

EFEITOS DE ÁUDIO DIGITAIS E ANALÓGICOS - ASPECTOS PRÁTICOS-

Prof. Sidnei Noceti Filho

RESUMO

Neste curso são apresentados os principais conceitos associados aos efeitos de áudio e suas implementações nas formas analógicas e digitais. Relativamente à forma analógica, são apresentados circuitos básicos e diagramas de blocos, além de considerações práticas. Não são considerados muitos circuitos prontos de efeitos uma vez que estes são fartamente disponíveis na rede. No entanto, o material apresentado dá aos projetistas condições de criarem circuitos próprios. Relativamente à forma digital, são apresentados os principais algoritmos dos efeitos considerados, sua implementação em um processador DSP e resultados obtidos.

<i>PARTE 1 – SISTEMAS ANALÓGICOS</i>		<i>PAG.</i>
0	NOÇÕES GERAIS - EFEITOS DE ÁUDIO	2
1	COMPONENTES E CIRCUITOS PRINCIPAIS USADOS EM PEDAIS DE EFEITOS	2
1.1	Amplificadores Operacionais – Aspectos Práticos	2
1.2	Amplificadores Operacionais de Transcondutância – Aspectos Práticos	5
1.3	Resistores e Capacitores – Aspectos Práticos	6
1.4	Resistores Variáveis – Aspectos Práticos	11
	a) LDR	11
	b) Resistores baseados em OTA	13
	c) Resistores baseados em JFET	13
1.5	Escalamentos e Controle de Ganho	15
	a) Escalamento de Impedância	15
	b) Escalamento de Frequência	16
	c) Controle de Ganho	
<i>PARTE 2 – SISTEMAS ANALÓGICOS</i>		
1.6	Filtros	17
	a) Introdução	17
	b) Filtros Passa-Baixa – Aspectos Práticos	23
	c) Passa-Alta – Aspectos Práticos	24
	d) Passa-Faixa – Aspectos Práticos	27
	e) All-Pass – Aspectos Práticos	31
<i>PARTE 3 – SISTEMAS ANALÓGICOS</i>		
1.7	Osciladores – Aspectos Práticos	36
1.8	O dispositivo Bucket-Brigade (BBD)	38
1.9	Equalizadores de Áudio	39
	a) Equalizadores de Controle de Tonalidade (Shelving) – Aspectos Práticos	39
	b) Equalizadores Bump (Gráficos, Paramétricos e Paragráficos) – Aspectos Práticos	40
	c) Obtenção da FT dos Equalizadores Bump e Shelving	41
	d) Obtenção dos ganhos máximos e mínimos dos Equalizadores	43
1.10	Noções sobre Blindagem e Aterramento	45
2	DIAGRAMAS DE BLOCOS DOS EFEITOS	46
2.1	Vibrato	46
2.2	Tremolo	46
2.3	Phaser	47
2.4	Chorus	48
2.5	Flanger	49
2.6	Eco	50
2.7	Wah-Wah	50
2.9	Distorção	53
<i>PARTE 4 – SISTEMAS DIGITAIS</i>		
3	PROCESSADOR DIGITAL DE SINAIS (DSP)	54
4	EFEITOS DIGITAIS – DIAGRAMAS DE BLOCOS	55
4.1	Introdução	55
4.2	Vibrato	56
4.3	Flanger/ Chorus	57
4.4	Tremolo	58
4.5	Eco	58
4.6	Reverberação	59
4.7	Wah-Wah	60
4.8	Phaser	60
5	EQUALIZADOR	61
5.1	Seção Shelving	61
5.2	Seção Bump	62
6	RESULTADOS EXPERIMENTAIS	63
7	REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	63

0 NOÇÕES GERAIS - EFEITOS DE ÁUDIO

Os efeitos de áudio podem ser classificados em dois grandes grupos. No primeiro, sons de voz ou de instrumentos musicais são processados por um circuito e tem seus parâmetros, tais como amplitude, fase e conteúdo espectral, variados. No segundo, sons dos mais diversos são produzidos por sintetizadores e, neste caso, não há necessidade de um instrumento musical. Aqui são discutidos os efeitos do primeiro grupo.

Os circuitos modificam o som original e, obviamente, tem a função de tornar os sons mais interessantes. Dois dos efeitos mais usados em sinais de voz e em sinais produzidos por instrumentos musicais (guitarra, por exemplo) são o Eco e a Reverberação. O eco se constitui num conjunto de repetições do som original, sendo que o ouvido percebe que existe um tempo entre o som original e as repetições. Este fenômeno acontece na natureza quando um anteparo refletor de som está distante aproximadamente 17 metros (correspondente a um atraso de 0,1s) ou mais do emissor. Já a reverberação consiste em uma quantidade grande de reflexões, sendo que o ouvinte não percebe um silêncio entre a emissão e os sons refletidos. Isto acontece, por exemplo, quando se fala dentro de uma Igreja. Outros efeitos tais como Flanger, Chorus, Phaser etc. são usados principalmente por guitarristas, o que não impede que outros instrumentistas os utilizem.

Diversas são as formas de se produzir um efeito. São variados tanto os diagramas de blocos como a forma de implementá-los. Mesmo definido um particular diagrama de blocos e um particular circuito, diversos parâmetros são disponibilizados para que o músico obtenha o efeito que mais lhe agrade. Assim, não é possível expor em um texto limitado, a infinidade de soluções que são apresentadas na literatura por diversos projetistas.

Exemplificando, consideremos um resistor controlado por um oscilador, como um destes parâmetros variáveis. Encontram-se na literatura os resistores variáveis sendo implementados por Foto-Acopladores (LDR + LED), por transistores de efeito de campo de junção (JFET's) e por Amplificadores Operacionais de Transcondutância (OTA's). Além disso, diversas implementações de filtros, de implementações de osciladores com diferentes formas de onda, são usadas para controlar os resistores variáveis.

Este trabalho tem como objetivo auxiliar projetistas e/ou *hobistas* a desenvolverem projetos a partir de diagramas de blocos e circuitos básicos. Alguns exemplos práticos discutidos não são apresentados em outras publicações, possivelmente por serem considerados muito simples. Apesar disso, a experiência didática dos autores mostra que quando grande parte dos alunos é argüida sobre estas questões, freqüentemente eles demonstram dificuldades. Por esta razão, esses exemplos são aqui apresentados.

1 COMPONENTES E CIRCUITOS PRINCIPAIS USADOS EM PEDAIS DE EFEITOS ANALÓGICOS

1.1 Amplificadores Operacionais – Aspectos Práticos

Os amplificadores operacionais (amp. op.), cujo símbolo e modelos linearizados estão apresentados na Fig. 1, são amplificadores diferenciais de acoplamento DC projetados para apresentarem alto ganho, alta impedância de entrada e baixa impedância de saída. Suas características ideais são: ganho de tensão infinito, impedância de entrada infinita e impedância de saída nula.

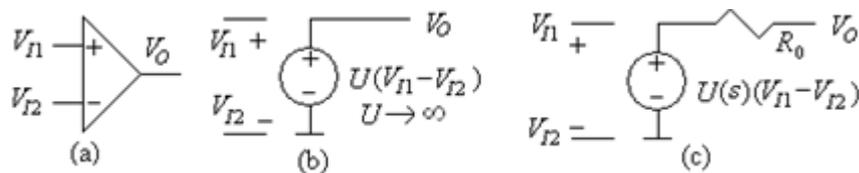


Fig. 1 - (a) Símbolo de um amp. op.; (b) modelo ideal; (c) modelo real com as principais não idealidades.

Para a grande maioria dos amp. op. comerciais, o ganho pode ser representado por uma função $U(s)$ com pólos no semi-eixo real negativo dada por (6.1-1) que podem influenciar significativamente o desempenho das redes sob o ponto de vista de estabilidade, uma vez que os amp. op. operam realimentados.

$$U(s) = U_0 \prod_{i=1}^n \frac{p_i}{s + p_i} \quad (1)$$

Para minimizar os problemas com a estabilidade, os amp. op. comerciais são compensados internamente ou então permitem que externamente se faça tal compensação. Neste caso, um pólo é largamente dominante, o que permite simplificar a forma de $U(s)$. Para um amp. op. de baixo custo tipo 741, por exemplo, tipicamente $p_1 = 2\pi \cdot 10$ rad/s, $p_i \geq 2\pi \cdot 2$ Mrad/s para $i > 1$ e $U_0 = 10^5$ levando a:

$$U(s) \cong \frac{U_0 p_1}{s + p_1} = \frac{GB}{s + p_1} \quad 0 \leq f \leq 200 \text{ kHz} \quad (2)$$

Ou ainda:

$$U(s) \cong \frac{GB}{s} \quad 100 \text{ Hz} \leq f \leq 200 \text{ kHz}. \quad (3)$$

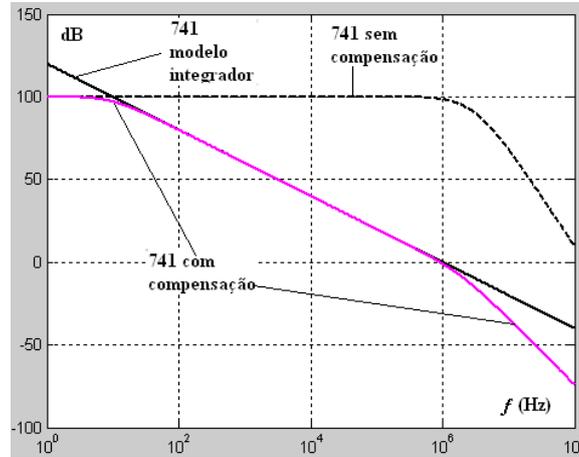


Fig. 2 - Aproximação da magnitude da resposta em frequência de um amp. op. 741.

A Fig. 2 mostra uma aproximação magnitude da resposta em frequência de um amp. op. sem compensação interna, a resposta considerando o ganho dado por (3) (integrador) e a resposta considerando o ganho dado por (1) para $i=1,2$ (modelo com um pólo em baixa frequência e um em alta frequência).

O quanto o GB finito afeta o desempenho de um circuito depende da relação entre o valor do GB e o módulo dos pólos principais, do fator de qualidade dos pólos, da topologia usada, do uso ou não de técnicas de sintonia e de pré-distorção, dos erros admitidos e da ordem dos filtros. Outras limitações são as de grandes sinais (*slew-rate*, saturação, máxima corrente de saída, etc.).

A resposta em frequência de um filtro é afetada pelo ganho limitado $U(s)$ de duas formas: a primeira é o deslocamento das singularidades principais das suas posições de projeto e a segunda é a influência das singularidades secundárias na banda de passagem do filtro. Além disso, as singularidades secundárias podem ser responsáveis por oscilações em frequências altas, da ordem de grandeza do GB. É conveniente que as simulações sejam feitas no mínimo com duas não idealidades: o pólo p_1 (que pode ser considerado na origem) e o resistor de saída R_0 . No entanto, em alguns casos, pode ser necessário simular o circuito com um ou mais pólos secundários do amp. op.. A influência da impedância de entrada na maioria dos casos pode ser desconsiderada, principalmente quando se usa amp. op. com transistores de efeito de campo no par diferencial de entrada. A influência do resistor de saída R_0 depende da topologia usada para implementar o filtro.

Exemplo Prático 1: Aqui vamos analisar a influencia do GB no caso de ser necessária uma amplificação com ganho de 100 (40 dB). Consideremos um amp. op. 741 com $GB = 1 \text{ MHz}$ e resistor de saída $R_0 = 75 \Omega$. O ganho das duas redes da Fig. 3 é idealmente igual a 100. No entanto, devido ao GB finito, o circuito da Fig. 3 (a) se comporta como um filtro passa-baixa de primeira ordem com frequência de corte (-3dB) em 10kHz. O circuito da Fig. 3 (b), formado pela cascata de dois amplificadores de ganho 10, se comporta como um filtro passa-baixa de segunda ordem com frequência de corte (-3dB) de 64,317kHz. Considerando uma tolerância de 20% para o GB e de 1 % para os resistores, o circuito da Fig. 3 (b) apresenta desvios estatísticos levemente inferiores aos apresentados pelo circuito com um amp. op. (ver Fig. 4). Os desvios estatísticos das redes (a) e (b) nas frequências de corte são $\pm 0,874 \text{ dB}$ e $\pm 0,724 \text{ dB}$, respectivamente.

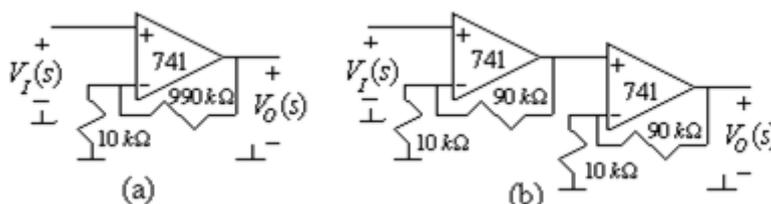


Fig 3 – Redes que idealmente apresentam ganho de 40 dB (a) Rede com um amplificador de ganho 100 (b) Rede com dois amplificadores de ganho 10 em cascata.

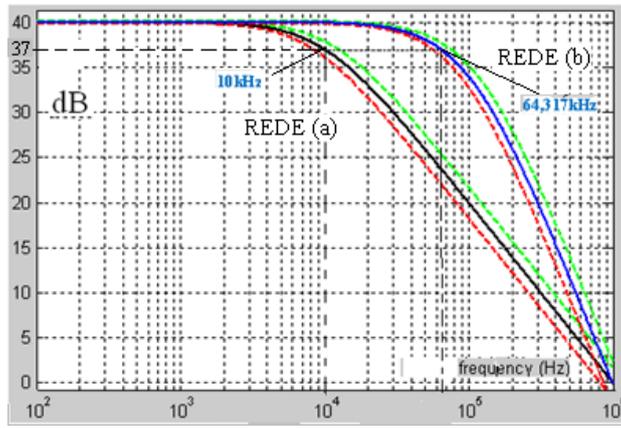


Fig. 4 – Magnitude da resposta em frequência das redes da Fig. 3

Exemplo Prático 2: Neste exemplo é mostrado como a resistência de saída R_0 dos amp. op. pode afetar o desempenho de um circuito. Por simplicidade vamos supor que, nas redes da Fig. 5, $R=1\Omega$, $C=1F$, $R_0=0,1R$ e $GB=100$ rad/s.

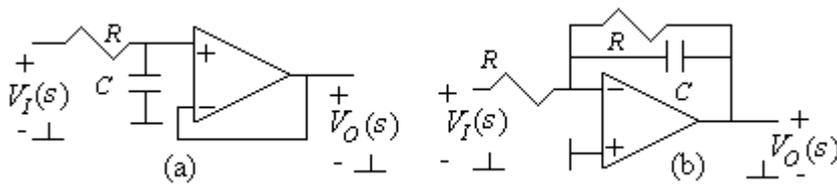


Fig. 5 – Redes com a mesma magnitude da resposta em frequência (a) rede na qual R_0 não afeta a resposta (b) rede cuja resposta é afetada por R_0 .

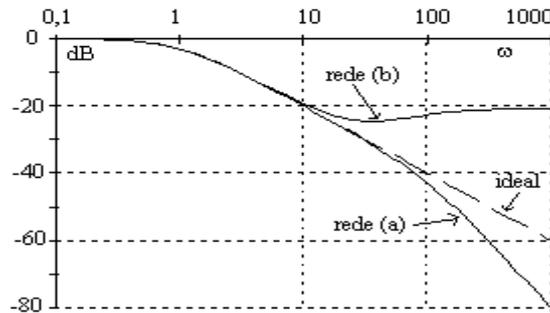


Fig. 6 – Resposta em frequência das redes da Fig. 5.

Tabela 1 - Pólos e zeros das redes da Fig. 5.

REDE	Pólos (rad/s)	Zeros (rad/s)
IDEAL	$p_1 = -1$	$z_1 = \infty$
(a)	$p_1 = -1$ $p_1 = -100$	$z_1 = \infty$ $z_2 = \infty$
(b)	$p_1 = -0,99$ $p_1 = -91,8$	$z_1 = -32,12$ $z_2 = 31,12$

Nos dois casos tem-se a mesma Função de Transferência (FT) ideal, com exceção de uma defasagem de -180° , dada por:

$$T_{Ia}(s) = -T_{Ib}(s) = \frac{1}{s+1}. \quad (4)$$

A FT da rede (a) é:

$$\frac{V_o(s)}{V_i(s)} = \frac{GB}{s+GB} \frac{(1/RC)}{s+\frac{1}{RC}} = \frac{GB/RC}{s^2+s\left(GB+\frac{1}{RC}\right)+\frac{GB}{RC}} = \frac{100}{s^2+101s+100}$$

que é constante na origem e zero no infinito.

A FT da rede (b) é:

$$\frac{V_o(s)}{V_i(s)} = \frac{s^2GC+sG^2-G_oGGB}{s^2 G+G_o C+s(G^2+CG_oGB+2GG_o)+G_oGGB} = \frac{s^2+s-1000}{11s^2+1021s+1000}$$

que é constante na origem e no infinito ($G=1/R$).

A Fig. 6 apresenta as curvas de magnitude da resposta em frequência, ideal e das redes (a) e (b). A Tabela 1 apresenta os pólos e zeros respectivos. A rede (a) apresenta um segundo pólo em $p_2 = -100\text{rad/s}$ e um segundo zero $z_2 = \infty$. Como a saída do amp. op. está ligada a um ponto de alta impedância, somente o GB afeta a FT. Na rede (b), no entanto, dois zeros finitos aparecem devido ao resistor R_0 , influenciando sobremaneira a resposta em frequência.

Outra importante grandeza associada ao desempenho dos circuitos em geral, analógicos e digitais, é a chamada Faixa Dinâmica (*Dynamic Range* –DR). É uma característica de um sistema e não de um sinal, que é o caso da relação Sinal/Ruído. A DR é a relação entre a máxima amplitude admitida na saída de um sistema (dentro de uma pré-estabelecida distorção admitida, por exemplo 0,1%) e o mínimo sinal detectável, que é igual ao nível de ruído na entrada. A seguir é visto um exemplo da importância desta grandeza.

Exemplo Prático 3: Consideremos o caso de um circuito com amp. op. alimentados com tensões de $\pm 12\text{V}$, com máxima tensão de saída de aproximadamente $\pm 10\text{V}$ para obtenção de níveis de distorção menores do que 0,1% e nível de ruído na entrada de 1mV de pico. O objetivo é a obtenção de um ganho em baixa frequência igual a 10. Vamos supor um GB suficientemente alto de modo que a frequência de corte esteja acima da faixa de frequência utilizável do circuito. O ganho de 10 pode ser obtido por infinitos produtos entre os ganhos. Duas soluções possíveis são mostradas na Fig. 7.

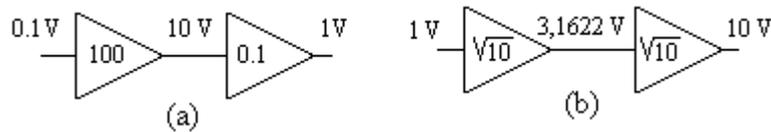


Fig. 7 - Duas soluções possíveis para obtenção de um ganho de 100

Como o primeiro amplificador da rede (a) tem ganho 100 e a máxima tensão na saída é 10V , então a máxima tensão admissível na entrada é $0,1\text{V}$ e, conseqüentemente, a máxima tensão na saída da rede (a) é 1V . Assim obtém-se uma $DR_{\text{dB}} = 20\log(1\text{V}/1\text{mV}) = 60\text{dB}$. No caso da rede (b), $DR_{\text{dB}} = 20\log(10\text{V}/1\text{mV}) = 80\text{dB}$. Obviamente, quanto maior a faixa dinâmica menos os circuitos são susceptíveis a ruídos e interferências. A situação mostrada na rede (a) pode acontecer naturalmente em uma particular frequência no interior de uma rede. A análise da faixa dinâmica dá informações ao projetista de como devem ser redistribuir os ganhos das etapas.

1.2 Amplificadores Operacionais de Transcondutância – Aspectos Práticos

Os amplificadores Operacionais de Transcondutância (OTA) são fontes de corrente controladas por tensão. Estes dispositivos apresentam a possibilidade de sintonia através do controle da transcondutância g_m por meio de uma corrente de polarização I_B . A Fig. 8 apresenta o símbolo e os modelos linearizados de um OTA. O macromodelo apresentado em (c) contém as principais não-idealidades que dizem respeito ao comportamento em frequência, que são a dependência com a frequência do parâmetro transcondutância, $g_m(s)$, a impedância de saída finita representada por C_0 e R_0 , as capacitâncias de entrada de modo comum C_1 e C_2 e a capacitância de entrada diferencial C_d . A importância maior de uma ou outra destas não-idealidades depende da aplicação.

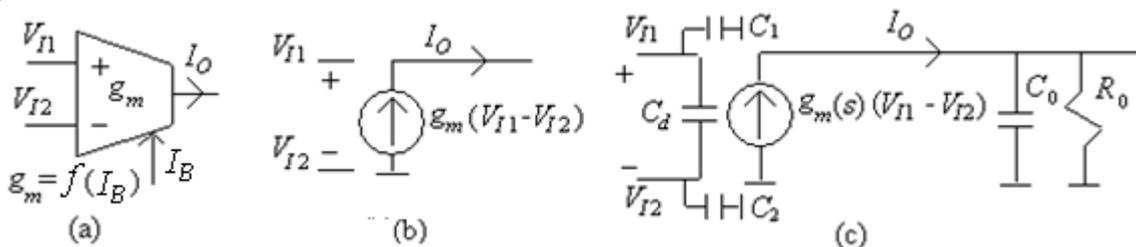


Fig. 8 - (a) Símbolo de um OTA ideal; (b) modelo ideal; (c) modelo real.

Para se poder trabalhar com níveis de tensão de entrada da ordem de grandeza da tensão de alimentação, técnicas especiais de projeto são necessárias minimizar não linearidades, entre elas o uso de circuitos não lineares no estágio diferencial de entrada e resistores de degeneração conforme mostrado na Fig. 9. Neste tipo de solução o preço que se paga é que o g_m equivalente diminui na mesma proporção do valor da tensão máxima admissível. O uso de realimentação negativa e de redes balanceadas também contribui para uma maior linearidade. Com isso, tem-se um aumento da DR. Com os amp. op. não se tem este problema porque, como seu ganho é muito alto, as tensões na entrada do estágio diferencial são muito pequenas.

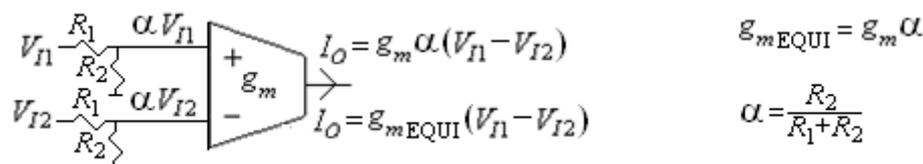


Fig. 9 – Uso de resistores de degeneração para aumentar a linearidade.

Os transistores JFET, MOSFET e o OTA têm o mesmo modelo em BF (Fonte de Corrente Controlada por Tensão). Porém é mais conveniente usar o OTA em muitas aplicações porque estes não necessitam circuitos de polarização. Além disso, permitem o ajuste da transcondutância numa faixa considerável, permitem a utilização de três técnicas para minimizar não idealidades (resistor de degeneração, circuitos não lineares no estágio de entrada, redes balanceadas) e possuem entradas diferenciais (isto permite projetar topologias mais simples).

1.3 Resistores e Capacitores – Aspectos Práticos

Os elementos passivos R e C são responsáveis por desvios determinísticos nas funções de transferência dos filtros devido ao número finito de valores encontrados em uma década e por desvios estocásticos devido à tolerância de fabricação e efeitos do ambiente.

O problema é menos crítico em relação aos resistores devido ao fato de eles estarem disponíveis comercialmente em tecnologia de *metal-film*, com tolerância de 1% na série E-96 (96 valores/década), e apresentarem coeficiente de temperatura da ordem de ± 50 ppm/ $^{\circ}\text{C}$. Podem ser encontrados também resistores de folha de metal maciça (*bulk metal foil*) na série E-192 com tolerâncias de 0,1% e coeficientes de temperatura próximos de zero. A única desvantagem dos resistores *bulk metal foil* é, nos dias de hoje, o seu custo relativamente alto.

Exemplo Prático 4: Os resistores de carbono devem ser evitados devido ao fato de serem mais ruidosos, por apresentarem maior tolerância e coeficiente de temperatura de até 2000ppm/ $^{\circ}\text{C}$. Mesmo resistências com tolerância de 1% sejam selecionados por meio de medidas, uma simples variação de temperatura de 10 $^{\circ}\text{C}$ provoca uma variação de 2% no valor do resistor. Um coeficiente de variação de 2000ppm/ $^{\circ}\text{C}$ é equivalente a 0,002partes/ $^{\circ}\text{C}$. Ou seja 0,02partes/10 $^{\circ}\text{C}$, ou 2%/10 $^{\circ}\text{C}$. Então não tem sentido selecionar um resistor de carbono dentro da tolerância de 1%, se ele pode variar 2% com uma variação de temperatura de 10 $^{\circ}\text{C}$.

Exemplo Prático 5: Considere a situação de um projetista que comprou resistores com variabilidade igual a 0,01, ou seja, tolerância de 1%, e o circuito não funcionou a contento porque foi constatado que um resistor crítico apresentou variabilidade maior do que a especificada. Pergunta-se: o fabricante pode ser responsabilizado? A resposta é não porque a variabilidade é uma variável estocástica com uma função densidade de probabilidade especificada pelo fabricante que, na maioria dos casos, é completamente caracterizada por uma média, $\mu(x)$, e uma variância, $\sigma^2(x)$. Considere a fabricação de um resistor na qual os valores obtidos têm uma distribuição gaussiana com $\mu V_R = 0$ e $\sigma^2 V_R = 1,11 \times 10^{-5}$. Conseqüentemente, três desvios padrão é $3\sigma \cong 0,01$. O fabricante está especificando que 99,74% dos resistores fabricados estão na faixa de tolerância de $\pm 1\%$, que corresponde à faixa de três desvios padrão. Na Fig10 é mostrado um exemplo para um resistor de 1000 Ω .

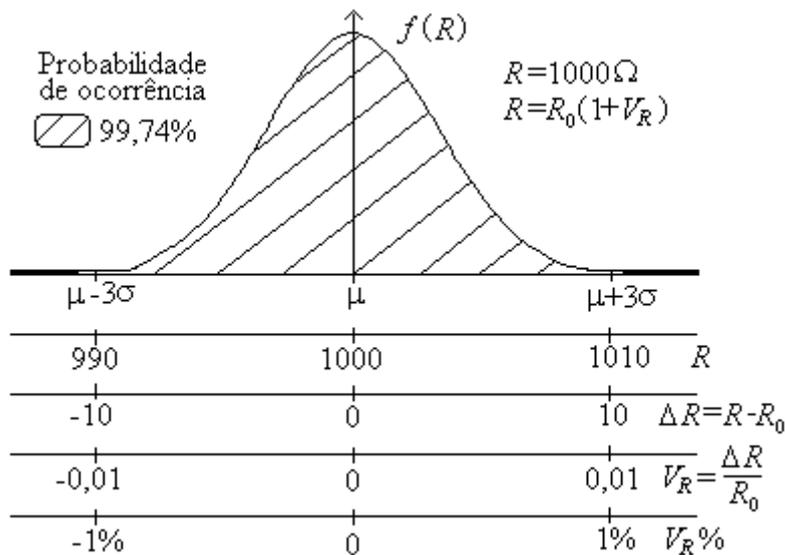


Fig. 10 - Exemplo de variabilidade estocástica.

Quanto aos capacitores, os de mais baixo custo são encontrados com tolerâncias de 10% na série E-12. Alguns tipos de capacitores convencionais (não eletrolíticos) comerciais devem preferencialmente ser usados (polipropileno, poliestireno, mica e cerâmico *plate* classe 1B) por apresentarem baixas perdas de polarização do dielétrico. Isto acontece porque quando os capacitores são submetidos a um sinal de frequência diferente de zero, os dipolos dentro do dielétrico (ver Fig. 11) ficam mudando de posição e o atrito destes causa as chamadas perdas. Logo, em DC elas não existem.

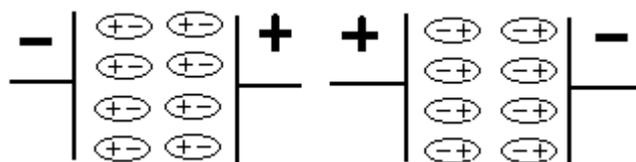


Fig. 11 - Mudança na posição dos dipolos em função da polaridade do capacitor.

O efeito Joule (calor) gerado pelo atrito é modelado em uma frequência particular por um resistor R_s em série ou por um resistor R_p em paralelo (ver Fig. 12).

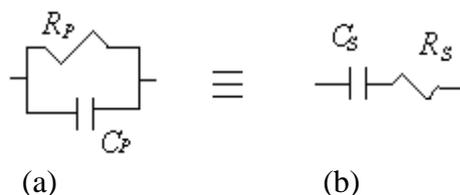


Fig. 12 - Modelos de um capacitor para uma frequência em particular (a) modelo paralelo (b) modelo série.

A grandeza utilizada para caracterizar as perdas de polarização do dielétrico é a tangente de perdas ($\text{tg } \delta$), ou o seu inverso, fator de qualidade $Q = 1/\text{tg } \delta$ (algumas vezes o fator de perdas $\text{tg } \delta$ é designado por D ou DF , do inglês *Dissipation Factor*).

No modelo série a $\text{tg } \delta$ é definida como a relação entre a parte real e a parte imaginária da impedância dada por (5). Esta equação indica que quanto menor for o valor de R_s , menor é o fator $\text{tg } \delta$.

$$\text{tg } \delta = \frac{R_s}{(1/2 \pi f C_s)} = 2 \pi f C_s R_s \quad (5)$$

No modelo paralelo a $\text{tg } \delta$ é definida como a relação entre a parte real e a parte imaginária da admitância dada por (6). Esta equação indica que quanto maior for o valor de R_p , menor é o fator $\text{tg } \delta$.

$$\operatorname{tg} \delta = \frac{G_p}{2\pi f C_p} = \frac{1}{2\pi f C_p R_p} \quad (6).$$

A impedância dos dois modelos deve ser a mesma, como mostra a equação (7). A comparação entre a parte real e imaginária dos dois lados de (7) gera as relações entre os componentes dos modelos apresentadas na Tabela 2.

$$\frac{1}{j\omega_x C_p + \frac{1}{R_p}} = \frac{1}{j\omega_x C_s} + R_s \quad (7).$$

A frequência ω_x é a frequência de operação do capacitor. Note na Tabela 3 que $\operatorname{tg} \delta$ varia com a frequência. Então, corretamente falando, teríamos um modelo para cada frequência.

Tabela 2- Equações para cálculo dos componentes do modelo de um capacitor (válidas para $f > 0$).

FATOR DE PERDAS ($\operatorname{tg} \delta$)	RELAÇÕES ENTRE OS COMPONENTES DO MODELO
$\operatorname{tg} \delta = \frac{1}{2\pi f C_p R_p}$	$C_s = (1 + \operatorname{tg}^2 \delta) C_p$ $R_s = \frac{\operatorname{tg}^2 \delta}{1 + \operatorname{tg}^2 \delta} R_p$
$\operatorname{tg} \delta = 2\pi f C_s R_s$	$C_p = \frac{1}{(1 + \operatorname{tg}^2 \delta)} C_s$ $R_p = \frac{1 + \operatorname{tg}^2 \delta}{\operatorname{tg}^2 \delta} R_s$

Tabela 3 - Valores típicos de $\operatorname{tg} \delta$ e coeficientes de temperatura α para alguns tipos de capacitores (o valor da $\operatorname{tg} \delta$ cresce com a frequência).

TIPO DE DIELÉTRICO	FREQÜÊNCIA DE MEDIDA	$\operatorname{tg} \delta$ TÍPICA
POLIPROPILENO	1 MHz	$< 5 \cdot 10^{-4}$
CERÂMICO <i>PLATE</i> CLASSE 1B	1 MHz	$\leq 15 \cdot 10^{-4}$
POLIESTER	1 kHz	$\leq 10 \cdot 10^{-3}$
	10 kHz	$\leq 15 \cdot 10^{-3}$
	100 kHz	$\leq 30 \cdot 10^{-3}$

A Tabela 4 mostra exemplos de cálculos dos resistores de perdas. Observa-se que como $C_s = (1 + \operatorname{tg}^2 \delta) C_p$, mesmo para perdas tão altas quanto 10^{-2} , sempre $C_p \cong C_s$. No entanto, para qualquer valor prático de $\operatorname{tg} \delta$, R_s é sempre muito menor R_p .

Tabela 4- Exemplos de cálculos de R_p e R_s para vários capacitores.

$C_p \cong C_s$	$\operatorname{tg} \delta$	R_p e R_s
POLIPROPILENO 1 nF (1 kHz)	$5 \cdot 10^{-4}$	318 M Ω e 79,6 Ω
POLIESTER 1 nF (1 kHz)	$10 \cdot 10^{-3}$	15,9 M Ω e 1,6 k Ω
POLIPROPILENO 100 pF (1 MHz)	$5 \cdot 10^{-4}$	3,18 M Ω e 0,796 Ω
POLIESTER 100 pF 1 MHz	$30 \cdot 10^{-3}$	53 k Ω e 47,7 Ω

Exemplo Prático 6: As perdas ocasionam desvios na FT de uma rede por causa da inclusão dos resistores. Mas a maior ou menor influência depende do tipo de capacitor, da topologia da rede, da frequência de operação e do fator de qualidade dos pólos. Neste exemplo as perdas influenciam significativamente o desempenho da rede chamada Tow-Thomas (Fig 13) a qual apresenta sádas PF e PB. A rede com capacitores

ideais apresenta ganho de 20 dB em $f_0 = 1007\text{ Hz}$ e $Q = 10,01\text{ Hz}$. A rede com os capacitores de polipropileno (ver Tabela 4) apresenta ganho de 19,9 dB em $f_0 = 1007\text{ Hz}$ e $Q = 9,9\text{ Hz}$. A rede com os capacitores de poliéster (ver Tabela 4) apresenta ganho de 18,4 dB em $f_0 = 1007\text{ Hz}$ e $Q = 8,34\text{ Hz}$. A Fig. 14 apresenta um zoom na freqüência central, da magnitude da resposta em freqüência, nos três casos.

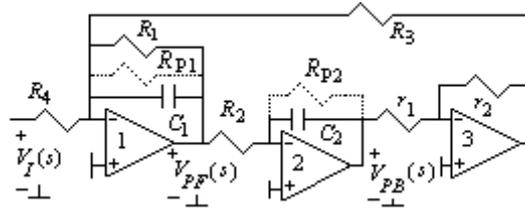


Fig. 13 - Rede Tow-Thomas

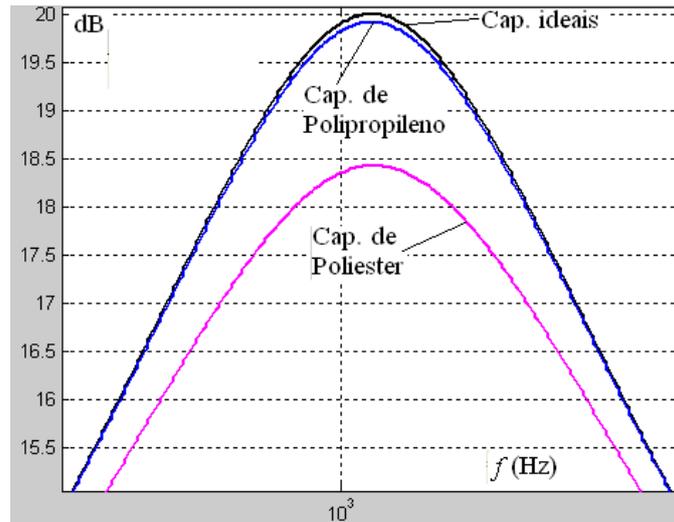


Fig. 14 - Magnitude da resposta em freqüência, nos três casos de capacitores.

Exemplo Prático 7: Suponhamos um filtro ativo-RC que possui todos os capacitores iguais. Esta situação às vezes ocorre na prática porque como normalmente o grau de liberdade para a escolha dos componentes é grande, costuma-se adotar todos os capacitores com igual valor (um dos valores da série E-12 para minimizar erros determinísticos). Neste caso particular, considerar a influência das perdas corresponde a fazer uma mudança das variáveis $Cs' = Cs + G$, o que equivale a substituir s por:

$$s' = s + G/C. \quad (8)$$

Como ilustrado na Fig. 15, para este exemplo particular, o efeito resultante é que os pólos se deslocam para a esquerda no plano s , tendo seus fatores de qualidade diminuídos

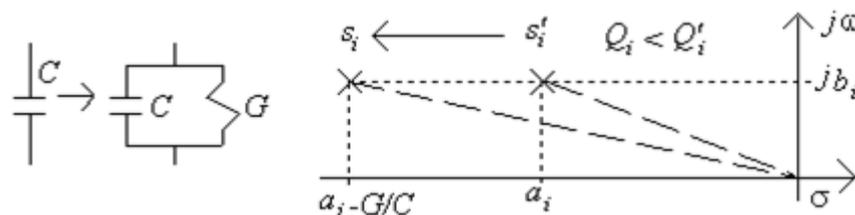


Fig. 15 - Influência das perdas nas singularidades (supondo capacitores iguais).

A indutância intrínseca dos capacitores é freqüentemente ignorada. A Fig. 16 (a) mostra a curva típica da impedância de um capacitor convencional (não eletrolítico) em função da freqüência. Como pode ser observado, a partir de certa freqüência o capacitor se comporta como um indutor. Então, um modelo mais preciso para capacitores convencionais (não eletrolíticos) deve incluir a sua indutância própria somada com a indutância dos seus terminais ($\approx 1\text{ }\mu\text{H/m}$) (ver Fig. 16 (b)).

Capacitores eletrolíticos devem ser evitados em filtros devido às suas acentuadas não-idealidades, tais como não-linearidade, alta tolerância, corrente de fuga, comportamento indutivo em frequências relativamente baixas e o fato de serem polarizados.

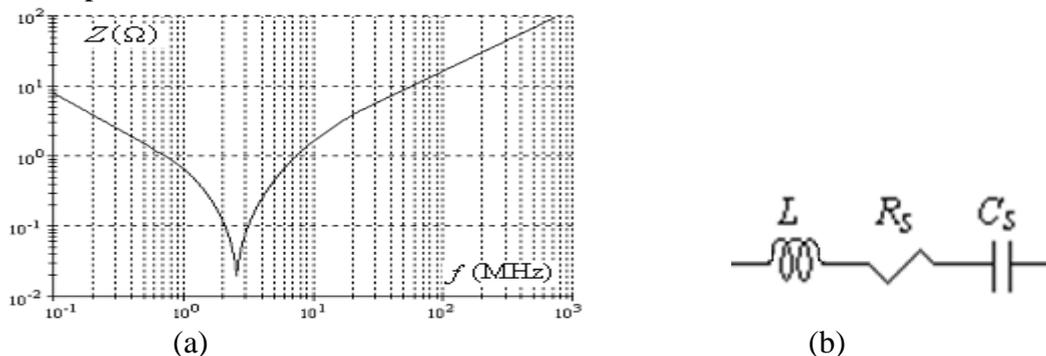


Fig. 16 - (a) Impedância típica em função da frequência de um capacitor de filme plástico de 0,25 μF ; (b) modelo mais preciso para um capacitor convencional.

Exemplo Prático 8: Algumas vezes se encontra em placas de circuito impresso, a associação em paralelo de capacitores eletrolíticos com capacitâncias na ordem de μF , com capacitores de disco cerâmicos com capacitâncias da ordem de nF . Numa análise superficial pode-se concluir que não faz sentido somar duas grandezas de ordens tão diferentes. No entanto, devido à característica indutiva dos capacitores eletrolíticos, estes se prestam somente a minimizar o efeito das interferências de baixa frequência (60 Hz e seus harmônicos). No exemplo que é visto adiante, o capacitor eletrolítico de 100 μF deixa de se comportar como capacitor a partir de 10 kHz. Capacitores de mais baixo valor (por exemplo, cerâmicos não indutivos), suprem o papel de filtrar sinais espúrios de frequência mais alta (EMI e eventuais sinais de clock).

A Fig. 17 (a) mostra um circuito integrado (CI) com dois capacitores conectados em paralelo com a fonte de tensão de alimentação. O circuito da Fig. 17 (b) apresenta o modelo aproximado da linha de alimentação da placa de circuito impresso contendo CI's, quando são colocados um capacitor eletrolítico e um capacitor cerâmico no nó de alimentação. No circuito, R representa resistência da trilha de alimentação da placa, C_p e R_p representam a associação em paralelo dos seis capacitores cerâmicos com suas resistências de perdas, respectivamente, e os elementos C_s , R_s e L_s são os elementos dos modelos de seis capacitores eletrolíticos. A Fig. 17 (c) mostra a magnitude da resposta em frequência da linha de alimentação, considerando somente os capacitores eletrolíticos, somente os capacitores cerâmicos e a associação deles.

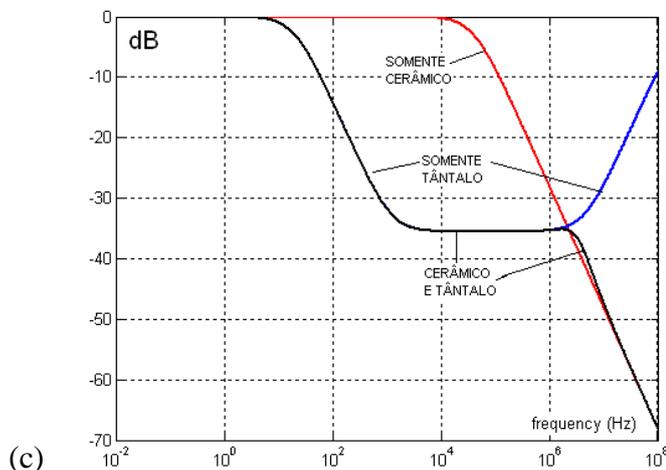
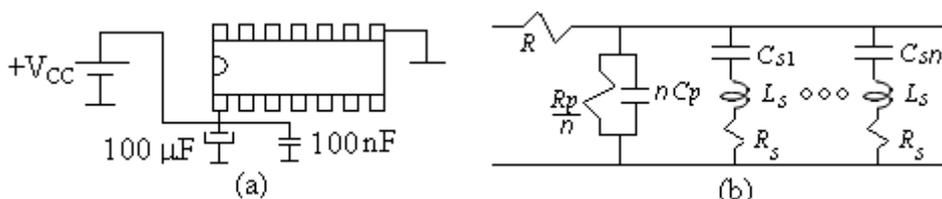


Fig. 17 - (a) CI com capacitores no pino de alimentação (b) Modelo aproximado da linha de alimentação; (c) Efeito de filtragem no nó de alimentação.

1.4 Resistores Variáveis – Aspectos Práticos

Os resistores variáveis têm aplicação em diversos tipos de pedais de efeitos. Alguns exemplos são:.

a) LDR

O LDR (Ligth Dependent Resistor) é um resistor construído com sulfeto de cádmio (CdS) ou seleneto de cádmio (CdSe) que, como o próprio nome indica, apresenta uma resistência que varia com a intensidade de luz. A Fig. 18 apresenta o aspecto geral de um LDR. A Fig. 19 apresenta diferentes símbolos encontrados na literatura.

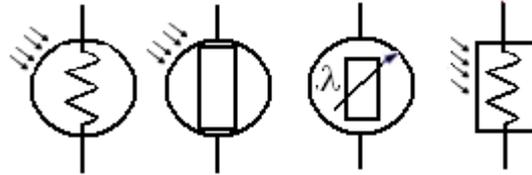


Fig. 18 – Aspecto geral de um LDR

Fig. 19 – Alguns dos símbolos dos LDR's.

Encontra-se no comércio LDR's com as mais variadas características. As resistências na ausência de luz variam aproximadamente de $R_{\min} = 100\text{k}\Omega$ a $R_{\max} = 20\text{M}\Omega$. As resistências no claro variam aproximadamente de $R_{\min} = 100\Omega$ a $R_{\max} = 100\text{k}\Omega$. As potências máximas variam de 50mW a 500mW e as tensões máximas variam de 100V a 400V. As características dependem do tipo de material fotossensível usado, do diâmetro do LDR, do tipo de geometria (são os três tipos mostrados na Fig. 20) e da espessura e do comprimento das trilhas.

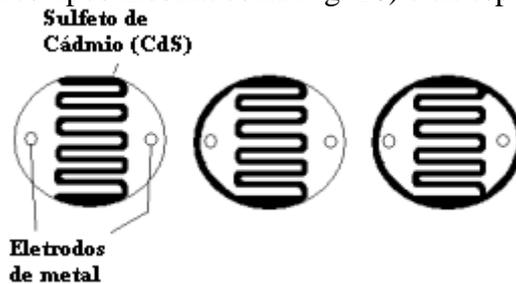


Fig. 20 – Três tipos de geometrias encontradas nos LDR's comerciais.

A resistência de um LED varia com a iluminância E dada em Lux ($1 \text{ Lux} = 1 \text{ lúmen/m}^2$) de acordo com $R \cong A.E^{-\alpha}$ onde A e α ($0,5 \leq \alpha \leq 0,7$) são constantes que dependem principalmente se o material é CdS ou CdSe. Usando escalas logarítmicas, uma curva típica de $R = f(E)$ é a mostrada na Fig. 21.

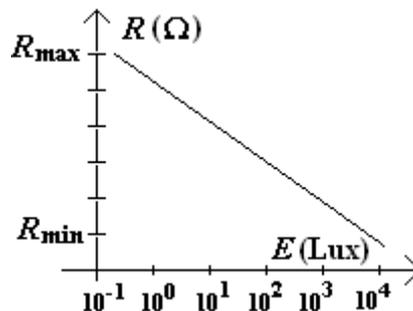


Fig. 21 – Resistência do LDR em função da Iluminância E .

Outro parâmetro dos LDR's é o tempo de resposta da resistência a uma variação instantânea de luminosidade, as quais são diferentes na mudança de claro para escuro e de escuro para claro. Estes tempos são cerca de 10 vezes maiores quando o material fotossensível é o CdSe. Podem-se encontrar tempos de subida e tempos de descida de até 0,1 segundos. Isto limita o uso do LDR quando este é submetido a variações de luz com frequências da ordem de dezenas de Hz.

O uso de LDR's em pedais de efeitos é feito usando este em um foto-acoplador, onde a fonte de luz é, por exemplo, um LED. Uma curva típica de resposta espectral de um LDR é mostrada na Fig. 22 onde a sensibilidade máxima ocorre para $\lambda \cong 550\text{nm}$. Mas é possível encontrar outros valores próximos a este,

dependendo do fabricante. Considerando os dados da Tabela 5, que mostra os comprimentos de onda (λ (nm)) aproximados de cada cor do espectro visível, deve-se trabalhar com fontes de luz de cor branca, que contém todas as frequências do espectro. Outra possibilidade trabalhar com fonte de luz verde ou amarela (por exemplo, LED's) cujas curvas de emissão contenham uma intersecção com a curva da resposta relativa de um LDR. A Fig. 23 mostra duas curvas típicas de intensidade luminosa relativa de dois LED's verdes que apresentam uma intersecção com a curva de resposta da Fig. 22. Os LED's verdes são feitos de vários materiais tais como InGaN, GaP e InGaAlP, e os mais variados valores de comprimento de onda tais como 505 nm, 555 nm e 574 nm podem ser encontrados.

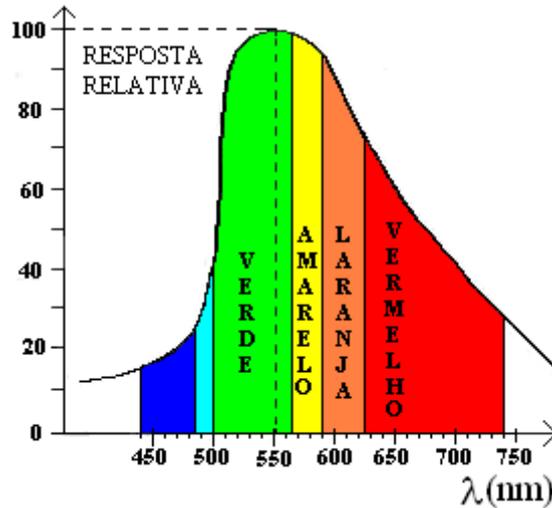


Fig. 22 – Curva típica da sensibilidade de um LDR em relação ao comprimento de onda da luz incidente.

Tabela 5 – Limites aproximados dos comprimentos de onda de cada cor do espectro visível.

COR	λ (nm) aproximados
Violeta	380 a 440
Azul	440 a 485
Ciano	485 a 500
Verde	500 a 565
Amarelo	565 a 590
Laranja	590 a 625
Vermelho	625 a 740

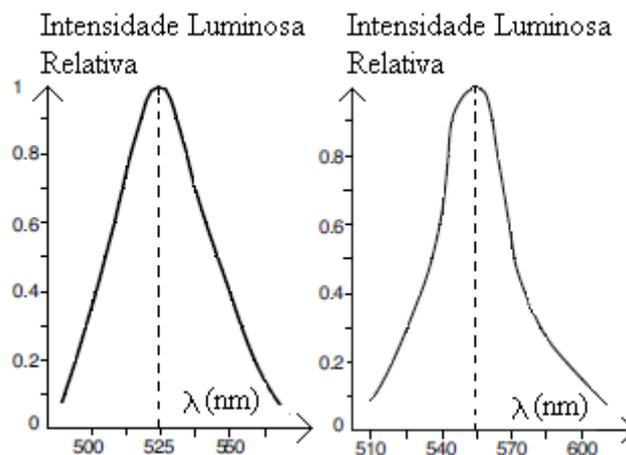


Fig. 23 - Curvas típicas de intensidade luminosa relativa de dois LED's verdes.

No caso de LED's de potência brancos, pode-se encontrar um região de saturação de corrente e conseqüentemente de luminosidade, em função da tensão (ver Fig. 24). Isto pode levar a um funcionamento inadequado de um foto-acoplador.

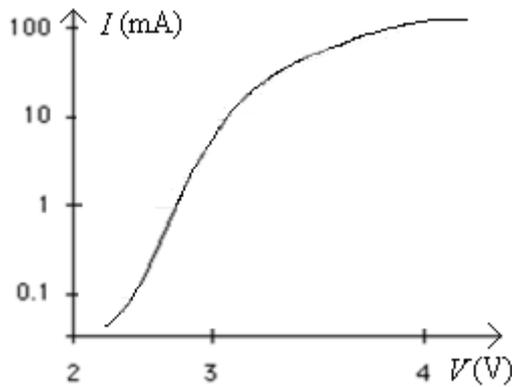


Fig. 24 – Curva característica de um tipo particular de LED de potência branco.

Na Fig. 25 é sugerida uma forma de construção artesanal de um foto-acoplador. Em vista da grande variedade de características de LDR's e LED's verdes, sugere-se aos *hobistas* que sejam feitas medidas de resistência para vários valores de corrente no LED. A partir dos dados obtidos, o pedal de efeitos pode ser projetado.

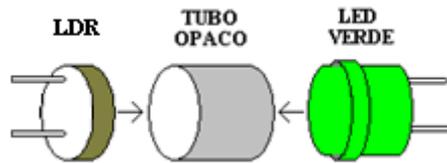


Fig. 25 – Foto-acoplador artesanal.

b) Resistores baseados em OTA

Na Fig. 26 são mostrados dois resistores variáveis com tensão, sendo que em (a) o resistor é aterrado e em (b) é flutuante.

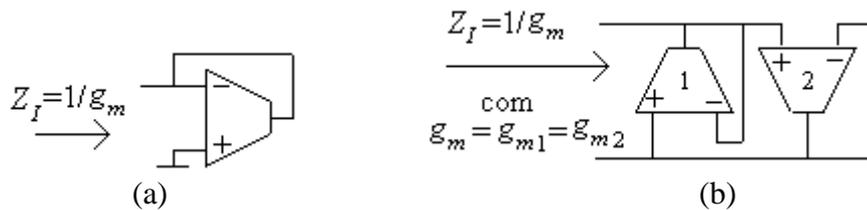


Fig. 26 - Resistor variável com a tensão; (a) aterrado e (b) flutuante.

A Fig. 27 mostra o circuito para o cálculo da resistência vista entre os terminais A e B do resistor aterrado. Como $I' = 0$, $I = -I_0 = g_m V$. Então, $Z_I = V / I = V / g_m V = 1 / g_m$. Deve ser salientado que o OTA deve ser usado com resistores de degeneração conforme mostrado na Fig. 9.

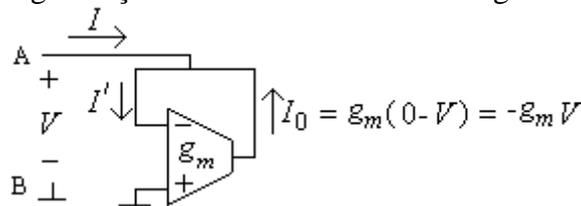


Fig. 27 - Circuito para o cálculo da resistência do resistor aterrado.

c) Resistores baseados em JFET

Os JFET's podem operar como resistores aproximadamente lineares controlados por tensão, para pequenos valores de V_{DS} , em uma sub-região da chamada região ôhmica onde $V_{DS} < |V_P|$, ($V_P \equiv$ Tensão de *pinch-off*). Na região de resistência aproximadamente linear os valores de V_{DS} são da ordem de umas poucas centenas de volts e dependem do JFET usado.

A Fig. 28 mostra uma curva típica de $I_D(\text{mA}) \times V_{DS}(\text{V})$ de um JFET canal N. A Fig. 29 mostra detalhes da região ôhmica próxima a $V_{DS} = 0\text{V}$. Esta região se estende para valores de $V_{DS} < 0\text{V}$ porque aqui o JFET apresenta um comportamento aproximadamente simétrico.

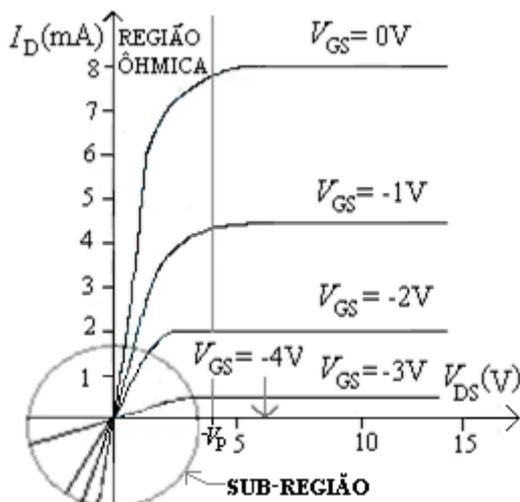


Fig. 28 - Curvas de $I_D(\text{mA}) \times V_{DS}(\text{V})$ para vários valores de $V_{GS}(\text{V})$ para um JFET canal N.

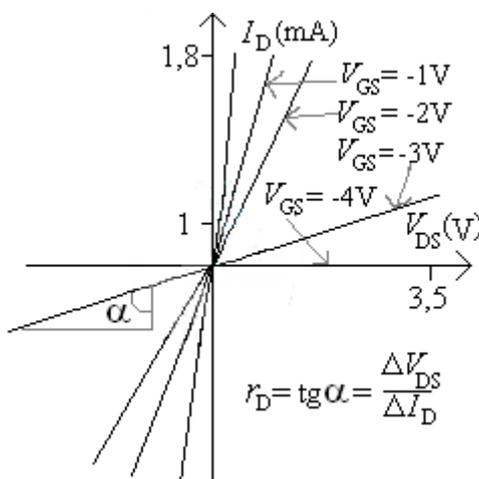


Fig. 29 - Detalhe na Região Ôhmica

A resistência aproximadamente linear r_D (ver Fig. 29) varia em função de V_{GS} segundo $r_D \cong \frac{r_0}{\left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right)^2}$

onde r_0 é a resistência para $V_{GS} = 0$.

A Fig. 30 (a) mostra um amplificador com ganho controlado por tensão (com aplicação em um Tremolo, por exemplo), e a Fig. 30 (b) mostra um JFET operando como resistor variável em um filtro *all-pass* (AP) (com aplicação em um Vibrato ou em um Phaser, por exemplo).

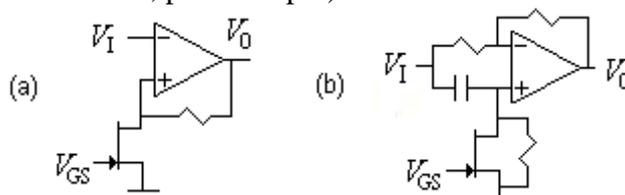
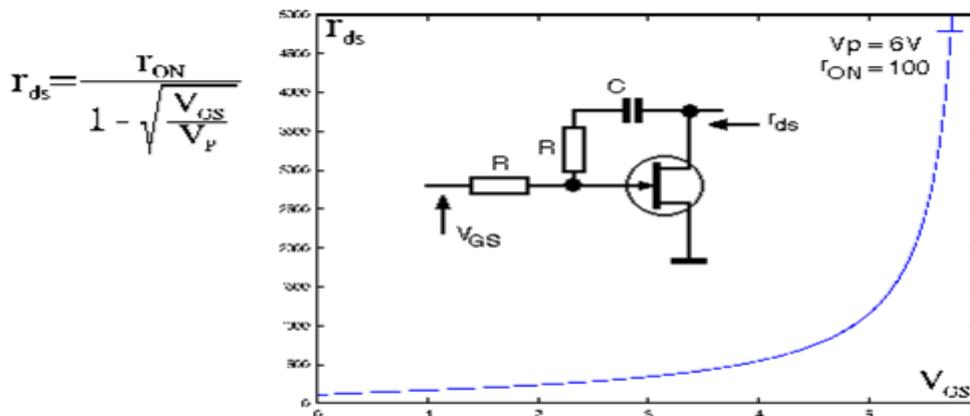


Fig. 30 - (a) Amplificador com ganho controlado por tensão; (b) Filtro AP com fase controlada por tensão.

OUTRA POSSIBILIDADE

With small drain-source signal values (less than 300 mV), the circuit in the figure presents a drain-source resistance inversely proportional to the control voltage's square root. The feedback network is introduced to eliminate second harmonic distortion, introducing third harmonic distortion, but in a lesser grade; becoming acceptable on the indicated signal levels. The only condition is that R be much bigger than the maximum r_{ds} ,

and also C 's capacitive reactance be much smaller than R , at working frequency. The name r_{on} is given to the resistance r_{ds} , measured at zero control voltage. V_p is the FET's cut-off voltage, and as r_{on} , is a constructive parameter.



1.5 Escalamentos e Controle de Ganho

A seguir são discutidos três procedimentos auxiliares no projeto de filtros. São o escalamento de impedância (frequentemente necessário), de frequência (às vezes conveniente) e o ajuste do ganho (frequentemente necessário).

a) Escalamento de Impedância

Para uma implementação ser viável os valores dos elementos passivos devem estar contidos em uma faixa limitada de valores, além do agravante de ser ter-se uma quantidade finita de valores capacitores e resistores discretos em uma década. Com o intuito de diminuir desvios nas funções de transferência é conveniente escolher um fator de escala de impedância tal que o maior número possível de capacitâncias coincida ou se aproxime o máximo dos valores da série E-12, já que o grau de liberdade para a escolha das resistências é maior (série E-96). Os valores das séries E-12 e E-96 podem ser facilmente encontrados com o uso de sites de busca.

O escalamento de impedância não afeta as FT adimensionais (ganho de tensão e ganho de corrente). Por simplicidade e sem perda de generalidade, consideremos um circuito que contenha apenas R , L , C , amp. op. e OTA. Os coeficientes das FT são formados pela combinação de termos dos tipos (todos com dimensão de frequência):

$$\frac{1}{RC} \quad \frac{R}{L} \quad \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad \frac{g_m}{C} \quad GB$$

Se um fator de escalamento de impedância " b " é aplicado a cada termo da seguinte forma

$$\frac{1}{bR \frac{C}{b}} \quad \frac{bR}{bL} \quad \frac{1}{\sqrt{bL \frac{C}{b}}} \quad \frac{g_m/b}{\frac{C}{b}} \quad GB$$

a função original não é alterada. Mas os elementos podem ter seu valor alterado conforme a conveniência. Na Tabela 6 são mostrados os valores limites aproximados para alguns elementos de circuito.

Tabela 6 - Problemas relativos aos elementos em alguns tipos de implementações.

ELEMENTO	PROBLEMAS RELATIVOS E LIMITES	
	ALTOS VALORES	BAIXOS VALORES
Capacitor (não eletrolítico)	i) Carga ii) Tamanho ($\leq 5 \mu\text{F}$) iii) Parasitas	i) Parasitas $\geq 50 \text{ pF}$
Resistor	i) Parasitas ($\leq 1 \text{ M}\Omega$) ii) Ruído térmico	i) Carga $\geq 500 \Omega$
Indutor	i) Tamanho	i) Parasitas (fio-1 $\mu\text{H/m}$)

b) Escalamento de Frequência

O escalamento de frequência tem duas principais aplicações. Uma é a manipulação com números de pequena ordem de grandeza se o projeto é realizado em frequências normalizadas. Outra é que quando se tem um filtro já projetado em uma frequência, o projeto em outra frequência fica extremamente simplificado (ver Exemplo Prático 18).

Se um fator de escalamento de frequência “a” é aplicado a cada termo de uma FT da seguinte forma

$$\frac{1}{R \frac{C}{a}} = \frac{a}{RC} \quad \frac{R}{L} = \frac{aR}{L} \quad \frac{1}{\sqrt{\frac{1}{L/a} \frac{1}{C/a}}} = \frac{a}{\sqrt{LC}} \quad \frac{g_m}{C} = \frac{ag_m}{C} \quad aGB,$$

as frequências originais são escaladas pelo valor “a”.

Exemplo Prático 9: Neste exemplo os conceitos apresentados, relativos aos escalamentos de impedância e frequência são aplicados ao filtro PB de primeira ordem normalizado mostrado na Fig. 31 (a). O objetivo é obter uma frequência de corte de -3dB em $f_p = 10$ kHz, utilizando $C = 10$ nF da série E-12.

Fazendo um escalamento de frequência obtém-se $C'' = C' / a = 1 / (2\pi \times 10000) = 1,59155 \mu\text{F}$. Para se obter $C = 10$ nF usa-se a relação $C = C'' / b = 10$ nF. Então $b = C'' / 10 \text{ nF} = 1,59155$ o que resulta em $R = bR' = 1,59155 \text{ k}\Omega$. Usando o valor comercial de $R = 1,58 \text{ k}\Omega$ (série E-96) obtém-se um erro determinístico de 0,73% em f_p . A rede desnormalizada em frequência é mostrada na Fig. 31 (b). A Fig. 31 (c) mostra a rede com valores comerciais, escalada em frequência e impedância.

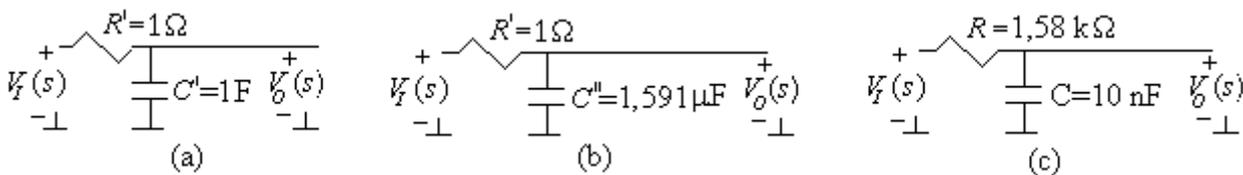


Fig. 31 - Filtro PB de primeira ordem (a) normalizado; (b) desnormalizado em frequência; (c) desnormalizado em frequência e em impedância.

c) Controle de Ganho

As estruturas mais simples de filtros, redes com um único amp. op. apresentam uma desvantagem no que diz respeito a variação dos seus parâmetros. Normalmente o ganho K , a frequência ω_0 e o fator de qualidade Q das FT não podem ser independentemente variados quando se varia o valor de um único componente. Mas a diminuição do ganho em particular pode ser obtida por meio de um divisor de tensão na entrada. Observe a Fig. 32. Se a impedância vista pelo nó (i) for ser mantida constante, a diminuição do ganho pode ser feita independentemente dos outros parâmetros. Para isso deve-se forçar a igualdade $Z = Z' || Z''$.

$$\frac{V'_0(s)}{V_I(s)} = \left(\frac{Z''}{Z' + Z''} \right) \frac{V_O(s)}{V_I(s)}.$$

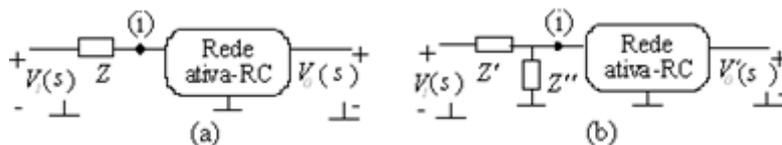


Fig. 32 – (a) Rede com impedância Z na entrada (b) Diminuição do ganho sem alteração dos demais parâmetros.

Vamos supor que é desejado que um ganho Y qualquer seja reduzido para um ganho X qualquer. Se o elemento é um resistor então:

$$\frac{X}{Y} = \frac{R''}{R' + R''} \text{ e } R = \frac{R'R''}{R' + R''} \quad \therefore \quad R' = \frac{Y}{X} R \text{ e } R'' = \frac{RR'}{R' - R}.$$

Se o elemento é um capacitor então: $\frac{X}{Y} = \frac{C'}{C' + C''}$ e $C = C' + C'' \quad \therefore \quad C' = \frac{X}{Y} C$ e $C'' = C - C'$