

3ELE002 - Circuitos de Comunicação

http://www.geocities.com/uel_3ele002

Unid.4 - Modulação e Demodulação Analógicas (Amplitude Modulada)

Autor: Prof. Dr. Taufik Abrão

2002

DEEL - Telecomunicações

2002

1 3ELE002 - Circuitos de Comunicação (Teoria)

1.1 Conteúdo

1. Osciladores de RF
 - a. estabilidade em amplitude e frequência;
 - b. osciladores senoidais
 - c. Osciladores controlados por tensão;
2. Misturadores e conversores de frequência
3. **Moduladores e Demoduladores AM**
4. Moduladores e Demoduladores FM
 - a. PLL
5. Amplificadores Sintonizados
 - a. Casamento de Impedância
6. Amplificadores de potência em RF;
7. Multiplicadores de frequência.

2 Modulação e Demodulação Analógicas

- Introdução
- **AM - Amplitude Modulada: modulação e demodulação**
 - AM DSB; AM DSB/SC e AM SSB
 - **tipos de Demoduladores/Detectores: envoltória média**
 - **Detecção Síncrona**
- PM - Modulada e Demodulação Angular
- FM - Demoduladores/Detectores
- Introdução à modulação digital

3 Introdução

- sistemas de comunicação (analógicos ou digitais) requerem circuitos
 - conversão de freq (mixers)
 - modulação
 - demodulação/detecção dos sinais transmitidos
- **Modulação** = modificação do sinal da portadora de alta freq objetivando a inclusão da informação contida no sinal de relativa baixa freq (sinal modulante)
- Por que modular um sinal de alta freq? \Rightarrow
 - propagação do sinal de rádio é mais eficiente em altas freq;
 - menores comprimento das antenas
 - obtenção de maior BW em altas freqs \Rightarrow multiplexação e envio simultâneo de maior número de sinais em uma mesma portadora
- Exemplo de sinal modulado: **Sinal Composto de Televisão à Cores**, padrão americano NTSC (*National Television Systems Committee*)

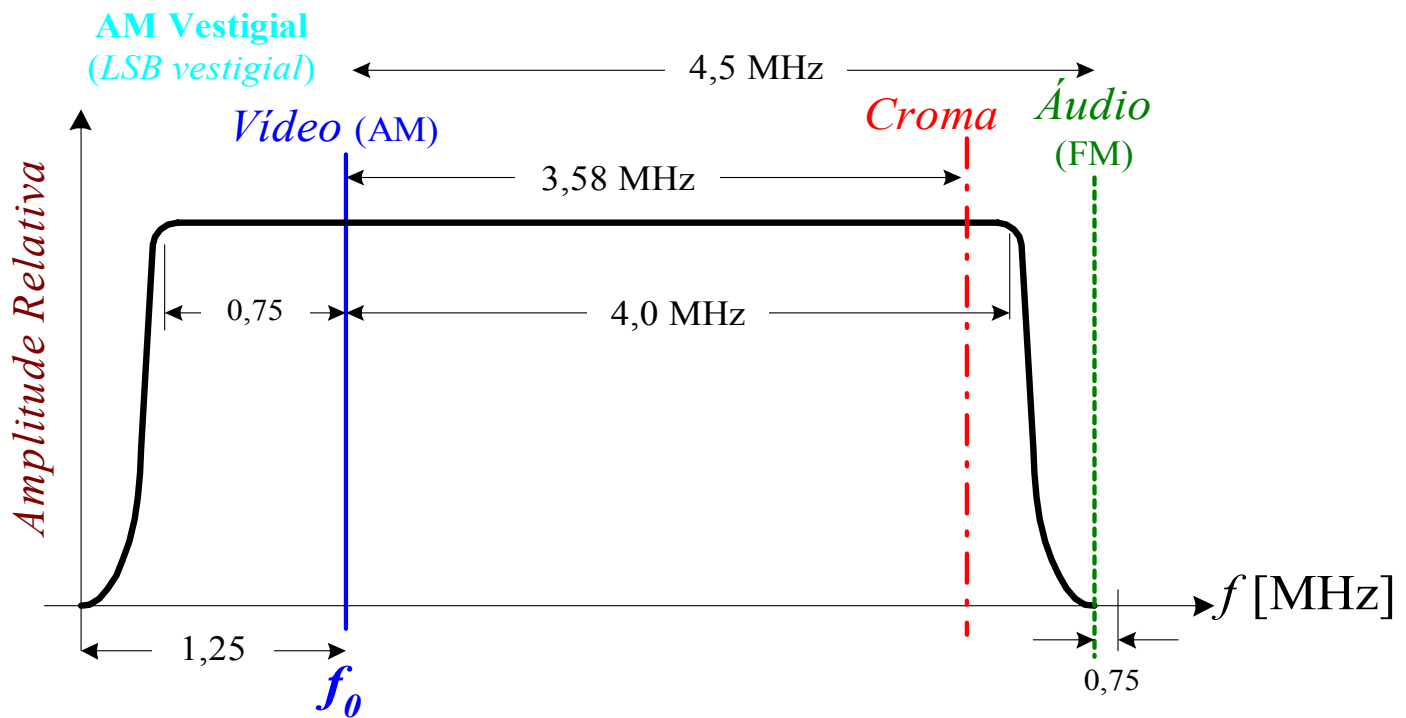


Fig.1. Espectro de Freq de um canal de TV padrão NTSC: portadora de vídeo, suporta de croma e portadora de áudio. $BW = 6MHz$

- sinal de som: modulação FM separado da freq central f_0 de $4,5MHz$ e com

$BW_{\text{áudio}} = \pm 25KHz$ e $m = 100\%$ (índice de modulação)

- sinal de vídeo: informação de quadro + pulsos de sincronismo vertical horizontal, com $BW_{\text{video}} = 4MHz$
- sinal croma: contém informação de cor e modula uma subportadora de $3,58MHz$
- Sinal composto de TV contém componentes multiplexadas no tempo e em freq.
- Finalmente, o **sinal composto de TV modula em amplitude (AM)** uma das portadoras dos canais de transmissão de TV.
 - são geradas as duas bandas laterais (DSB) ocupando o dobro do espectro necessário, $9MHz$
 - a maior parte da banda lateral inferior é filtrada antes da transmissão \Rightarrow **AM Vestigial**. Vantagens
 - * \downarrow quantidade de potência que deveria ser transmitida;
 - * $\downarrow BW 9MHz \rightarrow 6MHz$ ($4,75MHz$ acima da portadora e $1,25MHz$ abaixo - vestigial)
 - * \uparrow do número de canais em um mesmo espectro de freq destinado ao serviço.
- **Demodulação:** separa a informação recebida do sinal de alta freq da portadora

4 AM - Amplitude Modulada: modulação e demodulação

- Modulação Amplitude é um processo que consiste na modificação da amplitude de um sinal de freq constante (portadora) a partir de um sinal modulante.
- Modulação CW (*Continuous-Wave*), usada em conjunto com código Morse é um caso particular de AM
- Um sinal modulado em amplitude pode ser expresso por:

$$S(t) = \underbrace{g(t)}_{\text{sinal modulante}} \underbrace{\sin \omega_c t}_{\text{carrier}}$$

Para AM convencional, o sinal modulado assume a forma

$$S(t) = A [1 + m f(t)] \underbrace{\sin \omega_c t}_{\text{carrier}} \quad ((1))$$

$m \leq 1$: índice (ou fator) de modulação ou $100m$ = percentagem de modulação.
Considerando o sinal modulante tendo a forma cossenoidal (um tom em ω_m)

$$f(t) = \cos \omega_m t$$

então

$$S(t) = A \left\{ \sin \omega_c t + \frac{m}{2} [\sin (\omega_c + \omega_m) t + \sin (\omega_c - \omega_m) t] \right\} \quad AM - DSB$$

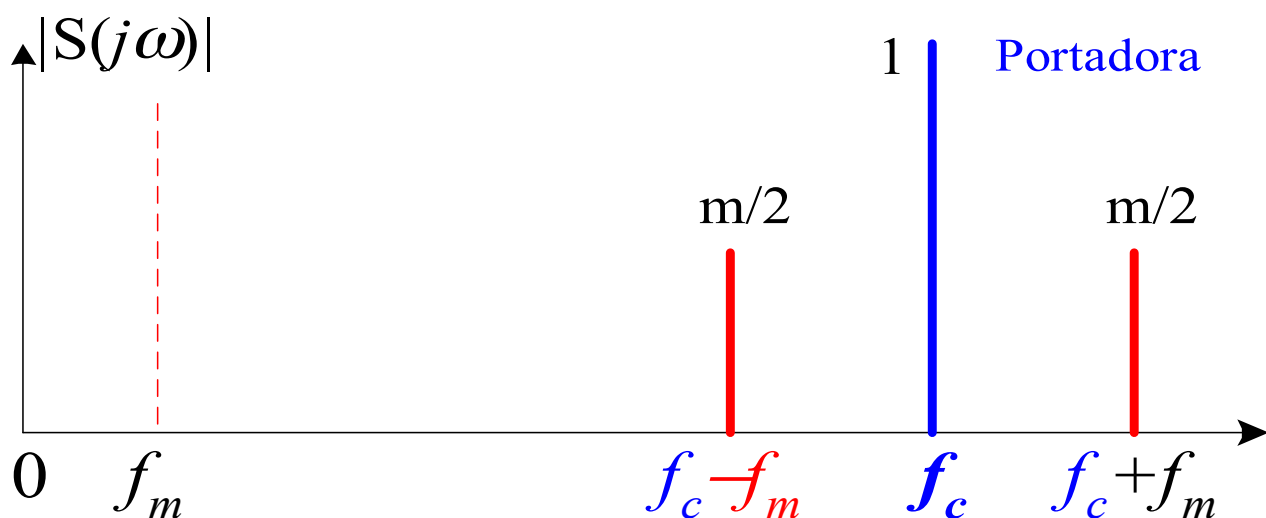


Fig.2. Espectro de Freqs do sinal modulado em amplitude por um tom em ω_m

- para $m \leq 1$, Amplitude da portadora é pelo menos duas vezes maior que as

amplitudes das bandas laterais

– $\frac{2}{3}P_{tot} = P^{carrier}$ e apenas $\frac{1}{3}P_{tot} = P^{bandas\ laterais}$

- Uma vez que a portadora não contém informação modulada, ela pode ser removida (**portadora suprimida**):

$$S(t) = \frac{A.m}{2} [\sin(\omega_c + \omega_m)t + \sin(\omega_c - \omega_m)t] \quad AM - DSB/SC$$

- a modulação **AM-DSB/SC** é mais eficiente em termos de potência/informação que a AM-DSB
- método de detecção mais complexo: há necessidade de recuperação da portadora a fim de demodular corretamente (amplitude e freq) o sinal modulante.
- ocupa ainda a mesma BW que o AM-DSB normal
- **AM-SSB**: uma vez que as duas bandas laterais contém a mesma informação \Rightarrow um lado pode ser removido. (AM-single side band)
- método de detecção é ainda mais complexo que os dois casos anteriores. Necessita de filtros altamente seletivos.

$$S(t) = \frac{A.m}{2} \sin(\omega_c + \omega_m)t \quad AM - SSB \text{ (banda superior)}$$

5 Medida do Índice de Modulação com Osciloscópio

$$m = \frac{a - b}{a + b}$$

5.1 Método 1

- Entrada sinal modulado em Y (entrada vertical osciloscópio);
- varredura interna em X, sincronizada com o sinal modulante

5.2 Método 2 (Trapézio)

- Entrada sinal modulado em Y (entrada vertical osciloscópio);
- sinal modulante em X (varredura externa ou entrada horizontal do osc.)

O **método 2 é preferível** \Rightarrow evidencia a linearidade do modulador, independente da forma de onda do sinal modulante.

- Quando houver a introdução de distorção ou defasagem no processo de modulação \Rightarrow o aumento da amplitude observada no método do trapézio não será mais linear

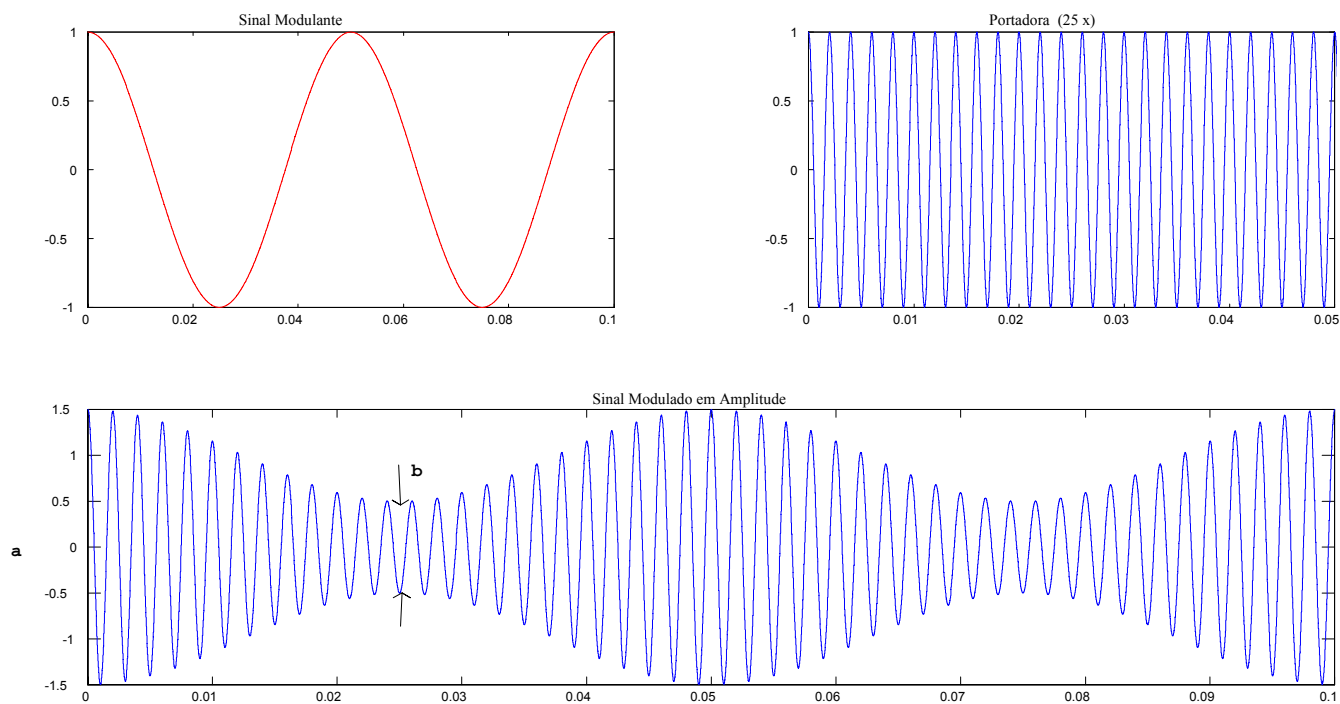


Fig.3. Índice de modulação em sinal AM: $a = 3; b = 1 \Rightarrow m = 0,5$

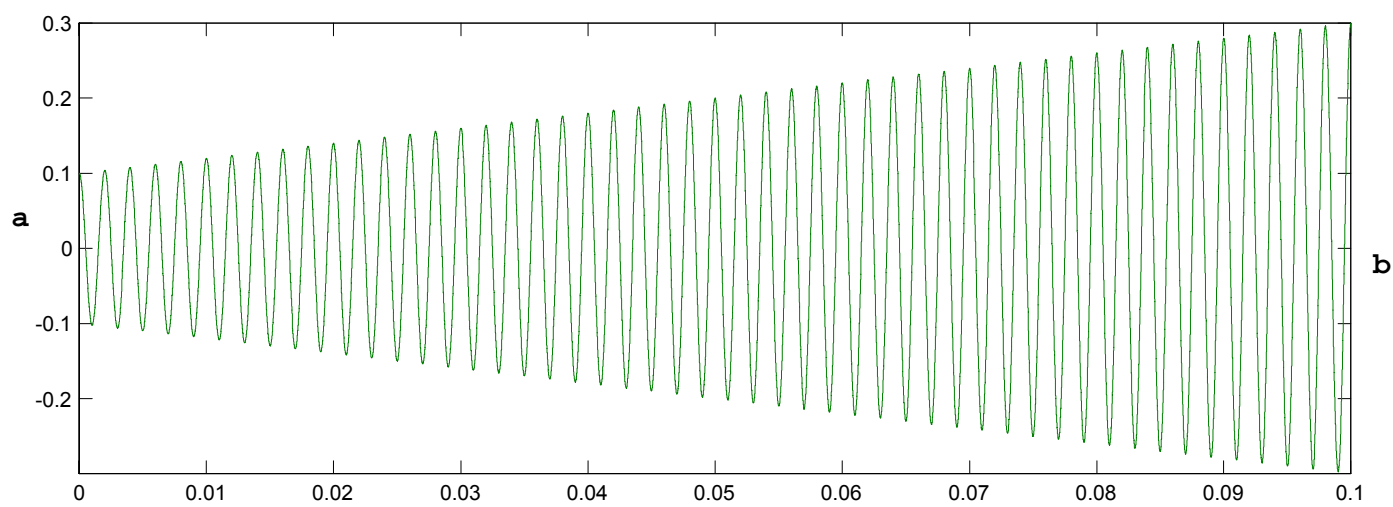


Fig.4. Índice de modulação em sinal AM - método trapézio. Neste exemplo: $a = 0,2; b = 0,6 \Rightarrow m = 0,5$

6 Circuitos Moduladores

- AM/DSB é obtida por **modulação em**:
 - **Baixo nível**: modulando-se o sinal do oscilador em um nível relativamente baixo e posteriormente amplificando-se o sinal modulado;
 - **Alto Nível de potência**: o sinal modulante controla a tensão de alimentação do estágio amplificador RF de potência

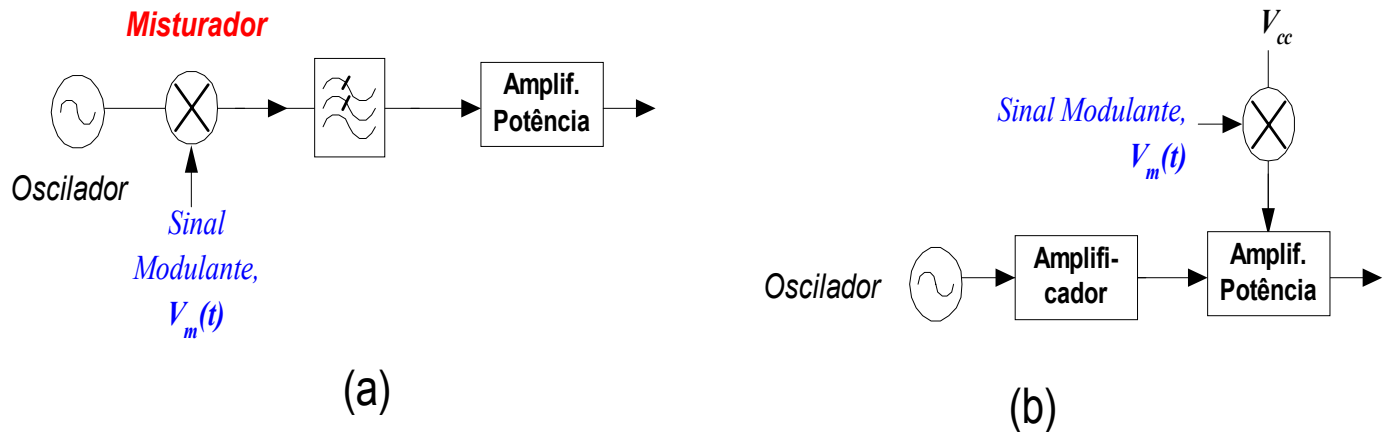


Fig.5. Princípio de modulação em amplitude considerando (a) baixo nível de potência; (b) alto nível de potência

6.1 Requisitos de Potência do modulador e demodulador AM

- A **potência de pico do sinal AM** será, de (1):

$$S(t) = A[1 + mf(t)] \underbrace{\sin \omega_c t}_{\text{carrier}} \implies P_{o|pico} = \frac{A^2}{2} (1 + m)^2$$

Caso índice de modulação seja unitário, $m = 1$

$$P_{o|pico} = 2A^2 = 4 P_{o|carrier}$$

\Rightarrow modulador deve ser projetado para suportar até 4 vezes a potência média da portadora com 100% de modulação

\Rightarrow potência de saída será 4 vezes a potência da portadora

6.1.1 Modulador AM de Baixo Nível de Potência

- misturadores com filtragem à saída podem ser utilizados para a realização de moduladores de baixo nível de potência.
 - para os casos de mixers a diodo (passivos) já estudados;
 - filtro passa-baixas à saída com banda de passagem

$$BW = \omega_c + \omega_m$$

- sinal modulante da forma senoidal

$$f(t) = V_m \sin \omega_m t$$

a saída do modulador de amplitude de baixo nível será da forma

$$\begin{aligned} S(t) &= \frac{2V_m}{\pi} [\cos(\omega_m - \omega_c)t - \cos(\omega_m + \omega_c)t] + V_c \sin \omega_c t \\ &= V_c \left[1 + \frac{4V_m}{\pi V_c} \sin \omega_m t \right] \underbrace{\sin \omega_c t}_{\text{carrier}} \end{aligned}$$

índice de modulação:

$$m = \frac{4V_m}{\pi V_c}$$

- este tipo de modulador terá bom desempenho para baixos índices de modulação ($m < 0,5$)
- para altos $m \Rightarrow$ mixers ativos (transistores JFET e bipolar)
- finalmente, deve-se utilizar **amplificador linear** nos estágio PA (classe C, para maior eficiência) **sintonizado** em ω_c

6.1.2 Modulador AM de ALTO Nível de Potência via Coletor

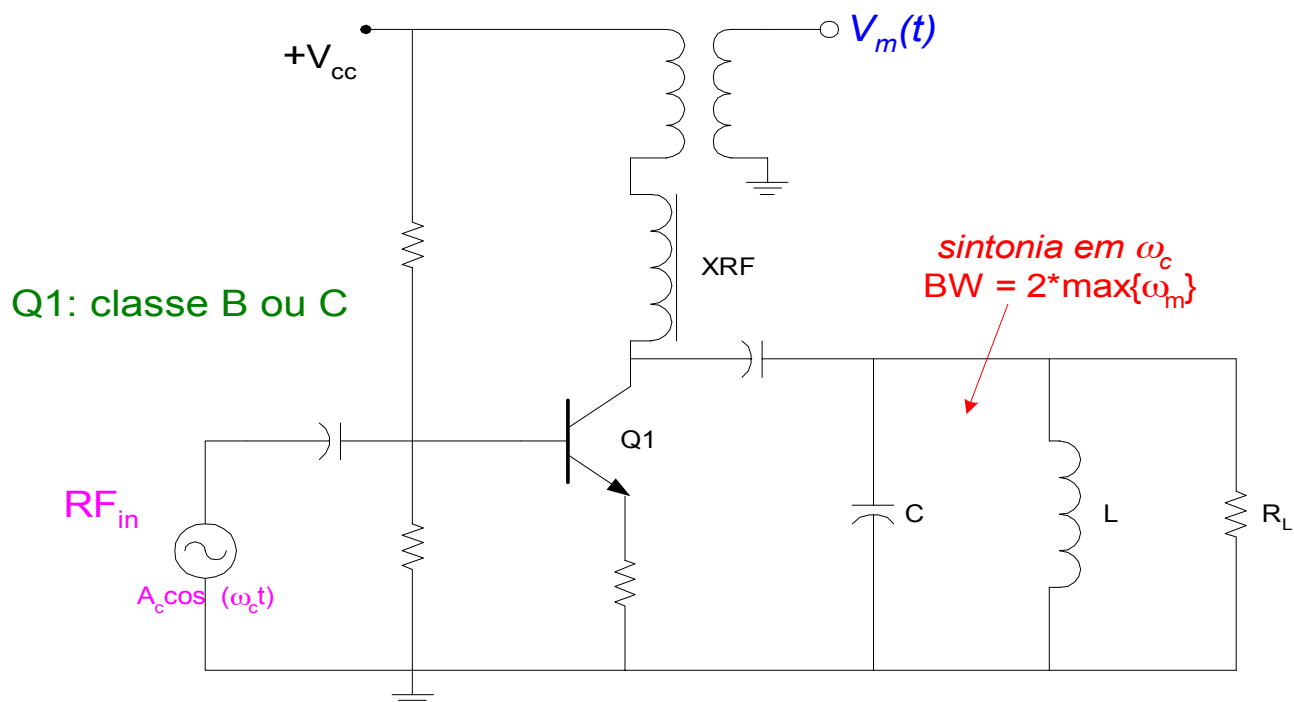


Fig.6. Modulador AM de alto nível de potência via coletor

- A fonte de alimentação do último estágio amplificador de RF sintonizado é modulada via amplificador de áudio (sinal modulante). A figura 6 mostra um circuito com modulação de amplitude via coletor
 - transistor de RF operando em classe B ou C;
 - transformador de modulação pode ser excitado por um amplificador de áudio em classe A, B.
 - filtro de saída sintonizado em f_c com largura de banda $BW_{3dB} = 2BW_m$
 - sinal modulante é aplicado em série com o fonte de alimentação DC. A tensão de alimentação de baixa freq do transistor será:

$$\begin{aligned} V_{Q1} &= V_{cc} + V_m(t) \\ &= V_{cc}(1 + m \cos \omega_m t) \end{aligned}$$

assumindo-se que

$$V_m(t) = mV_{cc} \cos \omega_m t$$

• Potência de saída

- estudo de amplificador classe C mostra que a amplitude do sinal de saída sob a condição de limite de saturação será igual à tensão de alimentação DC

- * mudanças na fonte alimentação do coletor de $Q1 \Rightarrow$ modulação **proporcional** na amplitude do sinal de saída:

$$\begin{aligned} V_{out} &= V_{Q1} \underbrace{\cos \omega_c t}_{\text{carrier}} \\ &= V_{cc}(1 + m \cos \omega_m t) \cos \omega_c t \end{aligned}$$

- * para 100% modulação ($m = 1$) \Rightarrow o valor de pico para o sinal modulante deve ser igual à fonte DC: $V_m|_{\max} = V_{cc}$
- * ainda, para $m = 1$, cada uma das bandas laterais de um sinal AM contém 1/4 da potência da portadora, portanto:

$$P_{out} = \frac{3}{2} P_{carrier}$$

- * Em termos de **amplitudes**: o sinal da portadora tem uma amplitude igual a V_{cc} ; a amplitude de cada banda lateral é metade da amplitude da portadora. A potência de saída total (RMS, para $m = 1$) será então:

$$P_{out} = \frac{3}{2} P_{carrier} = \frac{3}{2} \times \frac{V_{cc}^2}{2R_L}$$

- A potência da portadora não modulada é fornecida pela fonte DC, V_{cc}

- O restante da potência de saída será fornecida pelo modulador
- principal razão para se utilizar modulação na saída do PA (modulação de alto nível potência): modulação via coletor resulta em menor distorção por intermodulação quando comparado com moduladores de baixo nível de potência

6.1.3 Modulador Série (Alto Nível de Potência)

- Técnica de modulação AM via coletor é bastante usada, apesar das desvantagens:]
 - elevado volume
 - custo elevado
 - distorção em frequência (causada pelo transformador)
- **moduladores Série** modulam diretamente a amplitude do sinal de RF \rightarrow reduz distorção em freq.
 - transistor acopla sinal de áudio ao coletor do amplif de RF de saída, Q2, evitando o transformador, figura 7
- filtro passa-baixas de saída funciona também:
 - como um circuito LC paralelo sintonizado em $\omega_{portadora}$
 - rede casadora de impedância: média $Z \rightarrow$ baixa Z

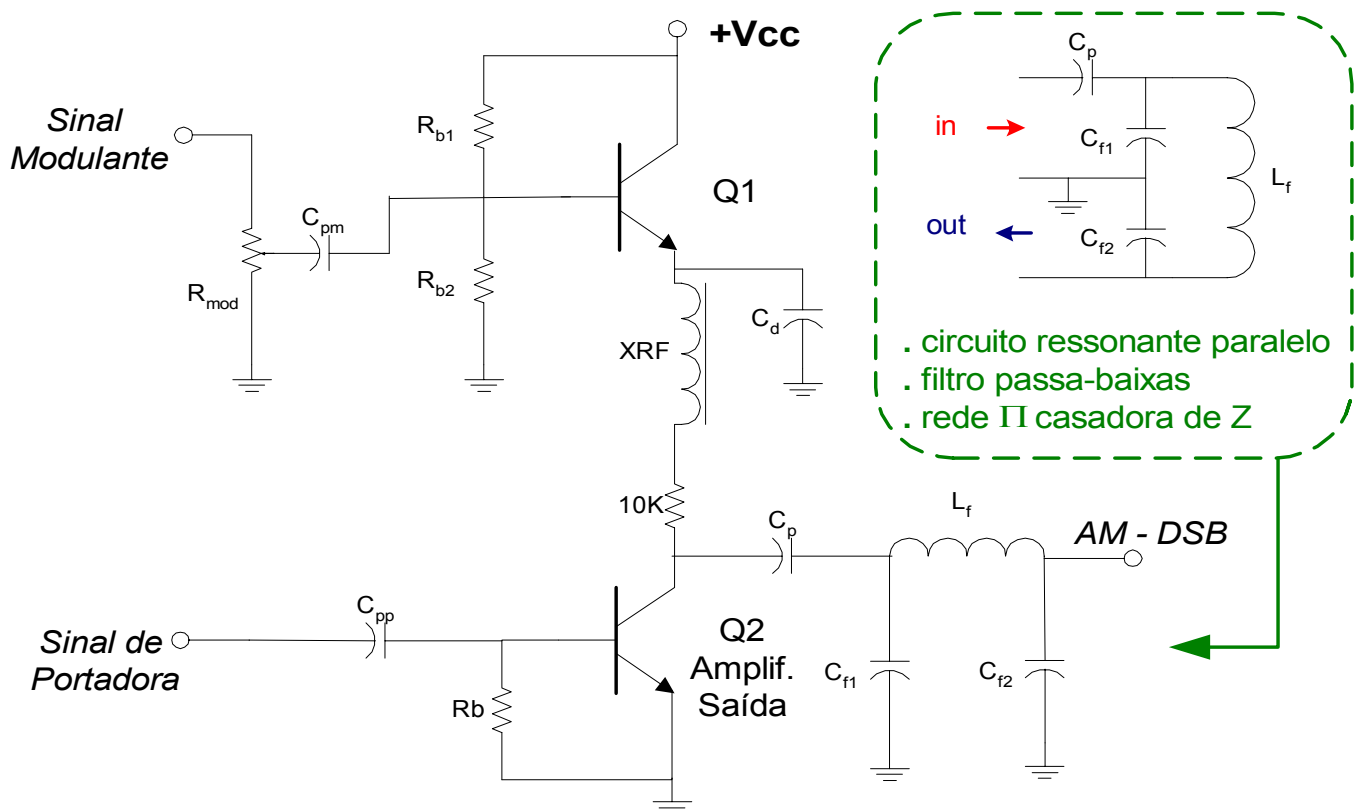


Fig.7. Modulador AM Série

6.1.4 Modulador a Diodo

- simplicidade de implementação
- Análise, figuras 8 e 9.
 - S1 em operação está normalmente fechada
 - $C_f - L_f$ é sintonizado em f_c : para cada semi-ciclo positivo de f_c o circuito ressonante paralelo produz um semi-ciclo negativo, resultando à saída a forma de onda E da figura 9.

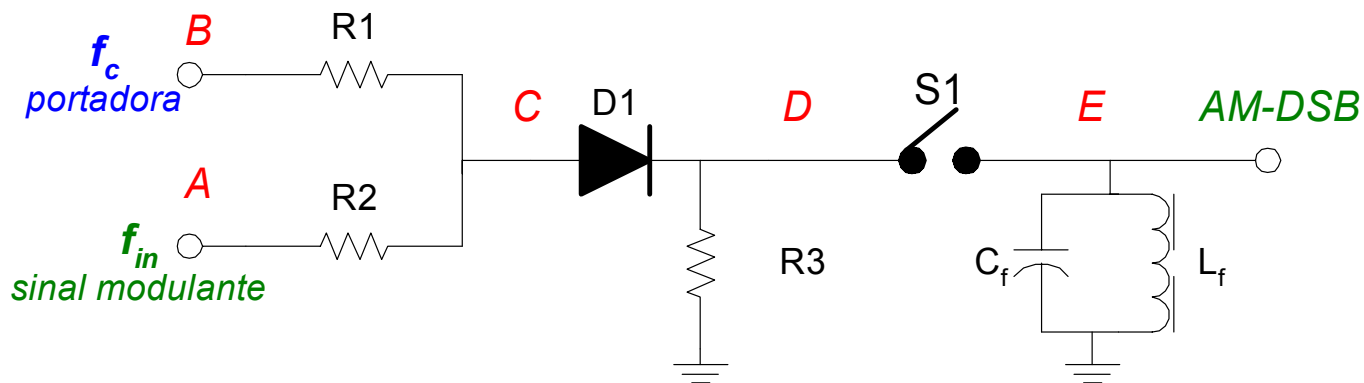


Fig.8. Circuito para o modulador a diodo

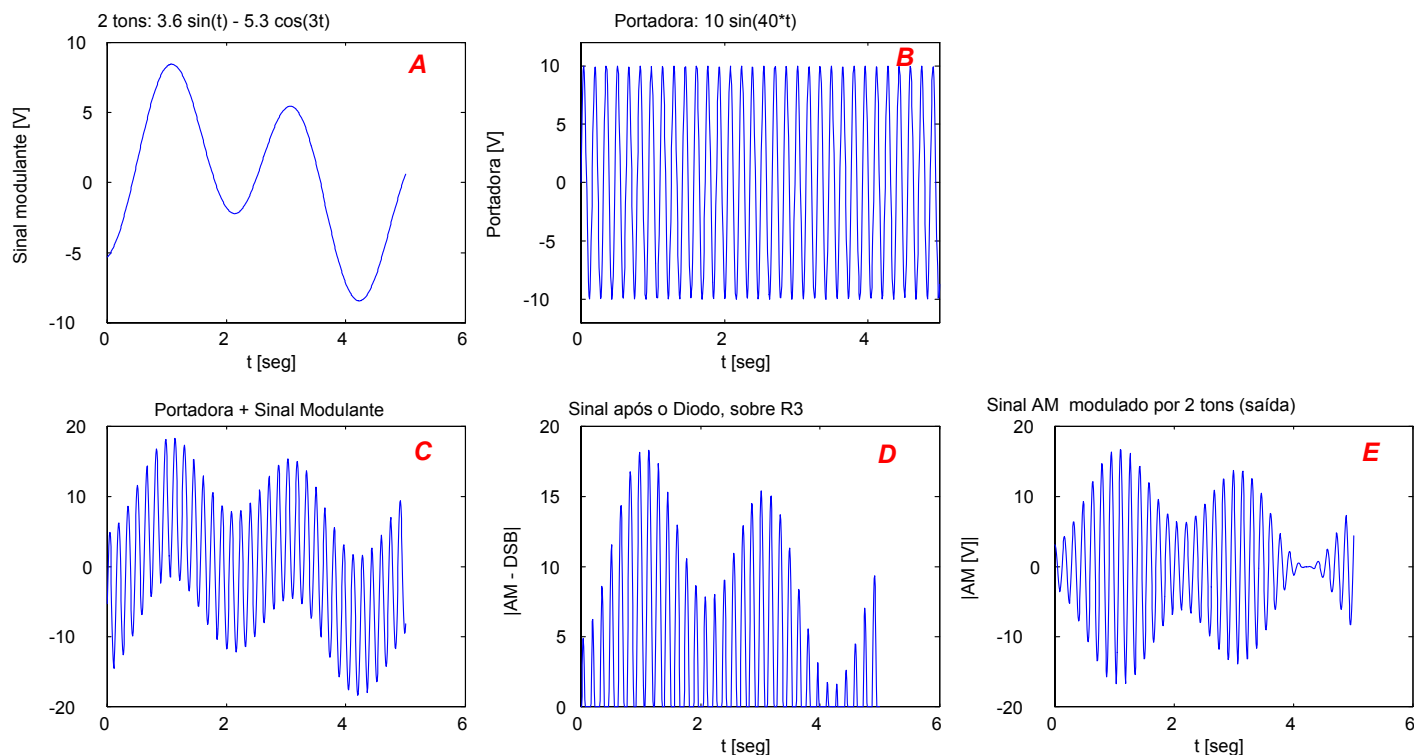


Fig.9. Formas de onda para o modulador AM-DSB a diodo. Sinal modulante são 2 tons

6.1.5 Modulador AM-SSB e AM-DSB/SC

Uma vez que toda a informação em um sinal AM está contida em uma das bandas laterais, é possível eliminar a outra banda sem perda de informação. Em AM-DSB/SC

- potência transmitida reduzida para $\frac{1}{3}$ da AM DSB
- modulador AM-DSB/SC é facilmente obtida via mixers balanceados
- Embora a complexidade do Transmissor não seja elevada, o Receptor torna-se bem mais complexo.
- Receptor AM-SSB resulta em complexidade ainda maior e a qualidade do sinal demodulado não é geralmente bom.
 - SSB é extensivamente utilizado devido aos reduzidos requisitos de Potência e BW.

Exemplo 6.1 (Resolvido) Seja o modulador AM série da figura 10.

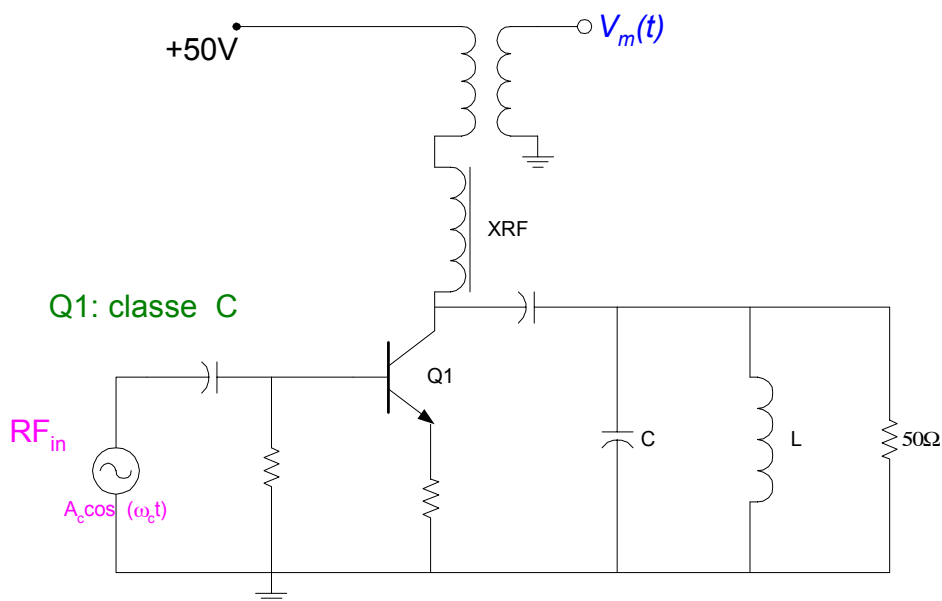


Fig.10. Modulador AM série.

a) Qual a potência de saída RMS sobre a carga R_L admitindo-se $m = 0,7$ e o amplificador operando em classe C ?

Para um sinal modulante do tipo tonal, a amplitude e potência de um sinal AM-DSB será:

$$\text{Amplitude} : A \left(1 + 2 \times \frac{m}{2} \right)$$

$$\text{Potência Total de Pico} : P_{tot} = A^2 \left(1 + 2 \times \frac{m^2}{4} \right)$$

$$\text{Potência Total RMS sobre a carga } R_L : P_{tot}^{RMS} = \left(\frac{A}{\sqrt{2}} \right)^2 \left(1 + 2 \times \frac{m^2}{4} \right) \frac{1}{R_L}$$

Como no modulador série operando em classe C a amplitude de pico aproxima-se de V_{cc} , tem-se neste caso:

$$P_{tot}^{RMS} = \left(\frac{50}{\sqrt{2}} \right)^2 \left(1 + 2 \times \frac{0,7^2}{4} \right) \frac{1}{50} = 31,125W$$

b) Qual a redução percentual da potência RMS de saída caso fosse adotado um esquema AM-SSB?

AM-SSB → apenas uma banda lateral é transmitida

$$P_{tot}^{RMS}(SSB) = \left(\frac{50}{\sqrt{2}} \right)^2 \frac{0,7^2}{4} \frac{1}{50} = 3,0625W$$

percentualmente, a redução na potência transmitida será: $\frac{31,125 - 3,0625}{31,125} = 90,16\%$, ou seja, o AM-SSB é mais eficiente em potência que o AM-DSB, pois consumirá apenas 9,84% da potência consumida no DSB.

6.2 Estado da Arte em transmissão AM - Radiodifusão

- Banda AM comercial de Radiodifusão são limitadas a 50KW
 - em alguns casos esta potência é excedida: Radio Vaticano (1MW ?); Station WLW - 500KW (Cincinnati, USA, desde 1930)
 - Potências maiores que 1KW são obtidas com amplificadores à válvula, usualmente em classe C
- transmissores AM totalmente fabricados com estado sólido (semicondutores) apresentam seguintes vantagens:
 - baixas tensões de alimentação (fator de segurança)
 - vida útil do transistor muito maior que das válvulas. as quais devem ser trocadas a cada 1 ou 2 anos de uso
 - melhor disponibilidade
 - módulos defeituosos apenas reduzem a potência de saída (módulos em paralelo), podendo ser trocados enquanto o transmissor permanece ativo

7 AM-SSB [1], [2], [3]

Existem **3 métodos** de geração de sinal AM-SSB

1. geração sinal AM-DSB (uso do modulador duplamente balanceado) seguido pela remoção de uma das bandas laterais através de um filtro passa-banda.
2. método **Geração de fases**, figura 11
 - a. vantagens: não requer filtros abruptos.
 - b. desvantagem: difícil geração dos deslocamento de fase de redes de banda larga.

$$SSB = A \cos \omega_c t \sin \omega_o t + A \sin \omega_c t \cos \omega_o t = A \sin (\omega_{oc} + \omega_o) t$$

3. Método de Weaver (1956)

- a. não requer filtros passa-bandas abruptos (método 1) nem redes de deslocamento de fases de banda larga.
- b. método de Weaver utiliza 4 mixers e 2 FPB, figura 12
 - * sinal de áudio de freq ω_a é misturado ao sinal do primeiro oscilador com freq ω_o escolhida na freq do centro da banda de áudio;
 - * as duas saídas do primeiro conjunto de mixers estarão 90° defasadas
 - * segundo conjunto de mixers opera da mesma forma que no método de

geração de fases. Da figura 12 tem-se:

$$V_1 = FPB \{ \sin(\omega_a t) \sin(\omega_o t) \} = \frac{\cos(\omega_a - \omega_o) t}{2}$$

$$V_2 = FPB \{ \sin(\omega_a t) \cos(\omega_o t) \} = \frac{\sin(\omega_a - \omega_o) t}{2}$$

$$V_3 = \cos(\omega_c - \omega_o) t \times \frac{\cos(\omega_a - \omega_o) t}{2} = \frac{\cos(\omega_a - \omega_c) t + \cos(\omega_a + \omega_c - 2\omega_o) t}{4}$$

$$V_4 = \sin(\omega_c - \omega_o) t \times \frac{\sin(\omega_a - \omega_o) t}{2} = \frac{\cos(\omega_a - \omega_c) t - \cos(\omega_a + \omega_c - 2\omega_o) t}{4}$$

$$V_{out} = V_3 + V_4 = \frac{\cos(\omega_c - \omega_a) t}{2} = \text{SSB de Banda Lateral Inferior}$$

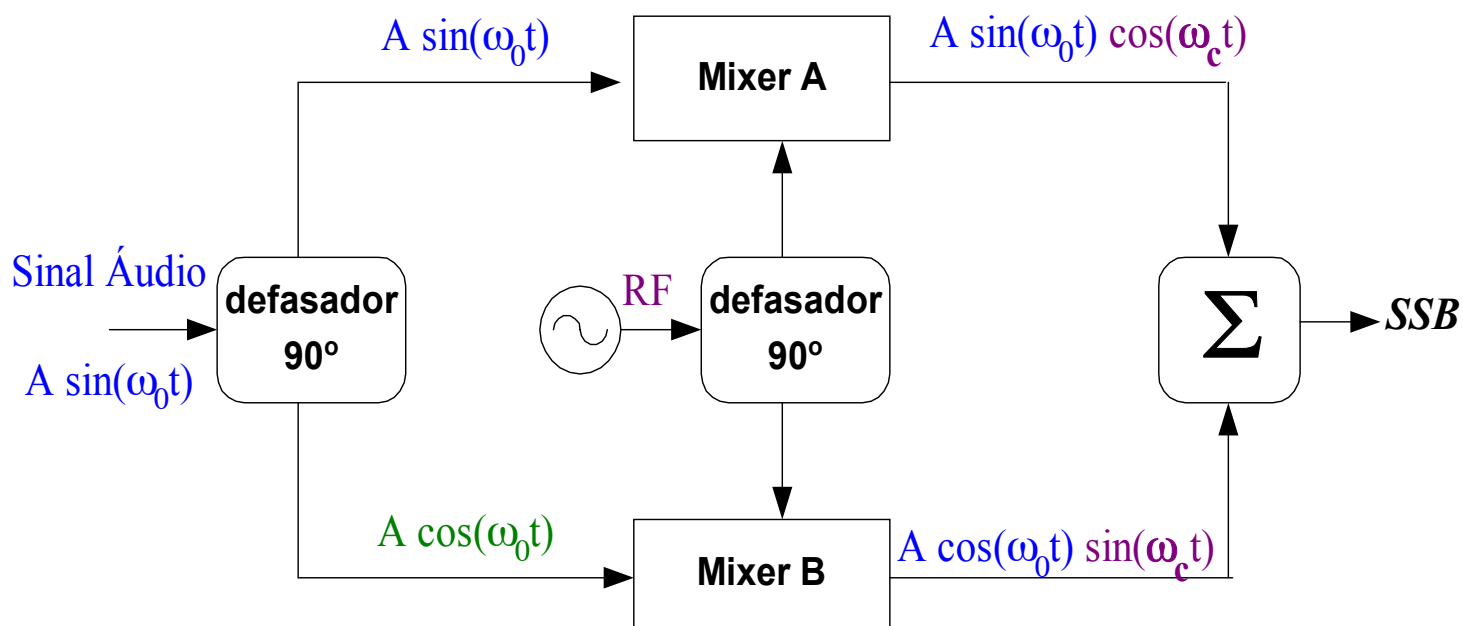


Fig.11. Geração de sinal AM-SSB via método de fases

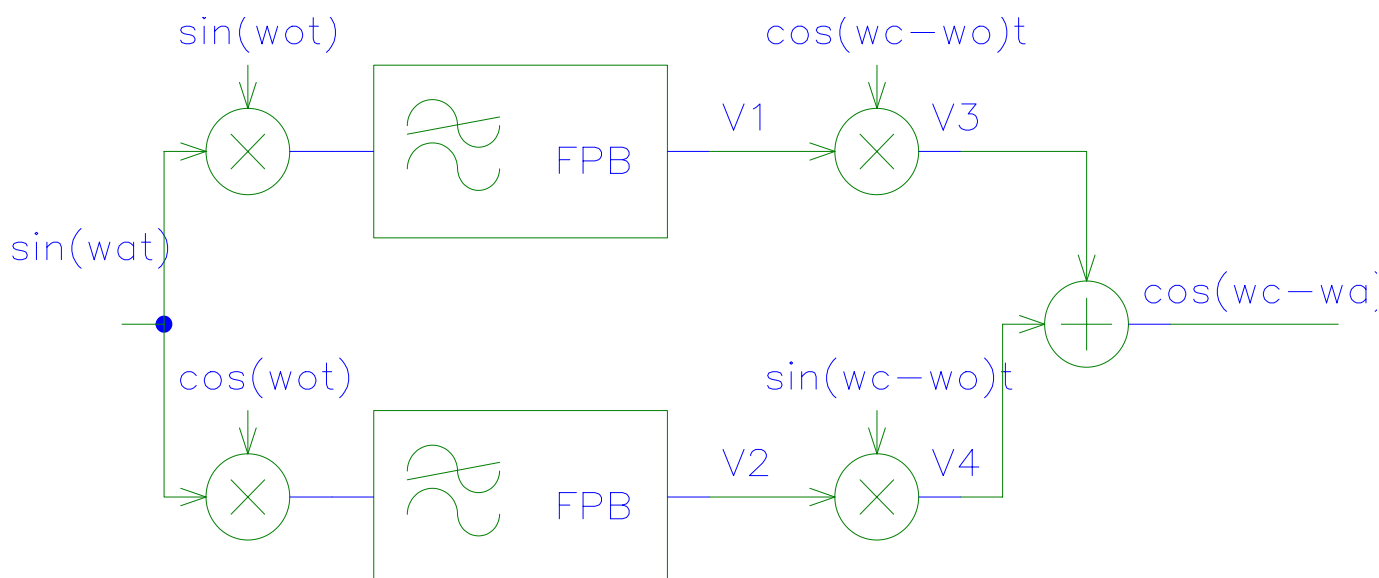


Fig.12. SSB - Banda Lateral Inferior - método de Weaver

Obs: defasadores de banda estreita (neste caso, único tom e de freq. fixa) são de fácil realização.

8 Demoduladores /Detectores para AM

1. Detectores **Síncronos**
 - a. emprega elemento não linear ou variante no tempo sincronizado com a freq da portadora-piloto recebida
2. Detectores **Assíncronos**
 - a. caso a detecção seja realizada na ausência de sincronismo com $f_{carrier}$. Ex: detector de envoltória

9 Detectores de Envoltória (Assíncrono) para AM-DSB

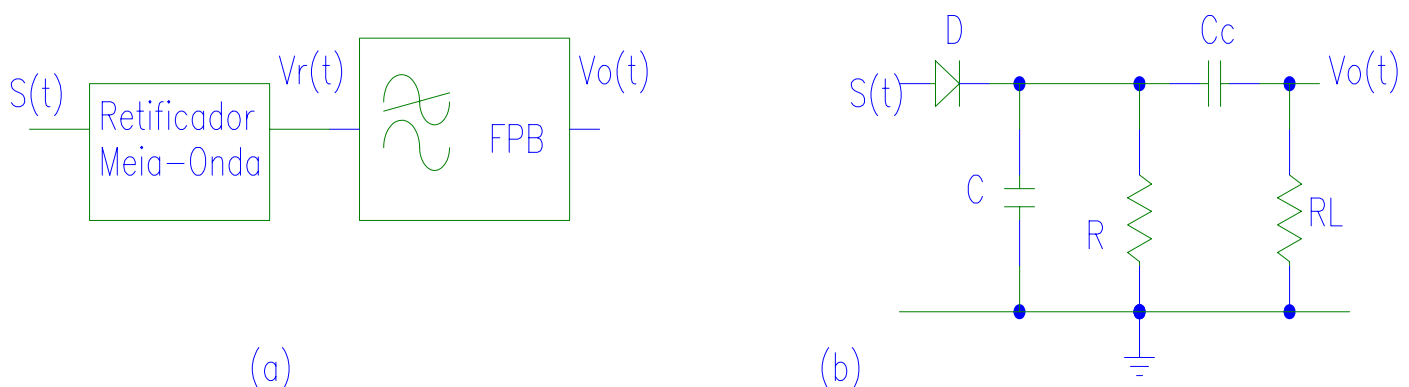


Fig.13. (a) diagrama de blocos para o Detector de Envoltória (assíncrono) para AM-DSB. (b) circuito para o detector de envoltória a diodo.

- Saída do retificador, figura 13

$$V_r = \begin{cases} S(t) & \text{se } S(t) > 0 \\ 0 & \text{se } S(t) < 0 \end{cases}$$

que pode ser reescrito como:

$$V_r = S(t) P(t)$$

e caso $S(t)$ = periódica de freq angular ω_c , então:

$$P(t) = \begin{cases} 1 & \text{se } S(t) > 0 \\ 0 & \text{se } S(t) \leq 0 \end{cases}$$

portanto, $P(t)$ é retangular de mesma freq angular ω_c , podendo ser reescrita como série de Fourier (veja Unidade - Mixer)

$$P(t) = \frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{\sin(2n+1)\omega_c t}{2n+1}$$

- Aplicado a um sinal AM-DSB, eq. (1), $S(t) = A[1 + mf(t)] \underbrace{\sin \omega_c t}_{\text{carrier}}$, resulta:

$$\begin{aligned} V_r &= S(t) P(t) \\ &= A[1 + mf(t)] \left[\frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{\sin(2n+1)\omega_c t}{2n+1} \right] \end{aligned}$$

$$V_r = A[1 + mf(t)] \left[\frac{1}{2} + \frac{2 \sin \omega_c t}{\pi} + \frac{2 \sin 3\omega_c t}{3\pi} + \text{harmônicas ímpares de } \omega_c \right] \quad ((2))$$

e passando o sinal $V_r(t)$ por um filtro FPB de tal forma a eliminar as componentes em freq a partir de ω_c , e retirando o nível DC, figura 13.b, a saída será simplesmente

$$V_o = \frac{mAf(t)}{2}$$

representando informação, $f(t)$, ponderada pelo fator de modulação, m .

- modelo para o diodo: chave \Rightarrow sinal de entrada $S(t)$ é grande o suficiente para considerar o diodo como chave)
- RC filtro passa-baixas: efeito pode ser visto na figura 14.
 - * Descarga do capacitor sobre $R_T = R_L // R$ nos semi-ciclos negativos da portadora:

$$V_o = V_{pico} e^{-\frac{t}{R_T C}}$$

- * $\nearrow C \Rightarrow$ menor a ondulação na saída \Rightarrow menor as componentes indesejáveis de alta freq \Rightarrow maior valor DC da tensão de saída
- * C não pode ser muito elevado \Rightarrow não acompanhará mudanças do sinal modul.

- * Requisito para a constante de tempo RC:

$$R_T C = \frac{1}{\sqrt{\omega_c \omega_a}}$$

- * C_c eliminar DC

9.1 Caso A: informação senoidal: $f(t) = \sin \omega_a t$

- a eq. (2) torna-se:

$$\begin{aligned} V_r &= A [1 + m \sin \omega_a t] \left[\frac{1}{2} + \frac{2 \sin \omega_c t}{\pi} + \frac{2 \sin 3\omega_c t}{3\pi} + \text{harmônicas ímpares de } \omega_c \right] \\ &= A \left[\frac{1}{2} + \frac{2 \sin \omega_c t}{\pi} + \frac{2 \sin 3\omega_c t}{3\pi} + \text{harmônicas ímpares de } \omega_c + \right. \\ &\quad \left. + \frac{m}{2} \sin \omega_a t + \frac{m}{\pi} \cos (\omega_c - \omega_a) t - \cos (\omega_c + \omega_a) t + \right. \\ &\quad \left. + \text{termos de alta ordem em } 3\omega_c \pm \omega_a, \dots \right] \end{aligned}$$

- FPB deve remover além dos termos de freq $\omega_c, 3\omega_c, 5\omega_c, \dots$, os termos $\omega_c \pm \omega_a, 3\omega_c \pm \omega_a, \dots$

- Só é possível remover o termo $\omega_c \pm \omega_a$ caso

$$\omega_a|_{\max} \leq \frac{\omega_c}{2}$$

- A banda de passagem B do FPB deve ser seleccionada de tal forma que

$$V_r(t) > 0 \quad \text{se } S(t) > 0$$

- isto só é possível se $m \leq 1$ e a portadora estiver presente: **Detector de Envoltória Médio só opera adequadamente em AM-DSB quando $m \leq 1$**
- caso a portadora $A \cos \omega_c t$ seja adicionada a um sinal SSB \Rightarrow sinal resultante poderá ser detectado com o Detector de Envoltória

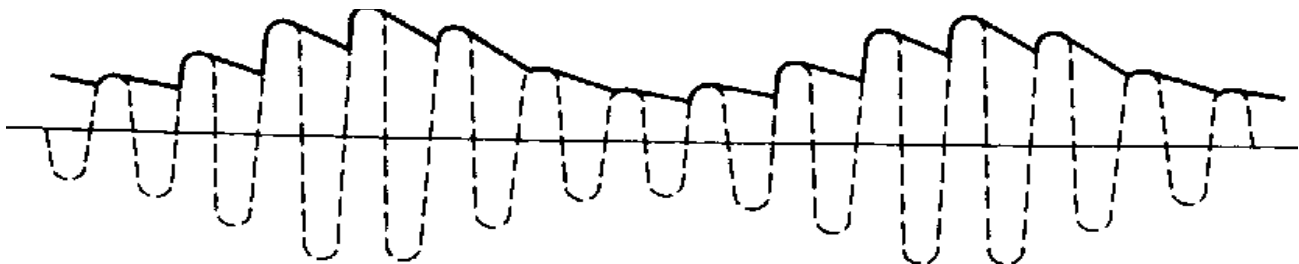


Fig.14. Sinal à entrada do Detetor de envoltória (tracejado) e à saída, $V_o(t)$, considerando informação senoidal

- Figura 15: sinais no processo de modulação e demodulação AM-DSB com informação composta por 2 tons.

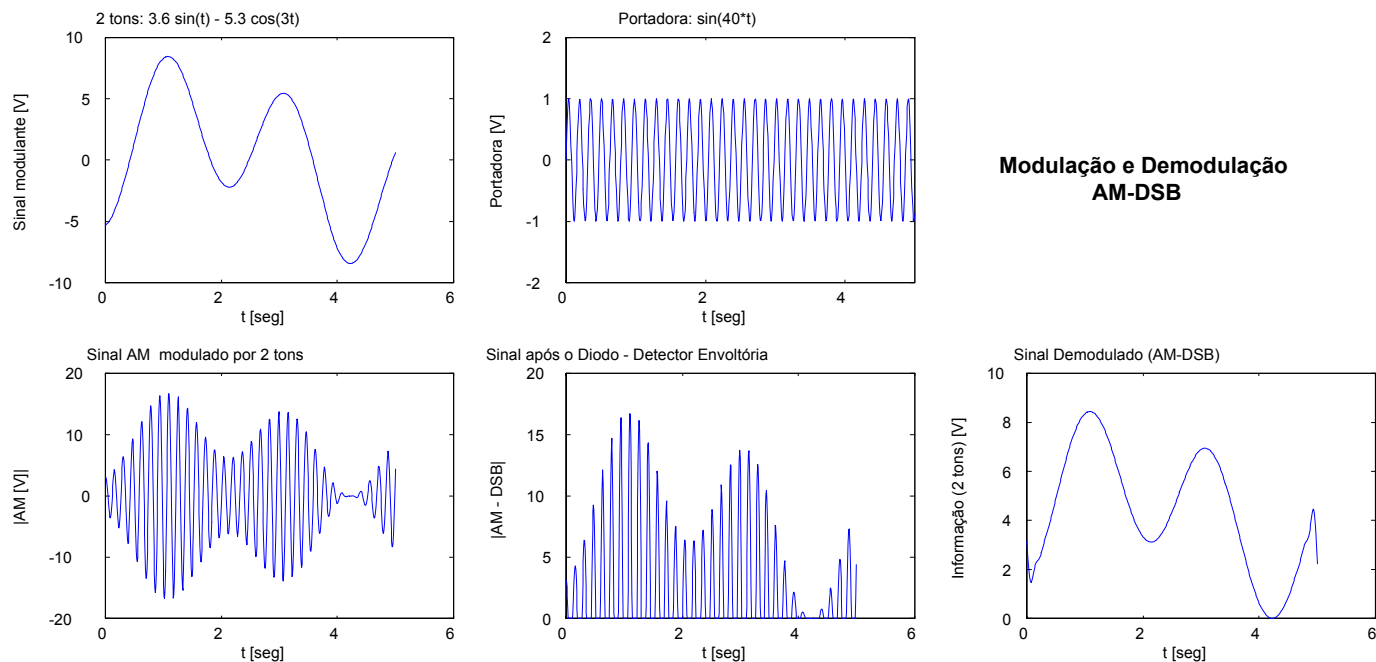


Fig.15. Modulação e demodulação de sinal AM-DSB composto por dois tons.

10 Detectores de Envoltória (Assíncrono) para AM-DSB/SC

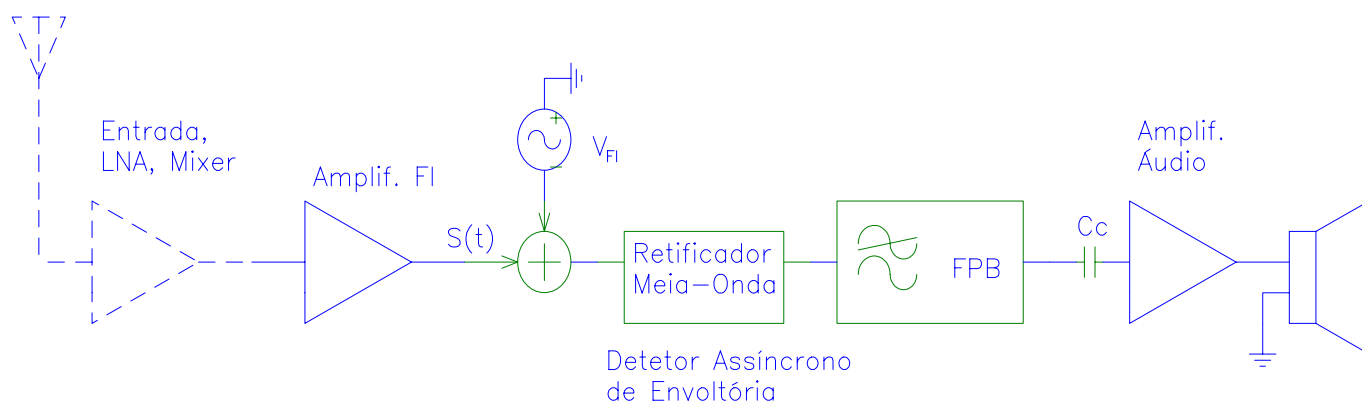


Fig.16. Esquema de blocos para um receptor AM-DSB/SC mostrando a inserção da portadora (fase e freq corretas)

- a inserção do sinal da portadora em um AM-DSB/SC ocorre já no estágio de FI, antes do detector de envoltória .
 - no receptor super-heterodino basta gerar o sinal da portadora em uma única freq, a FI.

- \Rightarrow a portadora adicionada deve ter a **freq e fase corretas**:
- supondo sinal modulante de áudio um tom de 400Hz e inserindo uma portadora
 - * 45° **fora de fase** \Rightarrow saída do detector de envoltória será severamente distorcido
 - * 90° **fora de fase** \Rightarrow saída do detector de envoltória será um tom de $800Hz$ (!!!)
- Inserção da portadora é facilmente obtida se houver transmissão de sinal piloto de baixa potência para a portadora (ref. de fase no Rx)
 - Rx isola o sinal piloto aplicando filtro FPF abrupto ao sinal de entrada, seguido de amplificação

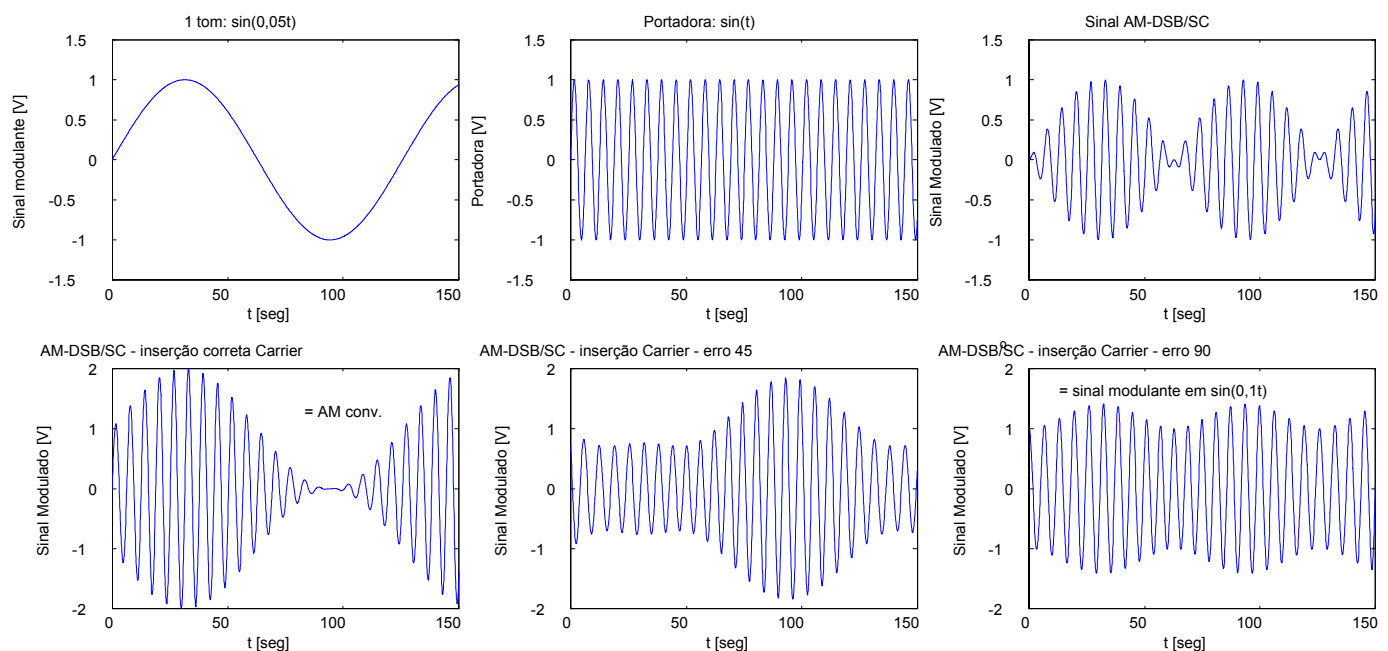


Fig.17. Detecção assíncrona (Envoltória) para um sinal AM-DSB/SC a partir da inserção da portadora local.

11 Detecção Síncrona (ou Detector de Produto) [1], [2]

- Motivação:
 - quando a freq do sinal modulante torna-se elevada:

$$\omega_a|_{\max} \longrightarrow \frac{\omega_c}{2}$$
 a escolha da constante RC no detector de envoltória torna-se incompatível, não sendo possível acompanhar as mudanças do sinal modulado e simultaneamente eliminar (filtrar) as componentes de alta freq referente a ω_c e harmônicos.
 - Detetores de envoltória são incapazes de detectar sinais AM-DSB/SC e AM-SSB
- Caso seja possível obter no receptor um sinal sincronizado em freq e fase com o sinal da portadora original \Rightarrow obter detecção DSB/SC
 - alguns sistemas transmitem um sinal piloto da portadora com pequena amplitude e sincronizado com a portadora original.
 - sincronizando o sinal do LO com o piloto da portadora \Rightarrow o sinal DSB/SC pode ser demodulado, figura 18

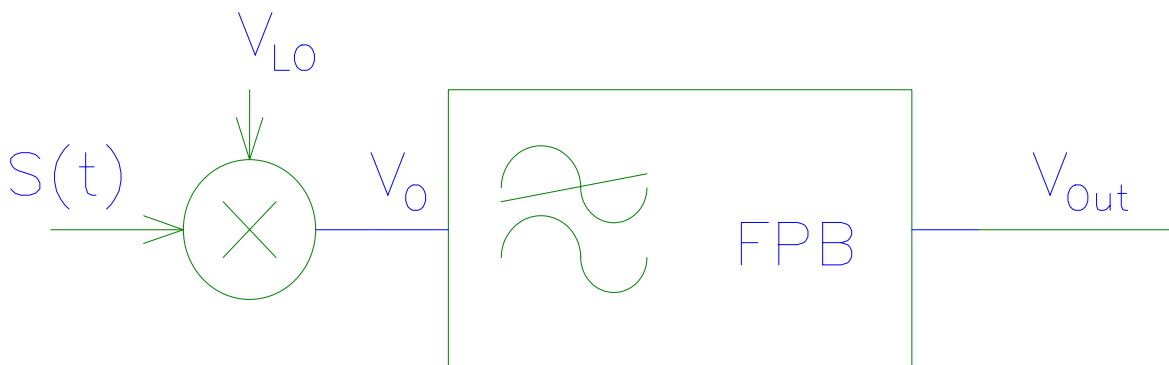


Fig.18. Detector de Produto

- Dado que o oscilador local está perfeitamente sincronizado ao sinal da portadora original:

$$V_{LO} = V \sin \omega_c t$$

o sinal de saída será:

$$\begin{aligned}
 V_o &= V_{LO} S(t) \\
 &= V \sin \omega_c t \times \frac{A.m}{2} [\sin (\omega_c + \omega_m) t + \sin (\omega_c - \omega_m) t] \\
 &= \frac{A.V.m}{2} [\sin \omega_c t \sin (\omega_c + \omega_m) t + \sin \omega_c t \sin (\omega_c - \omega_m) t] \\
 V_o &= \frac{A.V.m}{4} [2 \cos \omega_m t - \cos (2\omega_c + \omega_m) t - \cos (2\omega_c - \omega_m) t]
 \end{aligned}$$

após passar pelo filtro FPB de banda $\omega_m < B \leq \omega_c$, a saída demodulada será:

$$V_{out} = \frac{A.V.m}{2} \cos \omega_m t$$

proporcional a sinal modulante original

- Note que a forma síncrona de detecção pode ser aplicada na detecção de sinais AM-**DSB** e AM-**SSB**, mesmo que o sinal do LO seja onda quadrada (mixer chaveado).
- outros métodos de detecção de sinais AM:
 - PLL (Phase-Locked Loop);
 - recuperação do sinal piloto da portadora

Exemplo 11.1 O sinal AM-DSB/SC

$$e_{in} = E \cos \omega_m t \cos \omega_0 t$$

é aplicado à entrada de um amplificador não linear seletivo com largura de banda de $3dB$ igual a $BW = \pm 5\omega_m$ em torno de ω_0 , figura 19.

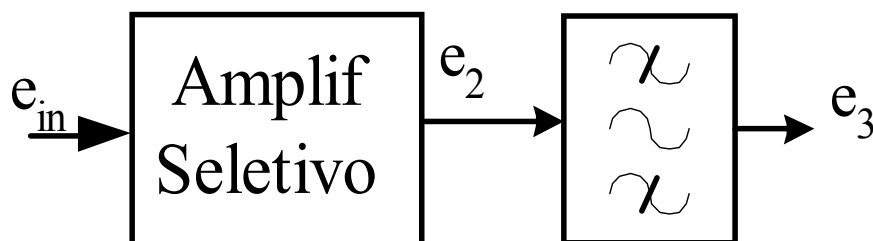


Fig.19. Amplificador não seletivo seguido de filtro FPF.

Sabendo-se que

$$e_2 = a_1 e_{in} + a_2 e_{in}^2 + a_3 e_{in}^3$$

com $a_1 = 10$; $a_2 = 5$; $a_3 = 1$, determinar:

a) A tensão de pico E para que a amplitude da harmônica $3\omega_m$ esteja 60dB abaixo da freq fundamental do sinal modulante, ω_m .

$$\begin{aligned}
 e_2 &= 10E \cos \omega_m t \cos \omega_0 t + 5E^2 \cos^2 \omega_m t \cos^2 \omega_0 t + E^3 \cos^3 \omega_m t \cos^3 \omega_0 t \\
 &= 10E \cos \omega_m t \cos \omega_0 t + \frac{5E^2}{4} (1 + \cos 2\omega_m t) (1 + \cos 2\omega_0 t) + \\
 &\quad + \frac{E^3}{16} (3 \cos \omega_m t + \cos 3\omega_m t) (3 \cos \omega_0 t + \cos 3\omega_0 t) \\
 e_2 &= \frac{160E + 9E^3}{16} \cos \omega_m t \cos \omega_0 t + \frac{5E^2}{4} (1 + \cos 2\omega_0 t + \cos 2\omega_m t + \cos 2\omega_0 t \cos 2\omega_m t) + \\
 &\quad + \frac{E^3}{16} (3 \cos \omega_m t \cos 3\omega_0 t + 3 \cos 3\omega_m t \cos \omega_0 t + \cos 3\omega_m t \cos 3\omega_0 t)
 \end{aligned}$$

Admitindo-se que $\omega_m \ll \omega_0$ e que o filtro FPF esteja sintonizado em ω_0 com $BW = \pm 5\omega_m$, o sinal filtrado em sua saída será simplesmente:

$$\begin{aligned}
 e_3 &= \frac{160E + 9E^3}{16} \cos \omega_m t \cos \omega_0 t + \frac{3E^3}{16} \cos 3\omega_m t \cos \omega_0 t \\
 &= \frac{160E + 9E^3}{32} [\cos (\omega_0 + \omega_m) t + \cos (\omega_0 - \omega_m) t] + \frac{3E^3}{32} [\cos (\omega_0 + 3\omega_m) t + \cos (\omega_0 - 3\omega_m) t]
 \end{aligned}$$

Para que a componente em $3\omega_m$ seja atenuada em $60dB$, deve ter:

$$\begin{aligned}
 60 &= 20 \log \frac{160E + 9E^3}{3E^3} \\
 \therefore 1000 &= \frac{160}{3E^2} + 3 \\
 \therefore E &= 0,2313V
 \end{aligned}$$

b) caso o FPF seja um filtro eletromecânico (FEM) com freq central igual a $\omega_m + \omega_0$,

$$F = \frac{\Delta f_{90dB}}{\Delta f_{3dB}} = \frac{6KHz}{2,6KHz} = 2,3077$$

quais serão as atenuações aproximadas, em dB , e o respectivo espectro em e_2 e e_3 , para as componentes $\omega_0 \pm \omega_m$ e $\omega_0 - 3\omega_m$ admitindo-se que o formato do filtro seja do tipo mostrado na figura 28 (Unid.3 - Modulação e Demodulação Analógicas, notas de aula). Adote $E = 0,2V$ e $f_m = 1KHz$. Relações trigonométricas úteis: $\cos^2 \theta = \frac{1+\cos 2\theta}{2}$ e $\cos^3 \theta = \frac{3\cos \theta + \cos 3\theta}{4}$

Para os valores acima,

$$\begin{aligned}
 e_2 &= \frac{160 \times 0,2 + 9 \times 0,2^3}{32} [\cos (\omega_0 + \omega_m) t + \cos (\omega_0 - \omega_m) t] + \\
 &\quad + \frac{3 \times 0,2^3}{32} [\cos (\omega_0 + 3\omega_m) t + \cos (\omega_0 - 3\omega_m) t] + \text{demais componentes ...}
 \end{aligned}$$

após o filtro FEM, centrado em $\omega_c = \omega_m + \omega_0$, todas as componentes fora da faixa $\omega_m +$

$\omega_0 \pm 1,3KHz$ sofrerão forte atenuação; considerando apenas as componentes sugeridas na questão e admitindo-se atenuação linear (em dB) do filtro fora da faixa de passagem, figura 20, resultando na equação da reta

$$\alpha = -51,18 |\Delta f_c| + 63,53 \quad [dB] , \text{ válido para } |\Delta f_c| > 1,3KHz$$

tem-se as seguintes atenuações:

- componente $f_0 + f_m$ (freq central) $\rightarrow 0dB$
- componente $f_0 - f_m$ ($2f_m$ da freq central) $\rightarrow 38,82dB$
- componente $f_0 - 3f_m$ ($4f_m$ da freq central) $\rightarrow 141,17dB$
- componente $f_0 + 3f_m$ ($2f_m$ da freq central) $\rightarrow 38,82dB$

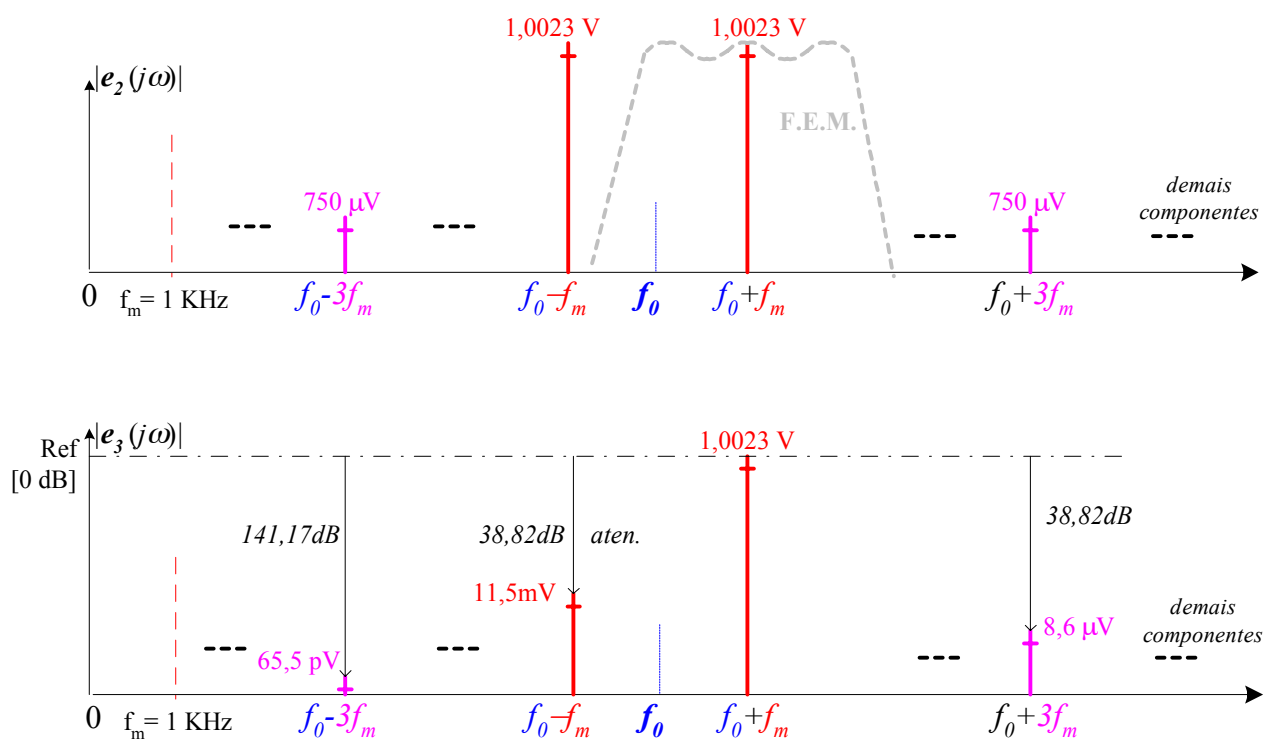


Fig.20. Espectro para as componentes $\omega_0 \pm \omega_m$ e $\omega_0 \pm 3\omega_m$, antes e depois do filtro eletromecânico.

12 Exercícios

1. Considere um sinal AM-DSB, 100% modulado por um sinal de áudio senoidal, tendo bandas laterais cuja potência total é igual à metade da potência da portadora. Qual a razão entre potência de uma banda lateral e a potência da portadora?
2. Mostre matematicamente que um sinal modulado em amplitude consistindo apenas de uma das bandas laterais mais a portadora pode ser demodulado a partir de um detector de envoltória, desde que a amplitude da portadora seja suficientemente elevada.
3. Considere um sinal AM-DSB/SC. O que acontece caso o sinal do oscilador local for da forma

$$V_{LO} = V \cos \omega_c t$$

O que isto implica em termos de sincronismo de fase para o receptor?

4. Mostre que a detecção síncrona pode ser utilizada na detecção de um sinal SSB. Qual deve ser a relação de fase entre a portadora e o sinal do oscilador local?
5. Um teste de controle de qualidade de um receptor AM-DSB leva em consideração que o erro de rastreamento não deve provocar atenuação maior que 3dB na freq da

portadora do sinal recebido. Dado os seguintes parâmetros do receptor

$$C_v = 45pF \text{ a } 450pF$$

$$L_{RF} = \begin{cases} L = 200\mu H \\ r_s = 10 + 0,027\sqrt{f} \end{cases} \text{ devido efeito pelicular}$$

determinar qual o máximo erro de rastreamento, ε , permissível quando o valor do capacitor de sintonia $C_v = 300pF$. (Resp: $\varepsilon_{\max} = \pm 12,5 KHz$)

6. Um receptor para radiodifusão comercial AM-DSB (faixa de 535 a 1650KHz) opera com um capacitor variável de secção dupla, cujos valores encontram-se entre 30pF e 300pF. Determinar o valor da indutância do oscilador local, L_{LO} , sabendo-se que quando sintonizamos a etapa de RF em 1100KHz ocorre um erro de rastreamento de +3KHz na sintonia. (Resp: $L_{LO} \cong 150\mu H$)
7. Dado o modulador balanceado da figura 21 e admitindo que:
 - a. $C1$ e $C2$ apresentem impedância desprezível para os sinais modulantes, V_m ,
 - b. os dois transistores com características idênticas (par casado)
 - c. polarização tal que a resposta (característica tensão-corrente) dos transistores

possa ser aproximadamente quadrática, de tal forma que

$$i_C = 2V_{be} + \frac{V_{be}^2}{2}$$

Aplica-se a este circuito a informação do tipo tonal e a portadora, respectivamente:

$$V_m(t) = \frac{1}{2} \cos 2\pi 10^3 t \quad [\text{V}] \quad V_o(t) = \cos 2\pi 10^6 t \quad [\text{V}]$$

Tendo-se $V_{cc} = 50\text{V}$, a sintonia de $f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_3}} = 1\text{MHz}$ e a impedância de LC_3 ao redor da ressonância no valor de 10Ω , determinar a expressão e o espectro de amplitudes do sinal AM-DSB/SC no secundário de T3, cuja relação é admitida 1:1 (Resp: $V_{out} = 5 [\cos(\omega_0 - \omega_{in})t + \sin(\omega_0 + \omega_{in})t]$)

8. Caso seja colocada como carga na saída do circuito modulador anterior uma antena cuja impedância de radiação seja $Z = 50 + 0j$, qual será a potência entregue à carga (Resp: $P_{avg} = 0,5\text{W}$)?
9. Considere o mesmo enunciado do problema 7, porém agora com um pequeno desequilíbrio nas características dos transistores (não mais perfeitamente casados),

de forma que

$$i_{C2} = 2V_{be2} + \frac{V_{be2}^2}{2} \quad i_{C1} = 2,05V_{be1} + \frac{V_{be1}^2}{2}$$

Determine qual a supressão da portadora obtida nestas condições (Resp: 26,4dB).

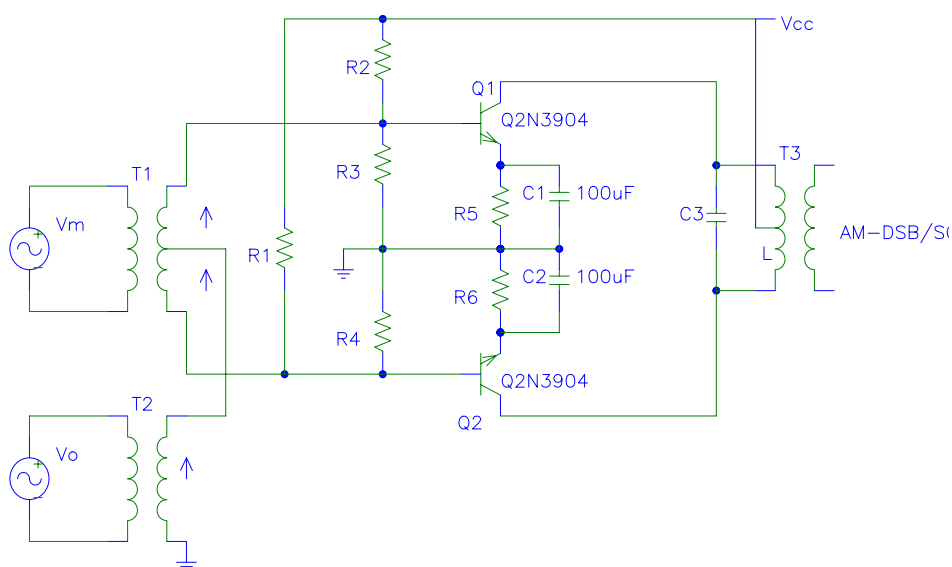


Fig.21. Modulador balanceado AM-DSB/SC

10. Explique por que com um detector de envoltória não é possível obter a correta recuperação da informação de um sinal AM-DSB/SC
11. O sinal com o espectro em freq da figura 22 é captado por receptor AM-DSB/SC. Caso o LO deste receptor tenha um sinal $e_{LO}(t) = 10 \cos(2\pi 10^7) t$ [V], qual a expressão no tempo para o sinal recuperado.

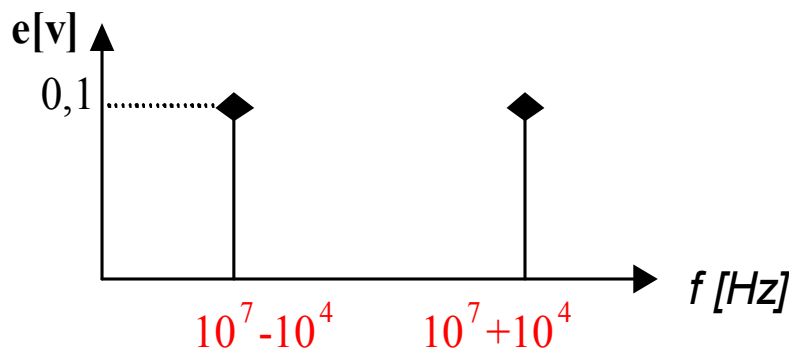


Fig.22. espectro para AM DSB/SC ideal

12. Qual será a expressão do sinal recuperado caso, no exercício anterior, o sinal gerado pelo LO tenha, respectivamente, freq ligeiramente diferente, ou erro de fase:

- a. $e_{LO}(t) = 10 \cos(2,0002\pi 10^7) t$ [V]
- b. $e_{LO}(t) = 10 \cos(2,0002\pi 10^7 t + \frac{\pi}{6})$ [V]
13. Em um sistema transmissor AM-SSB irradiando um tom cossenoidal de 1KHz como informação e utilizando uma subportadora de 453,5KHz, uma portadora de 20MHz e um filtro eletromecânico de 455KHz. Determinar os esboços dos espectros nos principais pontos do modulador, indicados na figura 23. Obs: a dupla conversão (uso de 2 moduladores balanceados) se deve ao fato da faixa de freq disponível para os filtros eletromecânicos estar limitada a 1MHz, aproximadamente (devido a limitação de oscilação imposta pelos discos ressonantes do filtro). Daí a denominação de subportadora ao sinal gerado pelo primeiro oscilador a cristal.
14. Um filtro eletromecânico tem as seguintes características:
- Perda de inserção: 10dB
 - Freq central: 455KHz
 - BW 6dB = 2KHz
 - BW 60dB = 6KHz
 - Supressão a 456,5KHz e a 453,5KHz = 20dB

Admitindo esse filtro alimentado por um modulador balanceado com baixa supressão a ponto de gerar um sinal como visto na figura 24, determinar a expressão e o espectro do sinal presente à saída do filtro. (Resp: $e_{out}(t) = 0,00316 \cos(2\pi 452 \times 10^3 t) + 0,016 \cos(2\pi 453,5 \times 10^3 t) + 3,16 \cos(2\pi 455 \times 10^3 t)$)

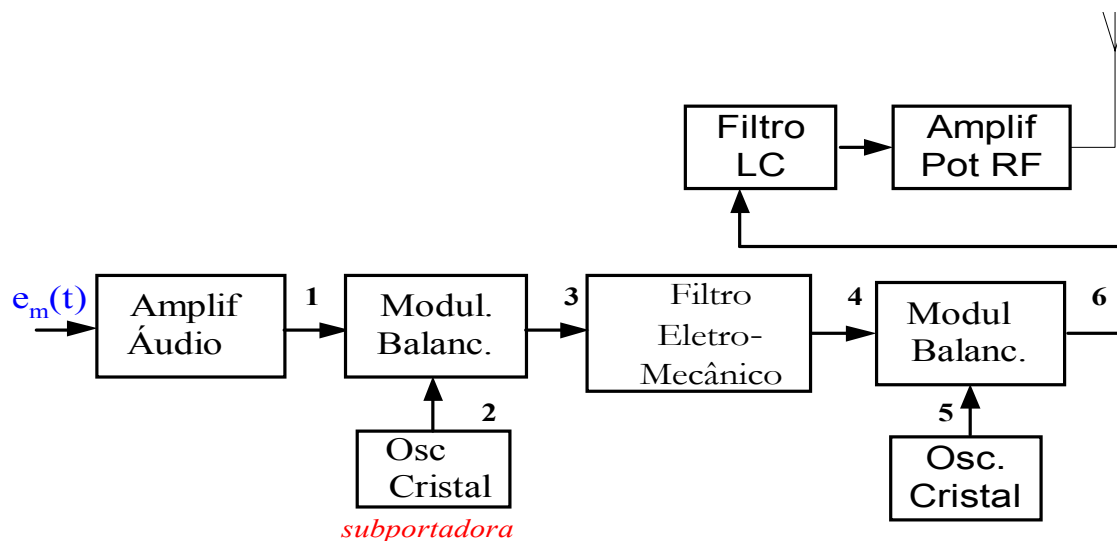


Fig.23. Diagrama em blocos básico de um sistema transmissor AM-SSB

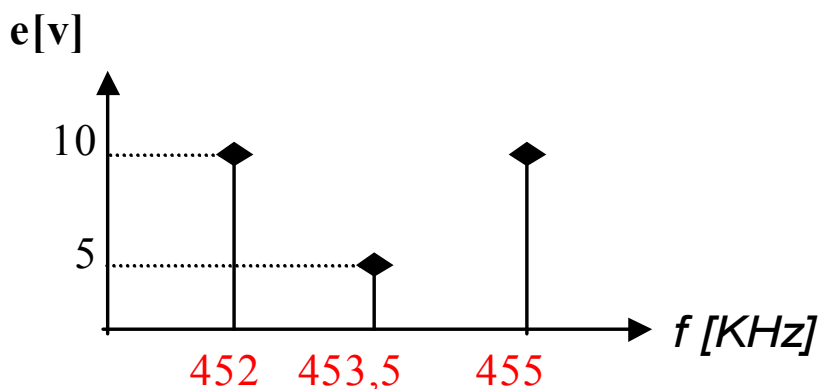


Fig.24. Espectro de um sinal modulado após passar por um modulador balanceado de baixa supressão da portadora

15. Um sistema AM-SSB tem como informação a ser transmitida dois sinais cossenoidais de mesma amplitude e freq de 1KHz e 3KHz. Utilizando uma subportadora de 453,5 KHz e portadora de 10MHz, determinar o espectro, a expressão e a forma de onda do sinal modulado SSB sabendo-se que cada raia aparece na saída com uma amplitude de 10V (Resp, expressão: $e_{out}(t) = 10 \cos(2\pi 10454500t) + 10 \cos(2\pi 10456500t)$)

16. Sabendo-se que o processo de demodulação de um sinal AM-SSB é obtido de forma similar ao do AM-DSB/SC, isto é reinjctando-se uma portadora ao sinal recebido, seguido de uma operação de produto dos dois sinais ($LO \times Rx$) e finalmente uma filtragem passa-baixas, como indicado na figura 25, mostre que caso o sinal do oscilador local (LO) não estiver **perfeitamente** sintonizado na **freq** da portadora utilizada no processo de geração do sinal SSB no Tx, o sinal detectado terá a forma:

$$e_{det}(t) = \frac{K A_m A_{LO}}{2} \cos(\omega_m - \Delta\omega)t$$

onde ω_m = freq sinal modulante, A_m , A_{LO} = amplitude do sinal modulante e do oscilador local, respectivamente, K = constante de multiplicação do modulador. Note que o oscilador local em condições ideais deverá ser um sinal do tipo $e_{LO}(t) = A_{LO} \cos(\omega_0 + \omega_s)t$, onde ω_s = freq angular da subportadora. Em condições de erro de freq, o sinal detectado, adicionalmente, terá o termo $\Delta\omega$. Ainda: este tipo de erro será pouco maléfico caso o desvio de freq seja pequeno, resultando em um sinal de áudio recuperado com tonalidade mais grave ($\Delta\omega > 0$) ou mais aguda ($\Delta\omega < 0$), não causando problemas de inteligibilidade do sinal.

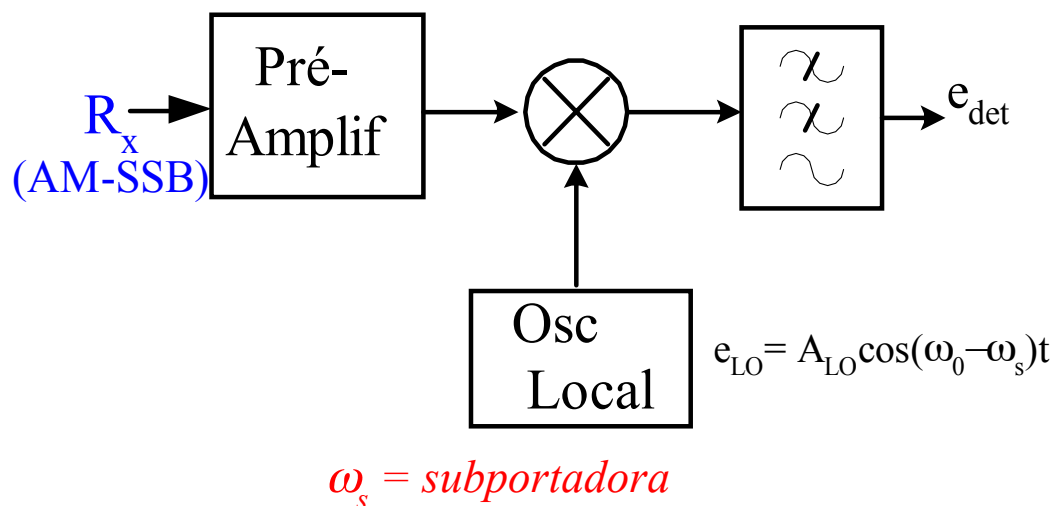


Fig.25. Diagrama de blocos para a demodulação AM-SSB

17. Idem ao exercício anterior caso o sinal do LO não estiver **perfeitamente em fase** com o sinal gerado no Tx, isto é apresentar um erro de fase, resultando em $e_{LO}(t) = A_{LO} \cos[(\omega_0 + \omega_s)t + \theta]$. Mostre então que o sinal recuperado terá a

forma:

$$e_{det}(t) = \frac{KA_m A_{LO}}{2} \cos(\omega_m t - \theta)$$

isto é, perfeitamente proporcional ao sinal da informação, porém defasado de θ rad, o que não causa nenhum problema na recepção da informação do tipo voz.

18. Por que o sincronismo de fase entre a portadora de um sinal AM-SSB e o oscilador do receptor não tem importância na recuperação do sinal ?

13 Apêndice A - Filtros Eletromecânicos (FEM)

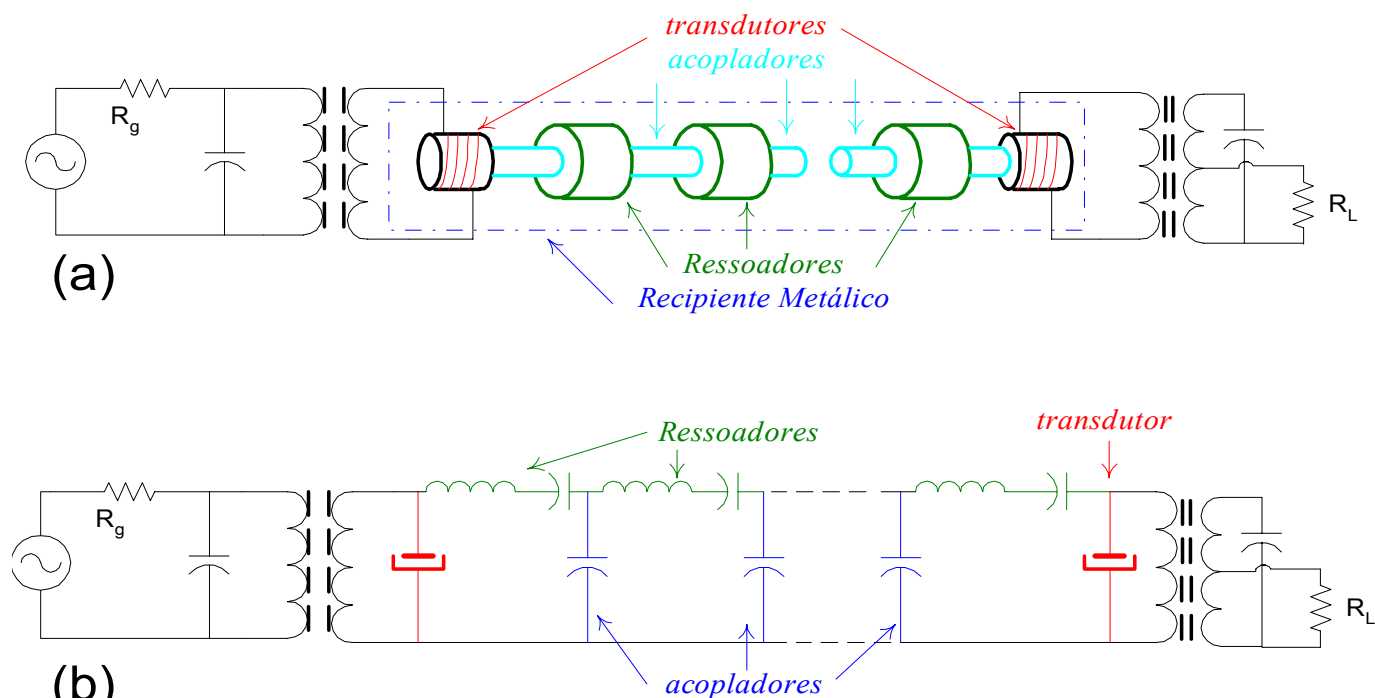


Fig.26. (a) Filtro Eletro-Mecânico; (b) Equivalente Elétrico

- são filtros bastante seletivos, isto é com características de faixa de passagem bem definidas.
- utilizados na obtenção de um sinal SSB a partir da filtragem da saída de um modulador balanceado, o qual produz um sinal AM-DSB/SC: portanto o filtro eletromecânico é responsável pela eliminação de uma das bandas laterais.
- na recepção, os FEMs tem a função de eliminar canais adjacentes
- na figura 27, tem-se:
 - $f_{carrier}$: freq portadora
 - f_0 : freq central do filtro FEM
 - Δf_{3dB} : largura de faixa para atenuação de 3dB do filtro FEM
 - Δf_{60dB} : largura de faixa para atenuação de 60dB do filtro FEM
 - $R = \frac{V_p}{V_{min}}$ = fator de ondulação na faixa de passagem
 - $F = \frac{\Delta f_{60dB}}{\Delta f_{3dB}}$ = **fator de forma** de 60dB para 3dB. O fator de forma pode ser tomado em relação a qualquer par de atenuações
- valores típicos para Filtro eletromecânico:
 - $f_0 = 455 KHz$

- $\Delta f_{3dB} = 2,4 KHz$
- $\Delta f_{60dB} = 4 KHz$
- $F = \frac{\Delta f_{60dB}}{\Delta f_{3dB}} = 1,7$
- $R = \frac{V_p}{V_{min}} < 3dB$

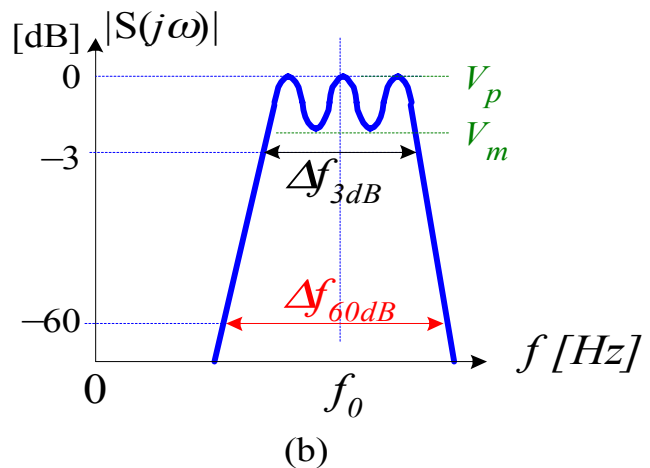
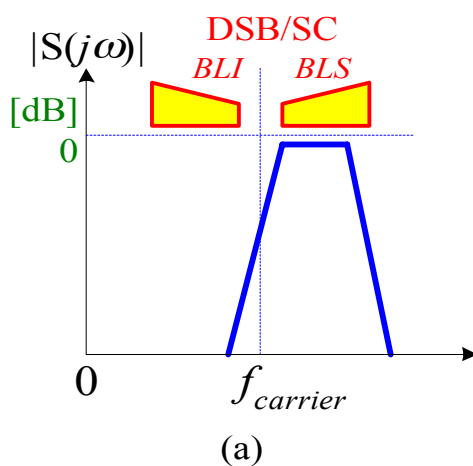


Fig.27. a) Relação entre o espectro de um sinal AM-DSB/SC e de um filtro eletromecânico ajustado para selecionar a Banda Lateral Superior. b) características do filtro FEM, destacando o fator de forma.

13.1 Princípio de Funcionamento de um Filtro Eletromecânico

- Há diversas concepções de filtros mecânicos, tendo em comum os seguintes componentes, figura 26.a:
 - **Transdutores:** elementos colocados na entrada e saída do filtro mecânico (ou eletromecânico). IN: variações elétricas \implies vibrações mecânicas. OUT: operação inversa.
 - **Ressoadores:** peças metálica sem forma de disco ou cilindro. Formam o binômio massa-elasticidade na troca cíclica

$$\text{energia potencial} \iff \text{energia cinética}$$
 São capazes de vibrar com amortecimento tão ínfimo $\implies Q_0 \gtrapprox 10.000$
 - **Acopladores:** hastes metálicas elásticas \implies transmitem o movimento vibratório (mecânico) de um ressoador para o seguinte
- Aspectos construtivos:
 - *Ressoadores e acopladores* são feitos de liga ferro-níquel.
 - Transdutores podem ser piezoelétricos ou magnetostrictivos. Neste caso, o material utilizado é o ferrite

- filtros eletro-mecânicos de qualidade chegam a um fator de forma

$$F = \frac{\Delta f_{60dB}}{\Delta f_{3dB}} \approx 1,1 \implies \text{possuem 20 ressoadores.}$$

- Na figura 26.b mostra-se o equivalente elétrico para o filtro mecânico

13.2 Terminações de um filtro Eletro-mecânico

- filtros são dimensionados para um determinado valor de Z interna de gerador, assim como de carga resistiva (puramente resistiva)
 - valor típico: $Z_{in} = 1K\Omega$ e $Z_{out} = 10K\Omega$
 - supondo nula a perda de inserção do filtro, o ganho de tensão seria:

$$\frac{e_{out}}{e_{in}} = \sqrt{\frac{10K}{1K}} = 3,16 = 10dB$$
 - Devido à baixa eficiência dos transdutores piezoelétricos \implies atenuação global do filtro da ordem de $\frac{e_{out}}{e_{in}} = -15$ a $-25dB$

Bibliografia

- [1] J. Smith, *Modern Communication Circuits*. N.York: McGraw-Hill, second ed., 1998.
- [2] J. B. Hagen, *Radio-Frequency Electronics - Circuits and Applications*. Cambridge, UK - New York, USA - Melbourne, Australia: Cambridge University Press, 1999 (Second edition).
- [3] J. L. Hood, *The Art of Linear Electronics*. Oxford, UK: Butterworth-Heinemann Ltd, 1996.
- [4] U. L. Rohde, J. Whitaker, and T. T. N. Bucher, *Communications Receivers*. New York: McGraw-Hill, second ed., 1997.
- [5] L. E. Larson, *RF and Microwave Circuits Design for Wireless Communications*. Boston, USA: Artech House, Inc, 1996.