistor e capacitor da freqüência do sinal de entrada.
c) Pode ser usado como um filtro passa faixa
d) Pode ser usado como filtro passa alta e faixa
e) Integra somente sinais de baixa freqüência.

3. O ganho do diferenciador depende:

a) Somente do resistor e capacitor do circuito.
b) Depende além do resistor e capacitor da freqüência do sinal de entrada.
c) Pode ser usado como um filtro passa faixa em baixas frequências.
d) Pode ser usado como filtro passa baixa e faixa.
e) Diferencia somente sinais de baixa freqüência.

4. Um somador realizado com amplificador operacional pode:

a) Somar somente sinais senoidais de entrada.
b) Somar somente sinais CC de entrada.
c) Somar sinais analógicos de entrada.
d) Somar somente sinais digitais de entrada.
e) Somar somente sinais de muito baixa freqüência.

5. Um somador realizado com amplificador operacional pode:

a) Subtrair somente sinais senoidais de entrada.
b) Subtrair somente sinais CC de entrada.
c) Subtrair sinais analógicos de entrada.
d) Subtrair somente sinais digitais de entrada.
e) Subtrair somente sinais de muito baixa freqüência.

6. Um comparador de amplitude realizado com amplificador operacional, pode:

a) Comparar somente sinais senoidais de entrada.
b) Comparar somente sinais CC de entrada.
c) Comparar sinais analógicos de entrada.

d) Comparar somente sinais digitais de entrada.
e) Comparar somente sinais de muito baixa freqüência.

7. A expressão de saída de um computador analógico é dada por V(t) = 2 + 4 sen500t + 4 cos 200t , o valor de saída:

a) Valor médio = 4V e Valor Eficaz = 4,5V
b) Valor médio = 2V e Valor Eficaz = 4,5V
c) Valor médio = 4V e Valor Eficaz = 8,0V
d) Valor médio = 2V e Valor Eficaz = 8,5V
e) Valor médio = 10V e Valor Eficaz = 4,0V

8. Podemos afirmar para um computador analógico.

a) É construído para solução somente de problemas digitais.
b) É construído para solução somente de problemas lineares.
c) É construído para solução de problemas digitais e lineares.
d) Possui somente blocos somadores e subtratores.
e) Possui somente funções aritméticas.

9. Um operacional alimentado por uma única fonte, apresenta:

a) Uma tensão de saída residual para nível zero.
b) Uma tensão de saída igual a zero para nível zero.
c) Não pode ser ligado com uma só fonte.
d) O zero volt na saída corresponde a metade da tensão de fonte.
e) A tensão máxima de saída será a metade da tensão de fonte.

10. O efeito da realimentação negativa no operacional, serve para:

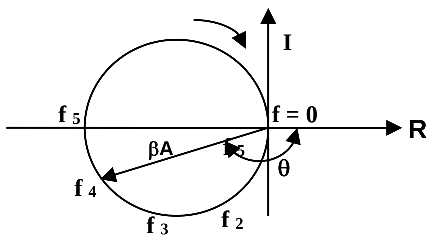
a) Aumentar o ganho do circuito.
b) Aumentar o slew-rate do circuito.
c) Aumentar a freqüência de entrada do circuito.
d) Diminuir a freqüência de entrada do circuito.
e) Diminuir o slew-rate do circuito.

MÓDULO 7: Circuitos Osciladores

Em virtude da realimentação do sinal, a estabilidade do circuito deve ser analisada, pois quando a frequência aumenta, o deslocamento de fase varia e como parte deste sinal é adicionado à entrada, o circuito pode vir a oscilar caso a fase gire e a polaridade do sinal ficar idêntica à do sinal de entrada. Se a realimentação é positiva o circuito entra em oscilação. Um amplificador deve ser estável em qualquer frequência de operação tanto nas baixas frequências como nas altas. O projetista deve projetar o circuito para ser estável em toda faixa de frequência, pois uma perturbação no circuito pode levar a instabilidade.

Critério de Nyquist

Para determinar a estabilidade de um amplificador com realimentação em função da frequência, o produto βA e o deslocamento de fase entre a entrada e a saída são os fatores importantes. O critério de Nyquist é um método que auxilia na determinação da estabilidade dos amplificadores. O método permite traçar o ganho e a fase em função da frequência no plano complexo. O método combina em um único diagrama, os 02 diagramas de Bode, o de ganho e deslocamento de fase *versus* o de frequência. No plano complexo o ganho βA é plotado em toda a faixa de frequência, daí resulta conforme é mostrado.



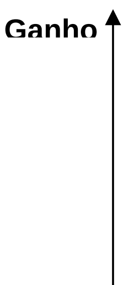
O ganho varia com a frequência e n a origem dos eixos o ganho e o deslocamento de fase são nulos. Nas frequências f_1,f_2 e f_5 ambos crescem e em frequências altas o ganho cai até 0. O critério de Nyquist diz o seguinte:

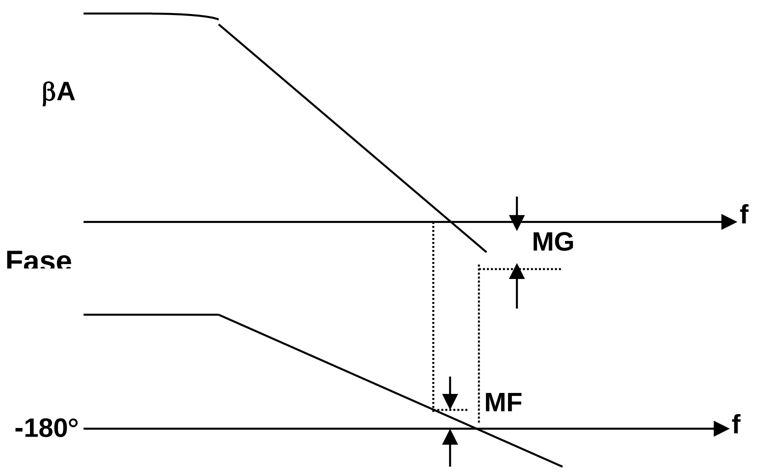
> ***O amplificador será instável se a curva de Nyquist envolver o ponto -1, caso contrário será estável.***

Em suma envolver o ponto -1 significa que para um deslocamento de fase de 180°, o ganho de malha βA é maior do que 1. O sinal de realimentação está em fase com o sinal de entrada e desta forma com a adição resulta num sinal aplicado maior do que o sinal de entrada levando o circuito a instabilidade e a oscilação.

Margens de Ganho e Fase

Quando o ângulo de fase é igual a 180° o produto βA deve ser menor do que 1. A margem de ganho é definida quando a fase é de 180° e o ganho βA = 1, limite de estabilidade. Margem de fase é definida como a diferença entre 180° e o valor onde βA = 1. O gráfico a seguir mostra as margens de ganho e de fase.





OPERAÇÃO DOS OSCILADORES

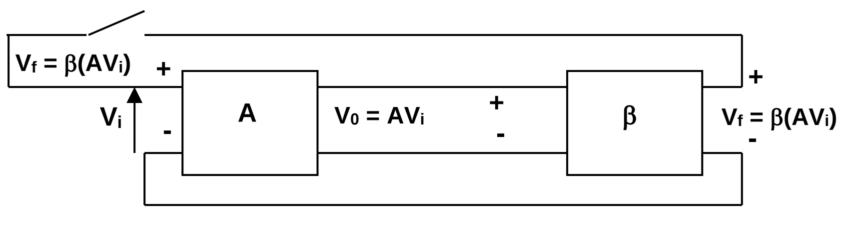
Os osciladores podem gerar tipos de formas de ondas. Se a onda de saída é uma onda senoidal o oscilador é chamado de Oscilador Senoidal e se a forma de onda na saída é quadrada, então o oscilador é de ondas quadradas.
Quando o ganho de malha fechada é maior do que 1 e que a fase é de 180° o circuito é um oscilador.

TIPOS DE OSCILADORES

Alguns osciladores serão estudados, onde determinamos a sua função de transferência.
Os osciladores aqui estudados serão : por deslocamento de fase, ponte de Wien, Colpitts e Hartley. Outros osciladores não harmônicos são astável, oscilador de relaxação entre outros.

CRITÉRIO DE BARKHAUSEN

O diagrama a seguir mostra como uma realimentação positiva tem efeito sobre o amplificador. Considere o circuito a seguir onde A é o amplificador e β a taxa de realimentação do circuito e βA é o ganho de malha.

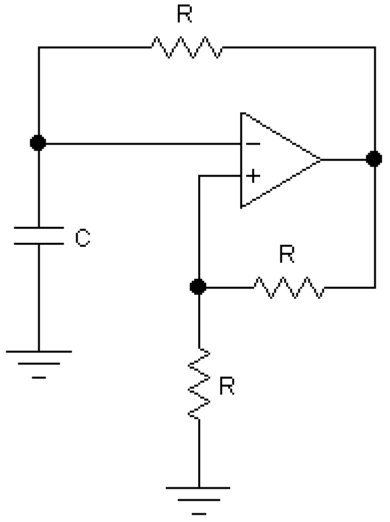


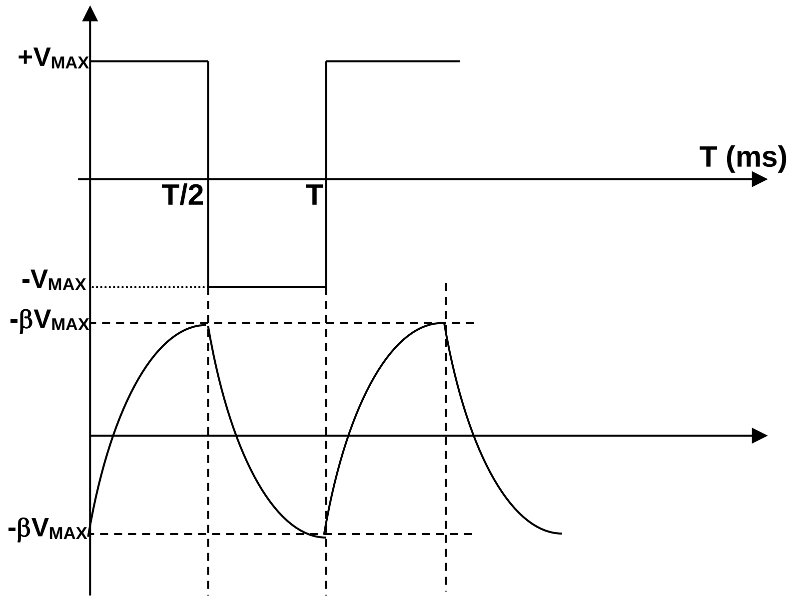
O circuito quando a chave está aberta não oscila. Suponha que a entrada recebe V_i assim na saída do amplificador $V_0 = AV_i$ e o circuito de realimentação βAV_i. Quando a chave fecha some a tensão de entrada V_i e o circuito oscila pois o circuito de realimentação fornece a tensão de entrada. Então a condição para oscilação é fazer o ganho de malha igual a 1.

A equação básica do sistema é : $A_{CL} = A / (1 + \beta A)$. Quando $\beta A = -1$, fornecido por uma realimentação cim fase igual 180^0 e ganho unitário, o denominador da equação do sistema se torna igual a zero o qual produz um ganho infinito ou sem controle. Um pequeno distúrbio na entrada provoca um ganho infinito na saída e daí a realimentação faz o resto, mantendo a oscilação.

MULTIVIBRADOR ASTÁVEL

Para o multivibrador Astável, pede-se:
a) A expressão de saída da frequência e período do multivibrador astável
b) O valor da taxa de realimentação beta.
c) O gráfico da forma de onda no capacitor C.
d) O gráfico da saída do circuito.





A expressão do circuito será:

$V^+ = V_{MAX} – (V_{MAX} – (-\beta V_{MAX})e^{-T1/RC}$, quando $V^+ = \beta V_{MAX}$, então:

$\beta V_{MAX} = V_{MAX} – (V_{MAX} – (-\beta V_{MAX})e^{-T1/RC} \therefore \beta = 1 – (1 + \beta)e^{-T1/RC} \Rightarrow \beta - 1 = - (1 + \beta)e^{-T1/RC}$

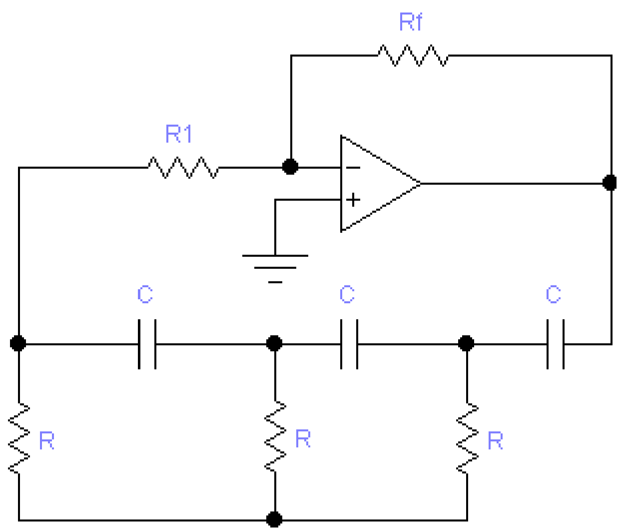
$(1 - \beta) = (1 + \beta)e^{-T1/RC} \Rightarrow e^{T1/RC} = (1 + \beta)/(1 - \beta) \therefore T1 = RC \ln (1 + \beta)/(1 - \beta) = RC \ln (1 + 2R_1/R_2)$.

O período total será: $T = 2T1 = 2RC \ln(1+\beta)/(1 - \beta)$. $F = 1/T$.

II - Oscilador por Deslocamento de Fase

O circuito oscilador por deslocamento de fase possui 3 malhas RC cada gerando um deslocamento de fase de 60°, dando um deslocamento final de fase de 180°. Para que o circuito seja um oscilador o produto βA seja maior ou igual a 1. Desta forma, o circuito a seguir produz a seguinte função de transferência.

Circuito:



Com um esforço algébrico a taxa de realimentação β, determinada pelas seções RC em cascata com a conexão de realimentação aberta em R_1.
Vamos partir a malha em 3 pontos o primeiro RC ponto A o segundo RC ponto B e o terceiro RC ponto C.

Para o ponto A, temos:

$$V_{THA} = V_0 \cdot \frac{R}{R - jX_C} \quad \text{e } R_{THA} = \frac{-JX_C R}{R - jX_C}$$

Para o ponto B, temos:

$$V_{THB} = V_{THA} \cdot \frac{R}{R + R_{THA} - jX_C} = \frac{R}{R - jX_C} \cdot \frac{R}{R + \dfrac{-jX_C R}{R - jX_C} - jX_C} V_0$$

Daí, temos:

$$= \frac{R}{R - jX_C} \cdot \frac{R(R - jX_C)}{R(R - jX_C) - jX_C R - jX_C(R - jX_C)} \cdot V_0$$

$$= \frac{R^2}{R^2 - 3jX_C R - X_C^2} \cdot V_0 \quad \text{e } R_{THB} = (R_{THA} - jX_C) \,//\, R = \left(\frac{-jX_C R}{R - jX_C} - jX_C\right) // \, R$$

$$= \frac{-jX_C R - jX_C(R - jX_C)}{R - jX_C} = \frac{-jX_C R - jX_C R - X_C^2}{R - jX_C} \,//\, R = \frac{-(X_C^2 + 2jX_C R)}{R - jX_C} \,//\, R$$

$$R_{THB} = \frac{-R(X_C^2 + 2jX_CR)}{R + \dfrac{-(X_C^2 + 2jX_CR)}{R - jX_C}} = \frac{-R(X_C^2 + 2jX_CR)}{R(R - jX_C) - X_C^2 - 2jX_CR}$$

Daí, temos:

$$R_{THB} = \frac{-R(X_C^2 + 2jX_CR)}{R^2 - jX_CR - X_C^2 - 2jX_CR)} = \frac{-R(X_C^2 + 2jX_CR)}{R^2 - 3jX_CR - X_C^2}$$

$$V_{THC} = V_{THB} \cdot \frac{R}{R + R_{THB} - jX_C} = \frac{R^2}{R^2 - 3jX_CR - X_C^2} \cdot \frac{R}{R - jX_C + R_{THB}}$$

Daí, temos:

$$\frac{V_{THC}}{V_0} = \frac{R^2}{R^2 - 3jX_CR - X_C^2} \cdot \frac{R}{R - jX_C + \dfrac{-R(X_C^2 + 2JX_CR)}{R^2 - 3jX_CR - X_C^2}}$$

$$= \frac{R^3 (R^2 - 3jX_CR - X_C^2}{R^2 - 3jX_CR - X_C^2} \cdot \frac{1}{(R - jX_C)(R^2 - 3jX_CR - X_C^2) - R(X_C^2 + 2jX_CR)}$$

$$\frac{V^+}{V_0} = \frac{1}{R^3 - 3jX_CR^2 - X_C^2R - jX_CR^2 - 3X_C^2R + jX_C^3 - RX_C^2 - 2jX_CR^2}$$

Daí, temos:

$$\beta = \frac{R^3}{(R^3 - 5RX_C^2) + j(X_C^3 - 6R^2X_C)}$$

Como o amplificador desloca a fase em 180° a malha RC deve deslocar 180°, daí o número β será real e não imaginário. A parte imaginária do denominador deverá ser igual a 0. Fazendo-se a parte imaginária igual a zero, temos:

$X_C^3 - 6R^2X_C = 0 \therefore X_C^2 = 6R^2$, como $X_C = 1/\omega C$.

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{6}\,RC} \text{ rad/s.} \quad \text{e} \quad f = \frac{1}{2\Pi\sqrt{6}\,RC} \text{ Hz.}$$

Para que o valor de R_1 não influencie na malha RC uma vez que se encontra em paralelo com o resistor R (R_1 ligado em ponto de terra virtual), deve-se fazer $R_1 >> R$, tal que $R_1 \,//\, R \cong R$.

Retornando a equação de β, o valor do ganho, será:

$$|\beta| = \frac{R^3}{R^3 - 5R.6R^2} = \frac{R^3}{-30R^3} = \frac{-1}{29}$$. O produto $A\beta \geq 1$, daí

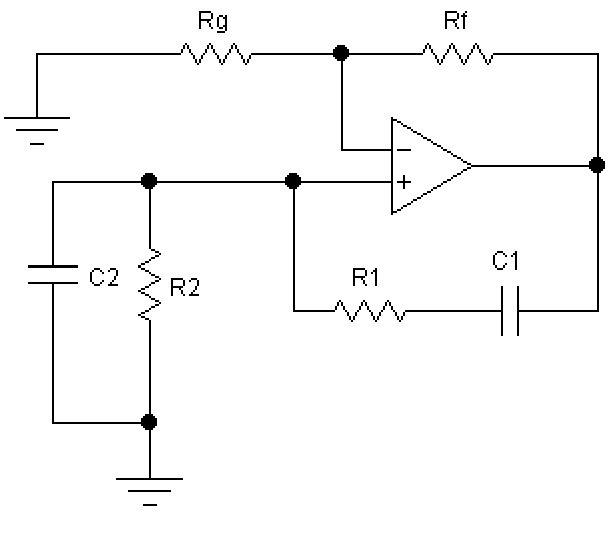
$$\text{O ganho } A = -\frac{R_f}{R_1} = -29$$

Para oscilar o circuito deve ter um ganho de 29 vezes.

Como exemplo: Deseja-se construir um oscilador por deslocamento de fase cuja frequência de oscilação seja igual a 100Hz. Sabendo-se que C = 1,0μF, calcular:
a) O valor de R.
b) O valor de R_f.
c) O valor de R_1.

III - Oscilador com Ponte de Wien

A configuração deste oscilador usa realimentação positiva pois ingressa na entrada não inversora do amplificador. Desta forma, o bloco impedância Z, forma um divisor de tensão o qual determina a taxa de realimentação β. O deslocamento de fase deve 0° para que o circuito produza uma oscilação na saída. O ganho de malha deve ser igual a 1. Como o amplificador e a impedância giram 0° no total, então a taxa de realimentação β deve ser um número puramente real. Daí a parte imaginária deve ser igual a 0, na frequência de oscilação.



$Z_1 = R_1 + 1/sC_1$, onde $s = jw$ e $X_{C1} = 1/wC_1$, daí, temos:

A impedância $Z = R_1 - jX_{C1}$ e $Z_2 = R_2 // 1/sC_2 = R_2 // -jX_{C2}$, onde:

$$Z_2 = \frac{-j\,R_2X_{C2}}{R_2 - j\,X_{C2}}$$

A taxa β de realimentação do circuito, será:

$$\beta = \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2} = \frac{-j\,R_2X_C / (R_2 - jX_{C2})}{R_1 - jX_{C1} - jR_2X_{C2} / (R_2 - jX_{C2})}$$

$$\beta = \frac{R_2X_{C2}}{(R_1X_{C2} + R_2X_{C1} + R_2X_{C2}) + j(R_1R_2 - X_{C1}X_{C2})}$$

Fazendo-se a parte imaginária igual a 0, temos:

$R_1R_2 - X_{C1}X_{C2} = 0$, como $X_C = 1/wC$, temos:

$$w = \frac{1}{\sqrt{R_1R_2C_1C_2}}\ \text{rad/s.}$$

Fazendo-se $R_1 = R_2 = R$ e $C_1 = C_2 = C$, temos:

$$w = \frac{1}{RC}\ \text{rad/s ou } f = \frac{1}{2\prod RC}\ \text{Hz.}$$

Cálculo da taxa de realimentação:

$$\beta = \frac{R^2}{3R^2 + j0} = \frac{1}{3}$$

O ganho do amplificador não inversor é:

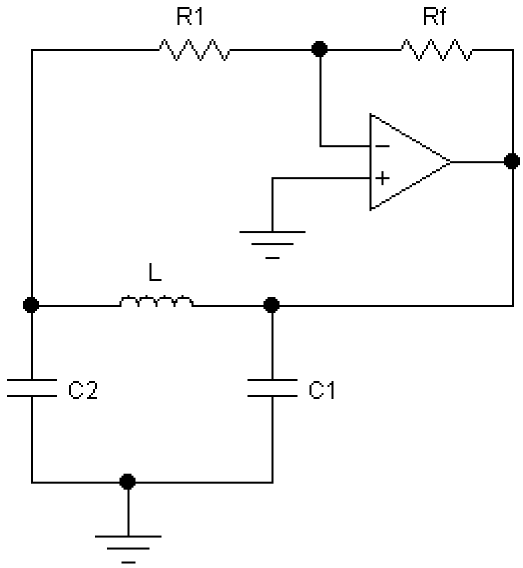
$A = 1 + R_f / R_g$, o produto $A\beta = 1$, temos, $1 + R_f / R_g = 3$, $R_f = 2R_g$

Exemplo: Projetar um oscilador a Ponte de Wien que oscile na frequência de 25KHz, sendo $C_1 = C_2 = C = 1nF$.
a) O valor de R.
b) O valor de R_f, sendo $R_g = 10K$.

IV – Oscilador Colpítts

No oscilador Colpitts, a impedância no circuito de realimentação é uma malha LC, ressonante. Como o circuito amplificador é um inversor, a malha ressonante deve ter um deslocamento de fase de 180°.Nesta frequência a impedância é um número real. Assim a impedância vista da saída para a entrada do amplificador será:

O circuito será :



A impedância Z é calculada da forma:

$$Z = \frac{(-jX_{C1})(JX_L - jX_{C2})}{- jX_{C1} + jX_L - jX_{C2}} = \frac{X_L X_{C1} - X_{C1}X_{C2}}{j(X_L - X_{C1} - X_{C2})}$$

Para Z seja um número real a parte imaginária deve ser igual a 0. Portanto na frequência de ressonância, temos:

$X_L - X_{C1} - X_{C2} = 0 \Rightarrow X_L = X_{C1} + X_{C2}$.

$wL = 1/wC_1 + 1/wC_2$

$$w = \frac{1}{\sqrt{L.C}} \text{ rad/s ou } f = \frac{1}{2\prod\sqrt{L.C_T}} \text{ Hz.}$$

$$C_T = C_1 \text{ em série com } C_2 = \frac{C_1C_2}{C_1 + C_2}$$

A taxa de realimentação β, será:

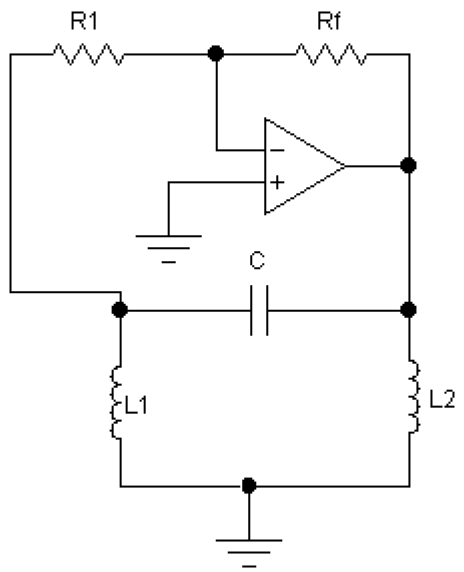
$$\beta = \frac{-jX_{C2}}{j(X_L - X_{C2})}, \text{ como } X_L = X_{C1} + X_{C2}, \text{ temos: } \beta = \frac{-jX_{C2}}{j(X_{C1} + X_{C2} - X_{C2})} = \frac{-X_{C2}}{X_{C1}}$$

$$\beta = \frac{-C_1}{C_2} \text{ e } A = -\frac{C_2}{C_1} = -\frac{R_f}{R_1} \text{ pois } A\beta = 1$$

Exercício: Dados do oscilador Colpitts, frequência de 1KHz, $C_1 = C_2 = C = 0{,}01\mu F$.
Calcular:
a) O valor de L
b) O valor do ganho
c) Dobrando a frequência de oscilação e mantendo L e o ganho, quais são os valores novos de C_1 e C_2.

V – Oscilador Hartley

Circuito:



A impedância vista pela saída será:

$$Z = jX_{L2} // jX_{L1} - jX_C$$

$$Z = \frac{jX_{L2}(jX_{L1} - jX_C)}{jX_{L2} + jX_{L1} - jX_C}$$

Na freqüência de ressonância do circuito fazemos a parte imaginária igual a zero e a fase de Z será 180^0, teremos :

$X_{L2} + X_{L1} = X_C$, como $X_L = wL$ e $X_C = 1/wC$

$w(L_1 + L_2) = 1/wC$ fazendo-se $L_T = L_1 + L_2$ então $w^2 = 1/L_T.C$, ou

$$w = \frac{1}{\sqrt{L_T.C}} \text{ rad/s}$$

A taxa de realimentação β é igual a:

$$\beta = \frac{jX_{L1}}{jX_{L1} - jX_C} = \frac{jX_{L1}}{jX_{L1} - jX_{L2} - jX_{L1}} = \frac{-X_{L1}}{X_{L2}} = \frac{-L_1}{L_2}$$

O ganho será:

$$A = -\frac{L_2}{L_1} = -\frac{R_f}{R_1}$$

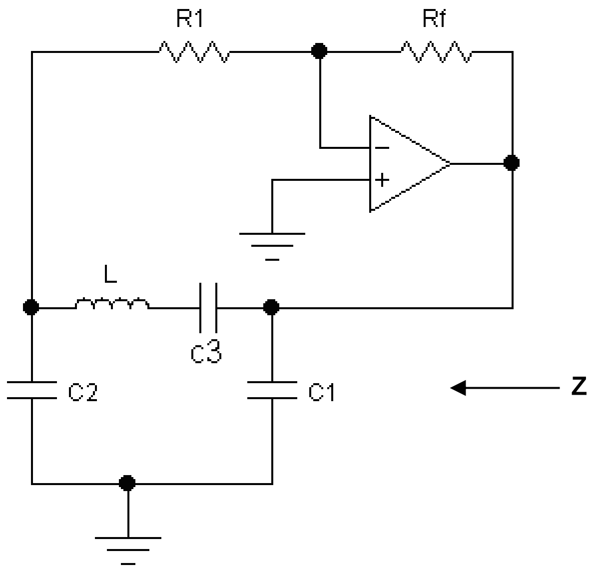
Exercício : Para o oscilador Hartley são dados $L_1 = L_2 = 2mH$, $C = 0{,}01\mu F$, calcular :

a) A frequência de oscilação do circuito.
b) O ganho do circuito.
c) Os valores de R_f , sabendo-se que $R_1 = 10K$.

VI – Oscilador Clapp

No oscilador Clapp, a impedância no circuito de realimentação é uma malha LC, ressonante. Como o circuito amplificador é um inversor, a malha ressonante deve ter um deslocamento de fase de 180°.Nesta frequência a impedância é um número real. Assim a impedância vista da saída para a entrada do amplificador será:

O circuito será:



A impedância Z é calculada da forma:

$$Z = \frac{(-jX_{C1})(JX_L - jX_{C2} - jX_{C3})}{- jX_{C1} + jX_L - jX_{C2} - jX_{C3}} = \frac{X_{C1}X_{C3} + X_{C1}X_{C2} - X_{C1}X_L}{j(X_L - X_{C1} - X_{C2} - X_{C3})}$$

Para Z seja um número real a parte imaginária deve ser igual a 0. Portanto na frequência de ressonância, temos:

$X_L - X_{C1} - X_{C2} - X_{C3} = 0 \Rightarrow \quad X_L = X_{C1} + X_{C2} + X_{C3}$.

$wL = 1/wC_1 + 1/wC_2 + 1/WC_3$

$$w = \frac{1}{\sqrt{L.C_T}} \text{ rad/s ou } f = \frac{1}{2\prod\sqrt{L.C_T}} \text{ Hz.}$$

$$C_T = C_1 \text{ em série com } C_2 \text{ e } C_3 = \frac{C_1C_2C_3}{C_1C_2 + C_1C_3 + C_2C_3}$$

A taxa de realimentação β, será:

$$\beta = \frac{-jX_{C2}}{j(X_L - X_{C2} - Jx_{C3})} \quad \text{como } X_L = X_{C1} + X_{C2} + X_{C3}\text{, temos: } \beta = \frac{-jX_{C2}}{jX_{C1}} = \frac{- X_{C2}}{X_{C1}}$$

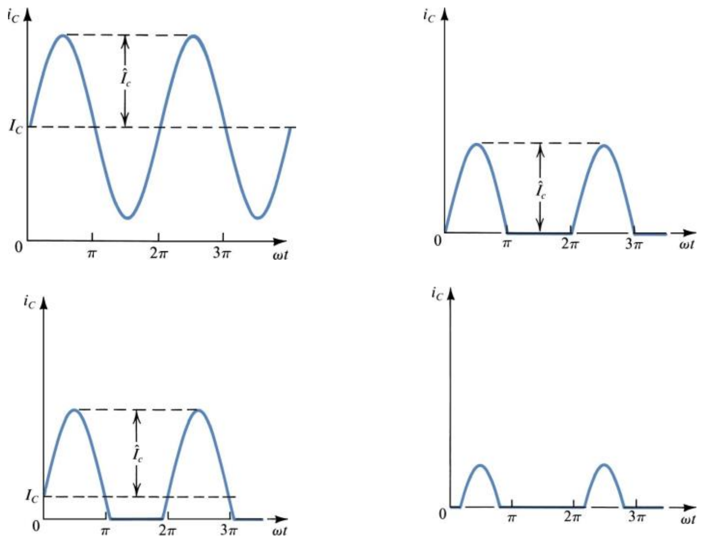
$$\beta = \frac{- C_1}{C_2} \quad \text{e } A = -\frac{C_2}{C_1} = -\frac{R_f}{R_1} \quad \text{pois } A\beta \geq 1$$

MÓDULO 8: AMPLIFICADORES DE POTÊNCIA

Introdução: Os amplificadores de potência, são circuitos capazes de operar com sinais de baixa potência e gerar sinais com as seguintes características:

- Alta potência;
- Baixa impedância de saída;
- Alta impedância de entrada.

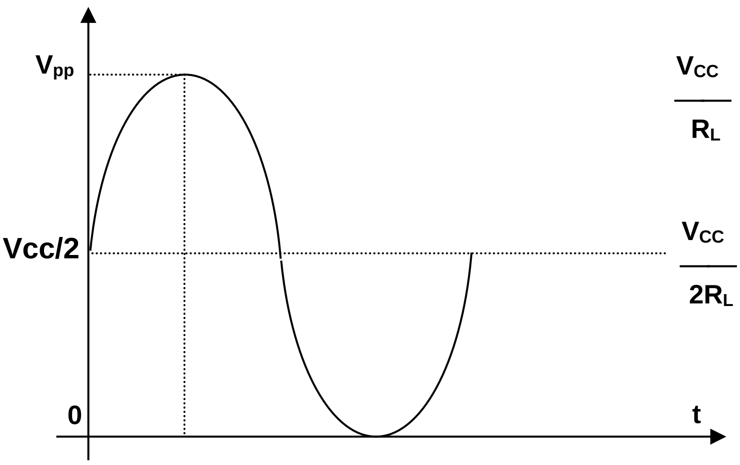
Tipos de Amplificadores

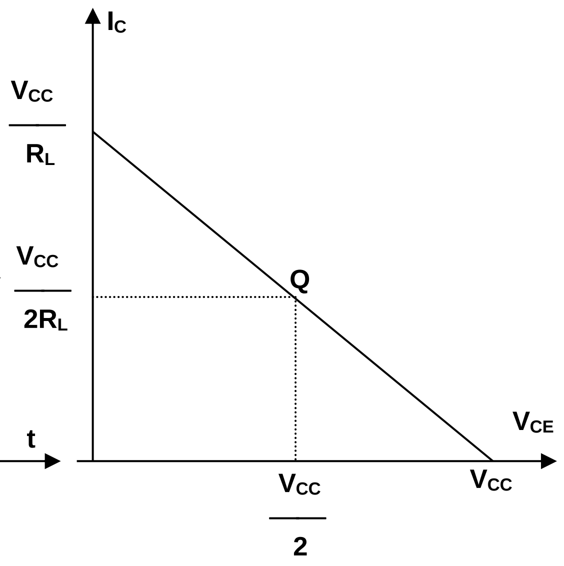


Formas de ondas da corrente de Coletor para transistores operando em estágios amplificadores : (a) classe A, (b) classe B, (c) classe AB, e (d) classe C.

1) Classe A – São amplificadores cujo ponto quiescente se encontra no centro da reta de carga. Os transistores operam na região ativa e estão conduzindo quando o sinal de entrada é igual a zero. Desta forma existe uma potência de consumo fornecida pela fonte para a polarização cc do circuito.

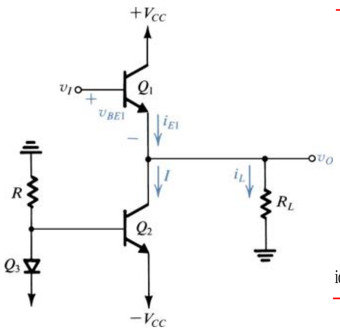
Para a curva de operação do transistor, temos:

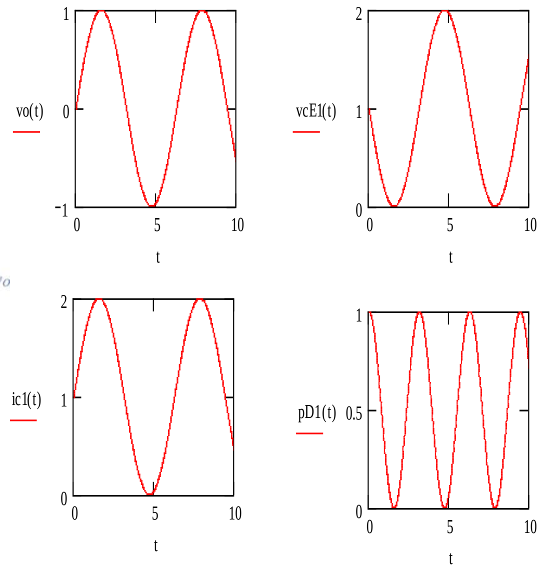




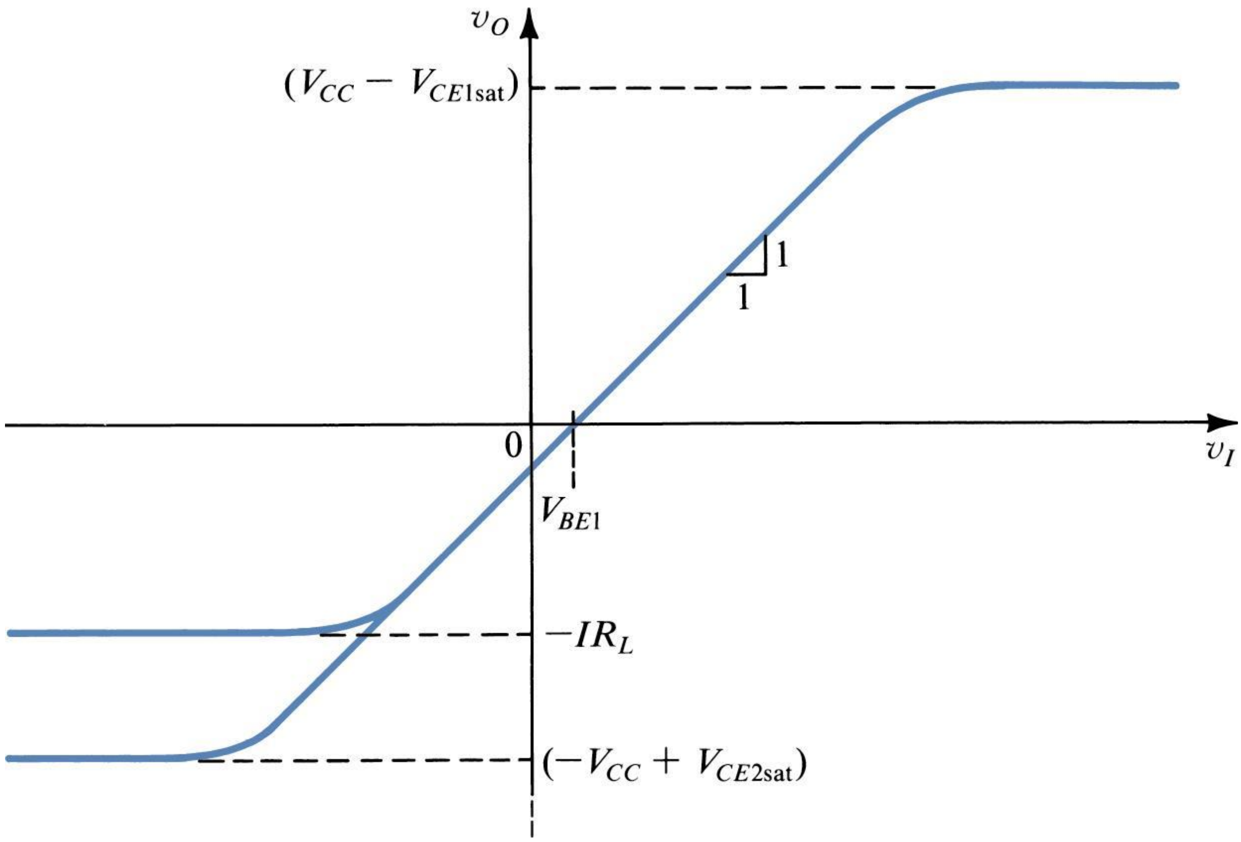
Classe A

Formas de Ondas





A curva de transferência de um amplificador classe A é mostrada a seguir.



A potência entregue na carga, será:

$$P_{MAX} = \frac{V_L^2}{R_L}$$

A tensão V_L eficaz para o sinal CA, será:

$V_L = V_{PP} / 2.\sqrt{2}$, daí:

A potência eficaz, será:

$$P_L = \frac{V_{PP}^2}{8R_L}$$

A potência nos transistores, será:

$P_{CMAX} = V_{CE} \cdot I_C$

$$P_{CMAX} = \frac{V_{CC} \cdot I_{CMAX}}{2 \;\; . \;\; 2} = \frac{V_{CC} \cdot V_{CC}}{4 \cdot R_L} = \frac{V_{CC}^2}{4R_L}$$

A potência consumida na fonte, será:

$$P_F = V_{CC} \cdot I_{CQ} = V_{CC} \cdot \frac{V_{CC}}{2.R_L} = \frac{V_{CC}^2}{2\,R_L}$$

Os rendimentos podem ser calculados, da forma:

$$\eta = \frac{\text{Potência entregue na carga}}{\text{Potência consumida na fonte}} = \frac{V_{CC}^2 / 8R_L}{V_{CC}^2 / 2R_L} = 0{,}25$$

O rendimento de um amplificador classe A = 25%.

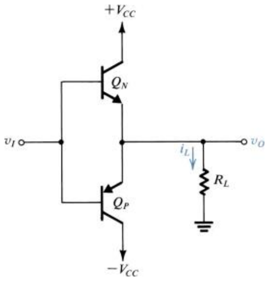
Podemos calcular o rendimento relativo ao transistor, então:

$$\eta = \frac{\text{Potência entregue na carga}}{\text{Potência dissipada no transistor}} = \frac{V_{CC}^2 / 8R_L}{V_{CC}^2 / 4R_L} = 0{,}5$$

O rendimento de um amplificador classe A relativo a potência dissipada pelo transistor e potência entregue à carga é igual a 50%.

2) Classe B

O circuito amplificador classe B, opera com os transistores na região de corte e desta forma ele conduz somente semi-ciclo do sinal CA ou seja 180°. A montagem dos transistores é conhecida como push-pull, onde cada transistor opera em cada semiciclo do sinal CA.



Operação

Este amplificador opera em grandes sinais quando a tensão de entradafor grande o bastante para vencer a tensão de Vbe, daí a tensão surge na saída do estágio. Isto occrre porque Qn começa a agir como um seguidor de emissor e Qp corta. A entrada será seguida sobre o emissor até o transistor alcançar a saturação. A máxima tensão de entrada é igual ao :

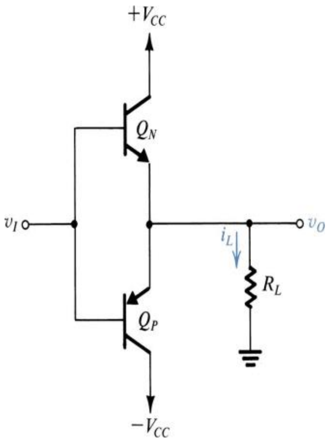
$$v_{imax} = V_{CC} - V_{CENsat}$$

A mesma coisa começará a acontecer se a tensão de entrada é negativa maior do que Veb do transistor. Isto provoca o Qp a agir como um seguidor de emissor e Qn corta. Isto continuará a se comportar neste modo até a saturação ocorrer na mínima de tensão de entrada de:

$$v_{imin} = -V_{cc} + V_{ECPsat}$$

Classe B

Operação do Circuito



Class B output stage.

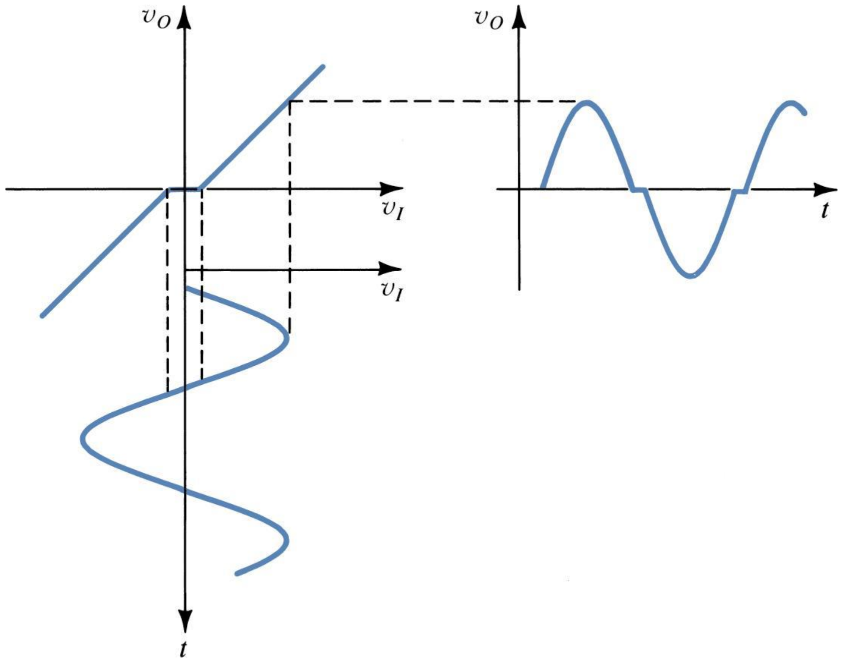
CLASSE 'B'

Um amplificador classe 'B' usa transistores complementares para cada metade da forma de onda.

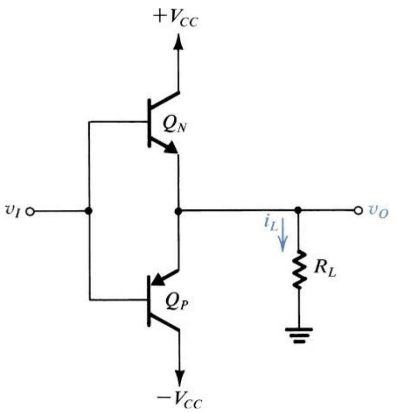
Um verdadeiro classe 'B' não é geralmente usado para audio. Em um classe 'B' , existe uma pequena parte a qual será distorcida. Deve-se saber que aproximadamente .6 volts (medido da base ao emisor) é a tensão de início de condução dos transistores. Em um puro classe 'B', os transistores de saída não são polarizados para o estado de condução de operação. Isto significa que parte da forma de onda que cai na zona destes .6 volts não será reproduzida precisamente.

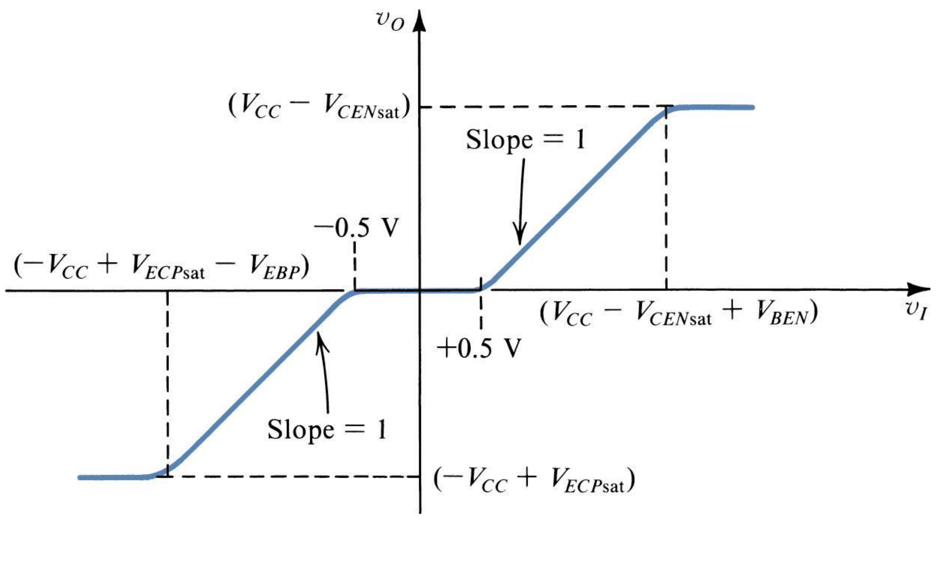
Os transistores de saída para cada metade da forma de onda (positiva e negativa) terá área de .6 volt no qual eles não estarão conduzindo. A parte distorcida da forma de onda é chamada de 'crossover' ou distorção 'notch'. A distorção na saída é a não reprodução fiel do sinal original. O diagrama a seguir mostra a distorção crossover.

A seguir apresentamos a distorção crossover em virtude da área de 0,6V onde os transistores não conduzem.



A curva de transferência de um amplificador classe B é mostrada a seguir.





Cálculo da Potência entregue na carga, da potência dissipada nos transistores e na potência da fonte.

Rendimento

Potência na Carga:

$$P_L = \frac{1}{2} \cdot \frac{V_{op}^2}{R_L}$$

Uma vez que cada transistor conduz somente por uma metade por vez, a potência consumida de cada fonte é a mesma.

$$P_s = \frac{1}{\pi} \cdot \frac{V_{op}}{R_L} \cdot V_{CC}$$

$$\eta = \frac{P_L}{2 \cdot P_s} = \frac{\frac{1}{2} \cdot \frac{V_{op}^2}{R_L}}{2 \frac{1}{\pi} \cdot \frac{V_{op}}{R_L} \cdot V_{CC}}$$

Este rendimento será max qdo Vop é max. Uma vez que Vop não pode exceder a Vcc, o rendimento máximo ocorrerá pi/4.

$$\eta = \frac{\pi}{4} \cdot \frac{V_{op}}{V_{CC}}$$

$$\boxed{\eta_{max} = \frac{\pi}{4}}$$

O rendimento será aproximadamente 78.5%, muito maior do que os 25% para o Classe A.

A potência eficaz do sinal, meia onda é:

$V_L = V_{LMAX} / 2$

$$P_{LRMS} = \frac{V_{LMAX}^2}{2^2 \cdot 2.R_L} = \frac{V_{LMAX}^2}{8R_L}$$

Rendimento da carga versus dos transistores.

$P_{CMAX} = V_{CC} /2\prod . I_{CMAX}/2\prod . = V_{CC}^2 / 4\prod^2 R_L$

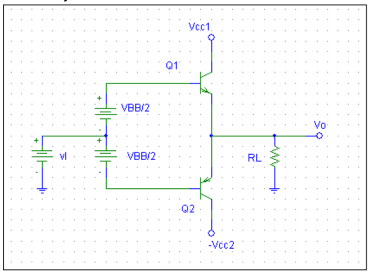
$$\eta = \frac{P_L}{P_{CMAX}} = \frac{V_{CC}^2/8R_L}{V_{CC}^2 /4\prod^2 R_L} = \prod^2 / 2 = 5.$$

A potência entregue na carga é igual a 5 vezes a potência dissipada nos transistores.

Classe AB

Operação do Circuito

Crossover distortion can be eliminated by biasing the transistors at a small, non-zero current.
A bias Voltage VBB is applied between Qn and Qp.
For vi = 0, vo = 0, and a voltage VBB/2 appears across the base-emitter junction of each transistor.



$$i_N = i_P = I_Q = I_S \cdot e^{\frac{V_{BB}}{2 \cdot V_T}}$$

VBB is selected to result the required quiscent current IQ

$$v_o = v_i + \frac{V_{BB}}{2} - v_{BEN}$$

$$i_N = i_P + i_L$$

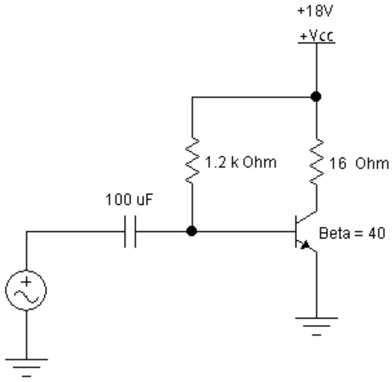
$$v_{BEN} + v_{EBP} = V_{BB} \qquad V_T \cdot \ln\left(\frac{i_N}{I_S}\right) + V_T \cdot \ln\left(\frac{i_P}{I_S}\right) = 2 \cdot V_T \cdot \ln\left(\frac{i_Q}{I_S}\right)$$

$$i_N^{\,2} = I_Q^{\,2}$$

$$i_N^{\,2} - i_L \cdot i_N - I_Q^{\,2} = 0$$

Exercícios propostos referentes aos amplificadores de potência classe A.

1) Calcular a potência de entrada, eficiência e saída para o circuito da figura abaixo. O sinal de entrada resulta uma corrente de base de 5mA (RMS).



2) Calcule a potência de entrada dissipada pelo circuito 1.aQ se R_B for mudado para 1,5KΩ.

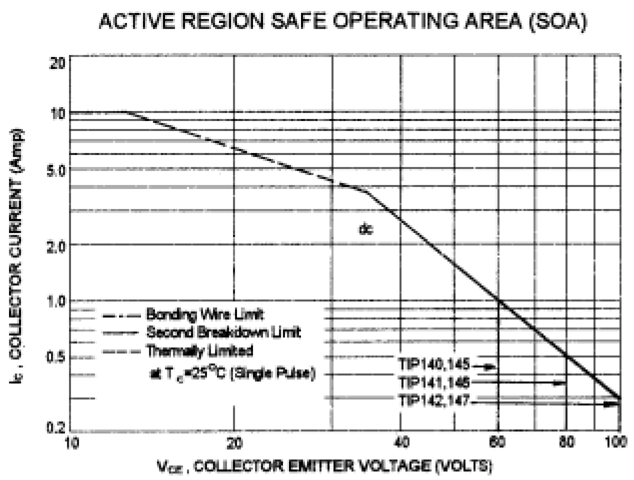
3) Calcule a potência máxima de saída para o circuito da 1.aQ se R_B for mudado para 1,5KΩ.

4) Se o circuito da figura 1.aQ. for polarizado em sua tensão central e no seu ponto de operação do coletor também no centro, qual é a potência máxima de entrada para uma potência máxima de saída de 1,5W ?

CÁLCULO DE POTÊNCIA EM TRANSISTORES

I – Em regime de pulsos.

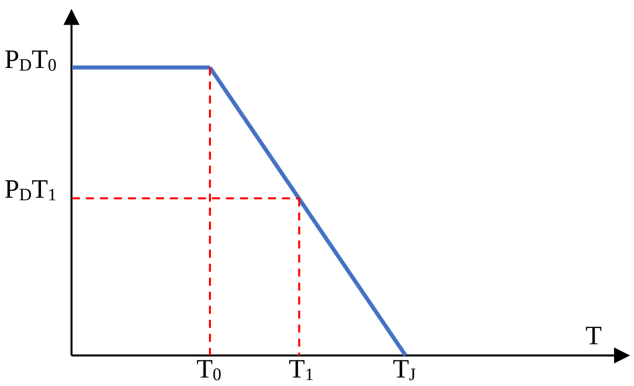
Os transistores de potência em regime de pulsos seguem uma curva de limitação que é chamada de SOA – Safety Operating Area. Quando opera dentro desta área o transistor está fora da área de risco e está garantida a operação segura.
O transistor a seguir TIP 142 apresenta a curva SOA – polarização direta.



Nos IGBTs são apresentadas duas curvas FBSOA e RBSOA – polarização reversa.

Dissipação de Calor

Num projeto de amplificadores de potência é muito importante o dimensionamento dos transistores. Para isso alguns conceitos devem ser introduzidos para um efetivo projeto. A curva apresentada a seguir é delimitação da potência pela temperatura para um transistor de potência.



P_DT_0 = Potência máxima (W)
P_DT_1 = Potência na temperatura T_1 (W)
T_0 = Temperatura ambiente (°C)
T_1 = Temperatura de trabalho (°C)
T_J = Temperatura de junção (°C)

Os dados de potência, temperatura inicial e de encapsulamento (junção), bem como a curva de delimitação de potência são fornecidos pelo fabricante.

Da curva de delimitação temos:

$P_DT_1 = P_DT_0 – (T_1 – T_0)$.fator de delimitação.
Fator de delimitação é dado pelo fabricante, mas pode ser calculado da curva de delimitação, como:

$$W/{}^0C = \frac{\Delta P}{\Delta T}$$

Onde $\Delta P = P_D T_0$ e $\Delta T = T_J - T_0$.

Exemplo: Os dados a seguir são referentes ao transistor de potência, onde P_D(max) = 80W, na temperatura ambiente de 25°C e o fator de delimitação é de 0,5W/°C. Pede-se:
a) Qual a potência disponível para a temperatura de 125°C?
b) Qual a temperatura de junção (encapsulamento).

a) $P_D T_1 = P_D T_0 - (T_1 - T_0)$.fator de delimitação = 80W – (125°C - 25°C). 0,5W/°C = 30W.

b) $P_D T_J = 0 \Rightarrow P_D T_0 = (T_J - T_0)$ fator de delimitação.
$T_J = P_D T_0$/fator de delimitação + T_0 = 80/0,5 + 25 = 185°C.

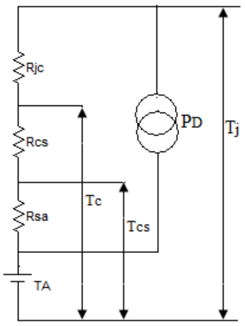
Resistências térmicas

θ_{JA} = resistência térmica entre junção e ambiente.
θ_{JC} = resistência térmica entre junção e encapsulamento.
θ_{CS} = resistência térmica entre encapsulamento e dissipador ou radiador.
θ_{SA} = resistência térmica entre radiador e ambiente.

$\theta_{JA} = \theta_{JC} + \theta_{CS} + \theta_{AS}$

Sendo $T_J = P_D\,\theta_{JA} + T_A$, onde θ_{JC} = °C/W.

Modelo térmico



$\theta_{JA} = \theta_{JC} + \theta_{CS} + \theta_{SA}$

$T_J - T_C = P_D\,\theta_{JC}$

Exemplo: Para P_D = 50W, T_A = 25°C, T_C = 50°C e θ_{JC} = 0,5 °C/W. Determinar a temperatura de junção.

T_J = 0,5 x 50 + 50 = 75°C.

θ_{JA} = 40°C/W sem dissipador de calor. Para 1W de potência a temperatura de junção sofrerá um acréscimo de 40W.

Para θ_{SA} = 2°C/W e θ_{CS} = 0,8°C/W, determinar o aumento de temperatura no transistor, sabendo-se que θ_{JC} = 0,5°C/W e o transistor está operando com uma potência de 2W.

$\theta_{JA} = \theta_{JC} + \theta_{CS} + \theta_{AS}$ = 0,5°C + 0,8°C/W + 2,0°C/W = 3,3°C/W.
$T_J - T_A = P_D\,\theta_{JA} \Rightarrow T_J - T_C$ = 2W x 3,3°C/W = 6,6°C Acréscimo de temperatura.
Para T_A = 25°C => T_J = 25 + 6,6 = 31,6°C.

Isolantes térmicos e radiadores A seguir para a dissipação de potência é recomendado que a resistência térmica seja mínima e para isso é necessário seguir alguns dos procedimentos.

1. Pasta térmica – Deve-se aplicar no dispositivo para que não crie bolhas de ar entre o dispositivo e o radiador e diminuir a resistência térmica, pois a pasta é um bom condutor térmico;
2. Isolante – Por exemplo mica, um bom condutor térmico e ótimo isolante elétrico para que o dispositivo fique isolado do dissipador, pois pode ter outros dispositivos sejam colocados no mesmo dissipador e, portanto, um fechamento elétrico seria provocado pela falta de isolação entre os dispositivos. A mica faz o papel de isolante elétrico e deve-se isolar parafusos de fixação do dispositivo no dissipador para evitar o fechamento elétrico.

- **Curvas para cálculo térmico de diodos**

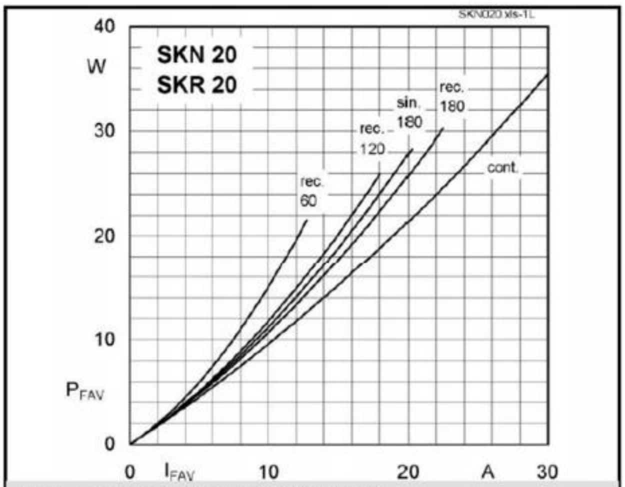


Fig. 1L Power dissipation vs. forward current

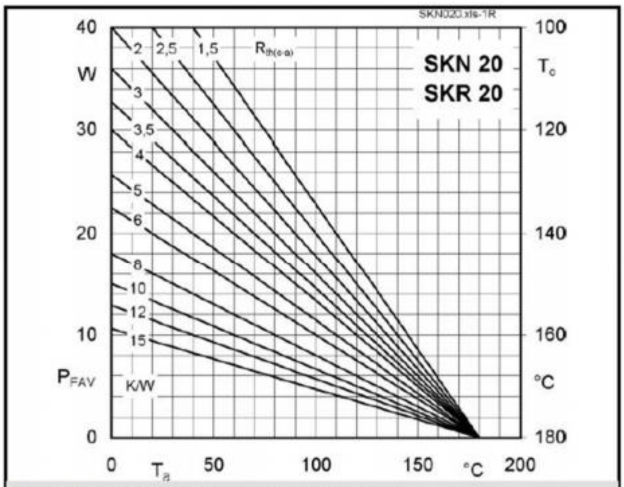


Fig. 1R Power dissipation vs. ambient temperature

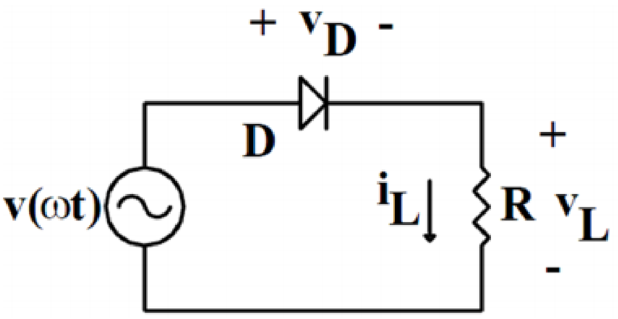
(a) Potência dissipada P_{FAV} em função da corrente direta média $I_{med}(I_{FAV})$

(b) Temp. da cápsula T_C em função da temp. ambiente T_a para diferentes resistências térmicas

Relação de dissipadores Semikron ($R_{ca} = R_{cd} + R_{da}$)

DIODOS	DISSIPADORES	Massa Aproximada	Resistência Térmica R_{thca} (Incluindo a Resistência de contato cápsula-dissipador)	
			Convecção Natural	Ventilação Forçada 6m/s
SKN12, SKR12	K9 - M4	50g	10,5°C/W	-
SKN20, SKR20	K9 – M6	50g	9,5°C/W	-
SKN26, SKR26	K5 - M6	100g	5,7°C/W	-
SKNa20	K3 - M6	200g	3,8°C/W	-
	K1,1 - M6	700g	2,2°C/W	-
SKN45, SKR45	K5 - M8	100g	5,0°C/W	-
SKN70, SKR70	K3 - M8	200g	3,0°C/W	-
	K1,1 - M8	700g	1,3°C/W	0,60°C/W
	P1/120 - M8	1300g	0,85°C/W	0,40°C/W
SKN100, SKR100	K3 - M12	200g	3,1°C/W	-
SKN130, SKR130	K1,1 - M12	700g	1,2°C/W	0,40°C/W
	P1/120 - M12	1300g	0,65°C/W	0,27°C/W
	K0,55 - M12	2000g	0,65°C/W	0,25°C/W
SKN240, SKR240	K1,1 - M16x1,5	700g	1,1°C/W	0,35°C/W
	K0,55 - M16x1,5	2000g	0,55°C/W	0,17°C/W
	P1/120 - M16x1,5	1300g	0,58°C/W	0,21°C/W
	P1/120 - M16x1,5	2200g	0,40°C/W	0,17°C/W
	P4/200 - M16x1,5	4000g	0,29°C/W	-
SKN320, SKR320	K0,55 - M24x1,5	2000g	0,55°C/W	0,17°C/W
	K0,1 F	2150g	-	0,11°C/W
	K0,05 W	900g	-	0,065°C/W*
	P1/200 - M24x1,5	2200g	0,40°C/W	0,16°C/W
	P4/200 - M24x1,5	4000g	0,29°C/W	-
	P4/300 - M24x1,5	6000g	0,25°C/W	-

Exemplo: Determinar a resistência térmica para um diodo retificador em meia onda.



$$v(\omega t) = \sqrt{2}.220\, sen(\omega t)$$
$$f = 60\ Hz$$
$$R = 10\,\Omega$$
$$D = SKN\ 20\ /\ 04$$

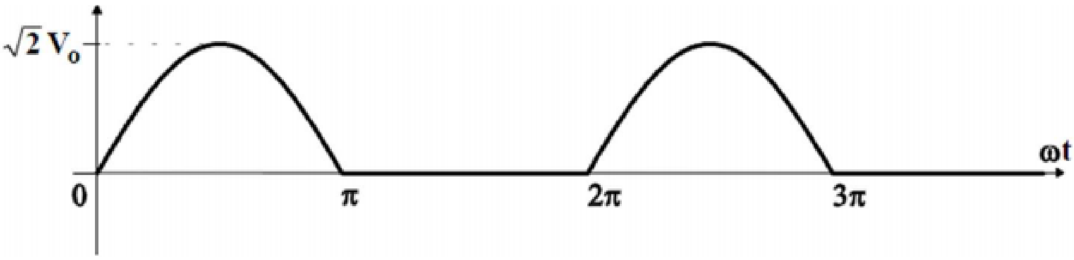
Definições:
$\theta_{JA} = \theta_{JC} + \theta_{CS} + \theta_{SA}$ ($\theta_{CS} = \theta_{CD}$ e $\theta_{SA} = \theta_{DA}$), onde D = dissipador e s = sink (dissipador em ingles), j = junção, A = ambiente e c = case (corpo do dispositivo ou encapsulamento).
$\theta_{JA} = \theta_{JC} + \theta_{CD} + \theta_{DA}$

Calcular R_{da} para manter $T_j < T_{jmáxima}$, dados:

$$R_{jc} = 2°C\,/\,W\,;\,R_{cd} = 1°C\,/\,W\,;\,T_j = 180\,°C\,(T_{vj}\,)$$

$$V_{(TO\,)} = 0{,}85V\,;\,r_T = 11m\Omega\,;\,T_a = 50\,°C$$

- <u>**Corrente no diodo**</u>



$$I_{Dmed} = I_{Lmed} = \frac{V_{Lmed}}{R} = \frac{0{,}45V_0}{R} = \frac{0{,}45\,.\,220}{10} = 9{,}9\,A$$

$$I_{Def} = I_{Lef} = \frac{0{,}707\,V_0}{R} = \frac{0{,}707\,.\,220}{10} = 15{,}55\,A$$

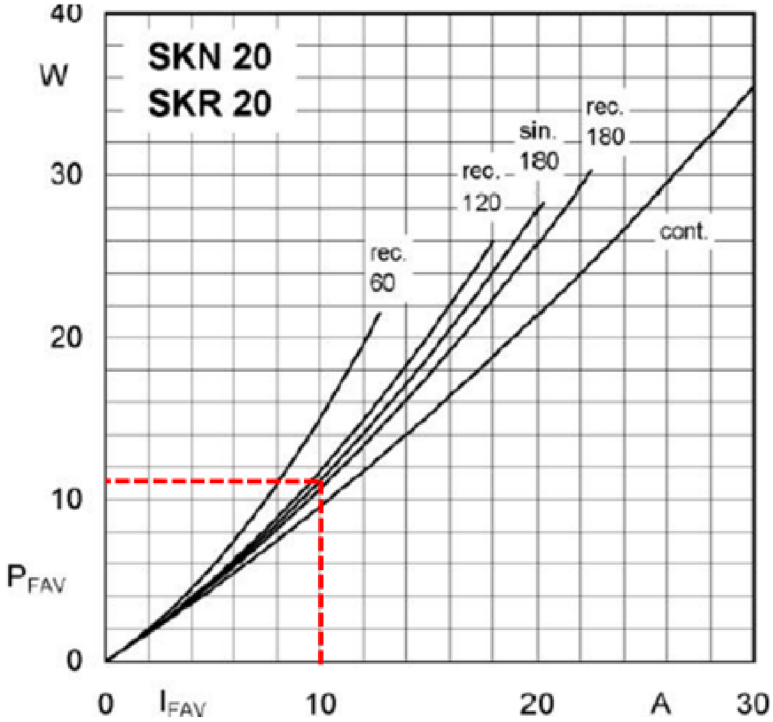
- <u>**Potência média dissipada**</u>

$$P = V_{(TO\,)}i_{Dmed} + r_T I_{Def}{}^2 = 0{,}85.9{,}9 + 11m.(15{,}55\,)^2 = 11{,}07W$$

A potência também pode ser determinada utilizando o ábaco do fabricante

- **Forma de onda – senóide de 180°**
- **I_{med} = 9,9A**

$$P \cong 11W$$



- **<u>Cálculo do dissipador</u> – R_{da}**

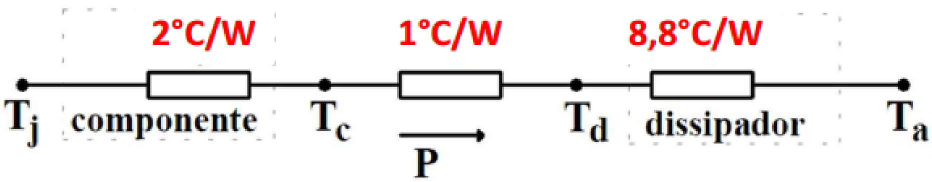
$$\Delta T = P\left(R_{jc} + R_{cd} + R_{da}\right)$$

$$R_{da} = \frac{\Delta T}{P} - R_{jc} - R_{cd} = \frac{180-50}{11} - 2 - 1$$

$$\boxed{R_{da} \leq 8{,}8°C/W}$$

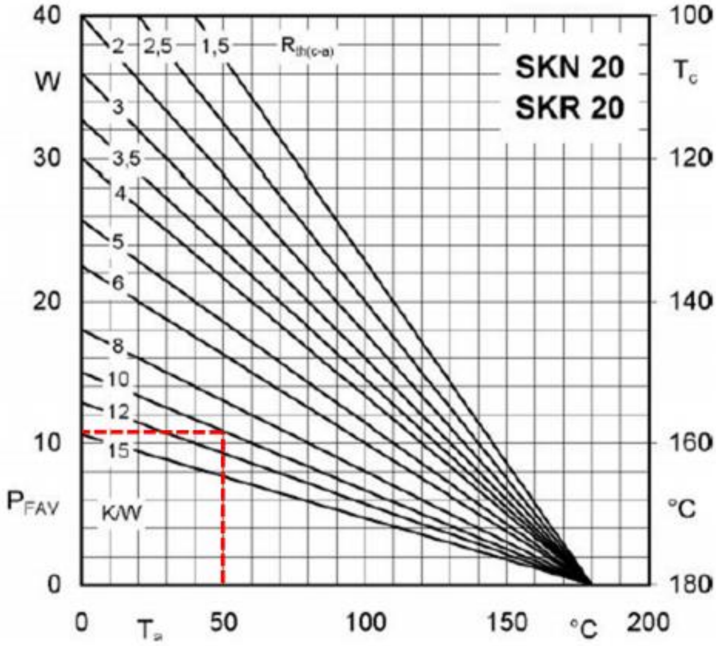
Para comparar com a tabela da Semikron

$$\boxed{R_{ca} = R_{da} + R_{cd} = 8{,}8 + 1 = 9{,}8°C/W}$$



- **Para o cálculo do dissipador também pode ser determinada utilizando o ábaco do fabricante**
  - **Ta = 50°C**
  - **P ≈ 11W**

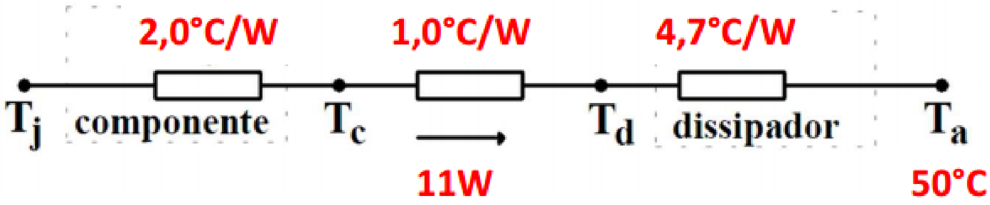
$$R_{ca} \cong 10°C/W$$
$$Assim: R_{ca} = R_{cd} + R_{da}$$
$$R_{da} = R_{ca} - R_{cd} \cong 9°C/W$$



  - **É recomendado o dissipador K5-M6**

$$R_{ca} = 5{,}7°C/W$$

- **<u>Temperaturas resultantes para o dissipador escolhido</u>**
- **<u>Verificação: $T_j < T_{jmáxima}$</u>**



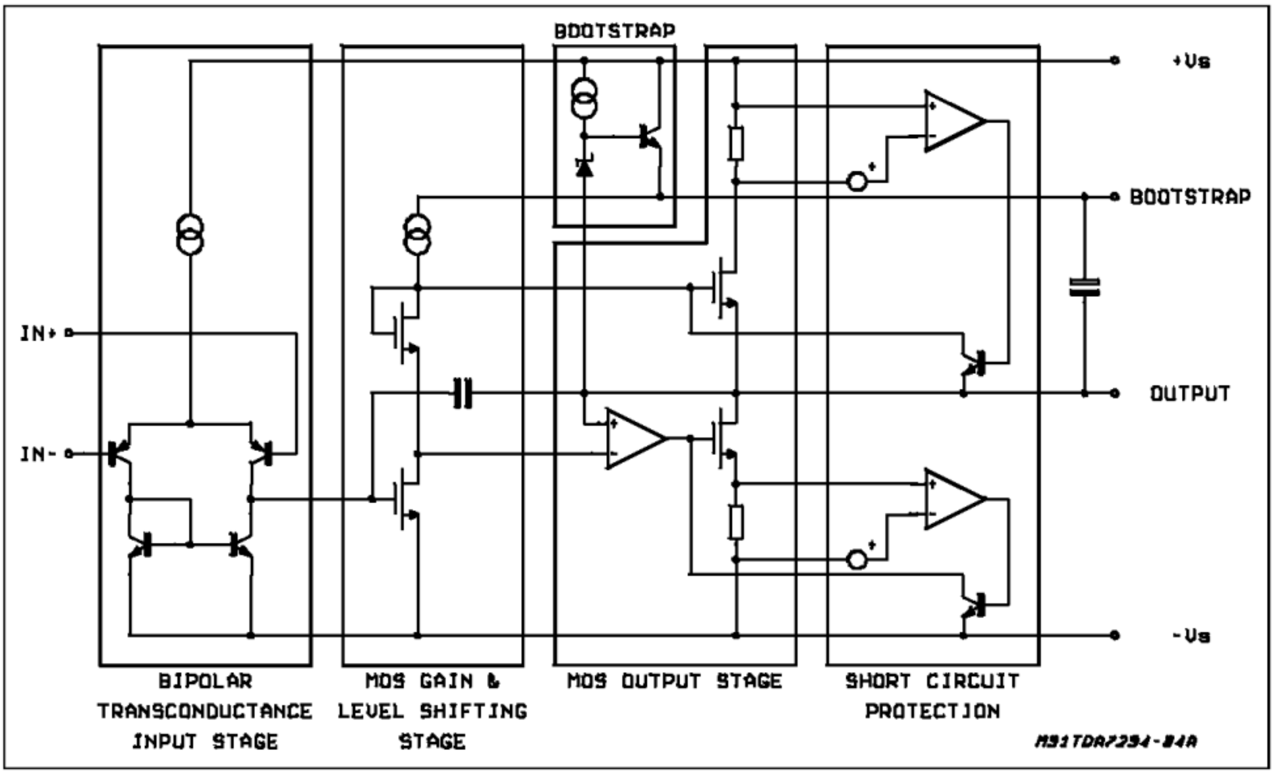
$$T_J - T_a = R_{ja} P$$

$$T_J = R_{ja} P + T_a = (2 + 1 + 4{,}7).11 + 50 = 134{,}7°C$$

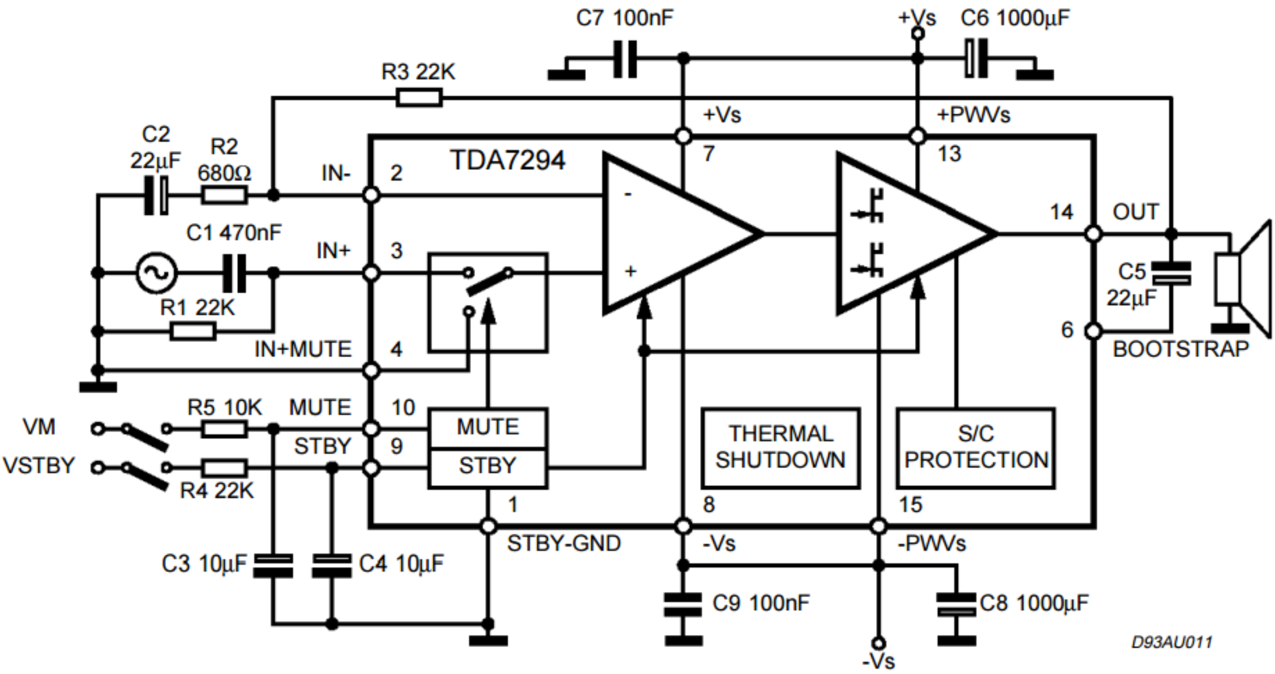
$$T_c = (R_{cd} + R_{da}).P + T_a = (1 + 4{,}7).11 + 50 = 112{,}7°C$$

$$T_d = R_{da}.P + T_a = 4{,}7.11 + 50 = 101{,}7°C/W$$

BLOCK DIAGRAM



Polarização do circuito – Amplificador de potência.



THERMAL DATA

Symbol	Description		Value	Unit
$R_{th\ j\text{-}case}$	Thermal Resistance Junction-case	Max	1.5	°C/W

Ref.: Bibliográfica

1. R. Boylestad, L. Nashelsky – 11.a edição – Ed. Pearson – Livro Dispositivos Eletrônicos e teoria de circuitos.
2. Assef, Amauri – UTFR – Universidade Tecnológica Fedral do Paraná.