

3ELE002 - Circuitos de Comunicação

Unid.5 - Modulação e Demodulação Angular (Frequência e Fase)

Autor: Prof. Dr. Taufik Abrão

2002

DEEL - Telecomunicações

1 3ELE002 - Circuitos de Comunicação (Teoria)

1.1 Conteúdo

1. Circuitos Ressonantes e Filtros
2. Osciladores de RF
3. Misturadores e conversores de frequência
4. Moduladores e Demoduladores AM
5. **Moduladores e Demoduladores FM e PM**
6. Amplificadores Sintonizados e de potência em RF;
 - a. Redes Adaptadoras de Impedância
 - b. Carta de Smith
7. Multiplicadores de frequência.

DEEL - Telecomunicações

2 Modulação e Demodulação Analógicas

- Introdução
- AM - Amplitude Modulada: modulação e demodulação
 - AM DSB; AM DSB/SC e AM SSB
- **PM - Modulação e Demodulação em Fase**
- **FM - Demoduladores/Detectores**
- Introdução à modulação/demodulação digital

3 PM - Modulação e Demodulação Angular [1]

- informação é transmitida modulando-se a fase ou freq da portadora:

$$S(t) = A(t) \cos[\omega_c t + \theta(t)] \quad (1)$$

- $\theta(t)$ = modulação angular; idealmente, $A(t) = cte$
- em **FM**, a freq instantânea é feita variável em torno de ω_c através de um quantidade proporcional à tensão do sinal modulante:

$$\omega(t) = \omega_c + K_o V_m(t) \quad (2)$$

que pode ser implementado a partir de um oscilador VCO linear alimentado por um sinal de áudio, figura . A excursão em torno da freq central, $K_o V_m(t)$, é denominada **desvio de freq** (em rad). Em FM comercial, máximo desvio é $\pm 75 KHz$, isto é:

$$\Delta f = \frac{K_o V_m|_{\max}}{2\pi} = 75000 \text{ [Hz]}$$

- **Índice de modulação FM**: desvio máximo de fase atingido pelo sinal modulado

$$\beta = \frac{\Delta f}{f_m} = \frac{\Delta \omega}{\omega_m} \quad [\text{rad}] \quad (3)$$

- desvantagem em relação à modulação AM: ocupa maior BW
- vantagem: maior discriminação do sinal em ambiente com alto nível de ruído e sinais interferentes.
- modulação angular subdividida em:
 - modulação de **fase**: a fase da portadora é variável.
 - modulação de **freq**: derivada da fase da portadora (= freq) é variável.
 - na prática, as modulações em freq e fase são equivalentes:
 - * mudanças na freq da portadora \Rightarrow alterações de fase
 - * modulação na fase da portadora \Rightarrow também resulta em modulação na freq
- Seja FM comercial de radiodifusão modulado por um único tom de áudio:
 $V_m(t) = A \cos \omega_m t$.

- a freq instantânea do VCO será:

$$\omega(t) = \omega_c + K_o B \cos \omega_m t$$

- a fase instantânea será a integral da freq

$$\phi(t) = \int [\omega_c + K_o B \cos \omega_m t] dt = \omega_c t + \frac{K_o B}{\omega_m} \sin \omega_m t + \phi_0$$

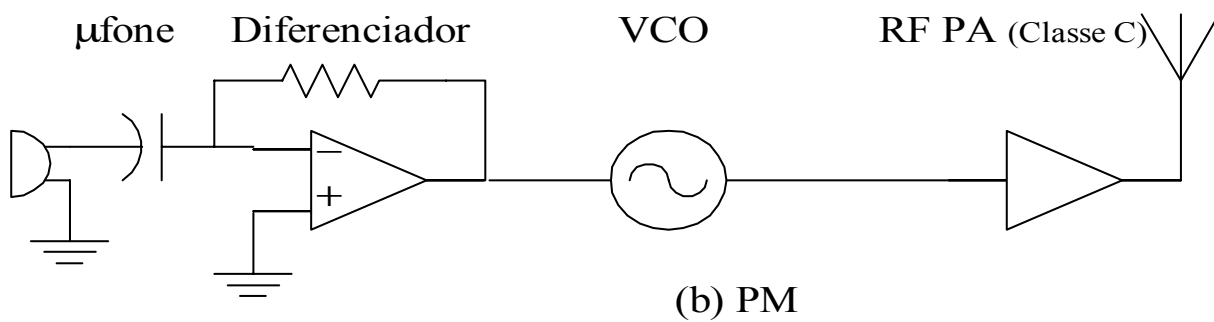
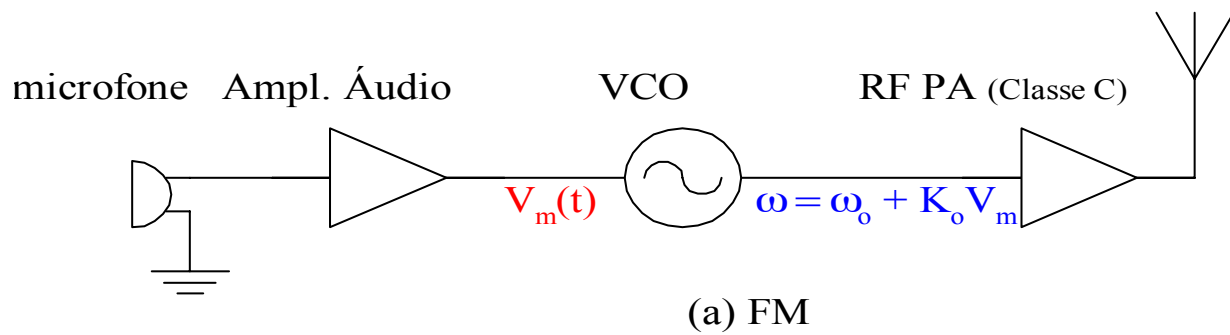


Fig.1. Transmissor básico FM e PM

DEEL - Telecomunicações

4 FM Banda Estreita e Banda Larga

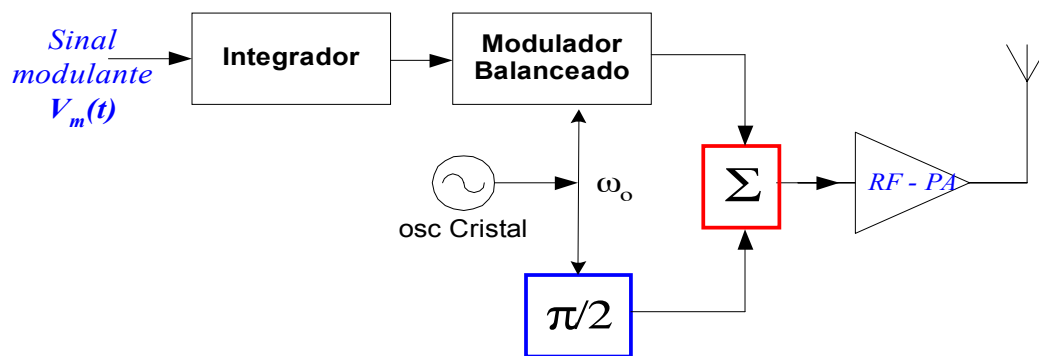


Fig.2. Modulador de Frequência de Faixa Estreita

Desenvolvendo a eq.(1) com sinal modulante: $V_m(t) = B \sin \omega_m t$, tem-se:

$$S(t) = A \cos[\omega_c t + K_o V_m(t)] = A \cos[\omega_c t + K_o B \sin \omega_m t] \quad (4)$$

$$\begin{aligned} S(t) &= A \cos[\omega_c t + \beta \sin \omega_m t] \\ &= A \cos \omega_c t \cdot \cos(\beta \sin \omega_m t) - A \sin \omega_c t \cdot \sin(\beta \sin \omega_m t) \end{aligned} \quad (5)$$

4.1 FM Banda Estreita (FMFE, índice de modulação $\beta \leq 0,2 \text{ rad}$)

Simplificações: $\beta \leq 0,2 \text{ rad} \Rightarrow \begin{cases} \sin(\beta \sin \omega_m t) \approx \beta \sin \omega_m t \\ \cos(\beta \sin \omega_m t) \approx 1 \end{cases}$

\therefore a expressão (5) reduz-se:

$$\begin{aligned} S(t) &= A \cos[\omega_c t + \beta \sin \omega_m t] = A [\cos \omega_c t - \beta \sin \omega_c t \cdot \sin \omega_m t] \\ &= A \left[\cos \omega_c t - \frac{\beta}{2} \cos(\omega_c - \omega_m) t + \frac{\beta}{2} \cos(\omega_c + \omega_m) t \right] \end{aligned}$$

- espectro FMFE é similar ao AM-DSB, apenas que a banda lateral inferior apresenta inversão de fase;
- potência média** resultante é a mesma do sinal AM-DSB:

$$\begin{aligned} \overline{P}_{carrier} &= \frac{A^2}{2}; \quad \overline{P}_{BLI} = \overline{P}_{BLS} = \frac{(\beta A/2)^2}{2} = \frac{\beta^2 A^2}{8} \\ \overline{P}_{total}^{FMFE} &= \frac{A^2}{2} \left(1 + \frac{\beta^2}{2} \right) \end{aligned}$$

4.2 FM Banda Larga (FMFL, índice de modulação $\beta > 0,2 \text{ rad}$)

- A solução para eq (5) são as funções transcendentais em série, denominadas "Funções de Bessel" (físico e astrônomo alemão Friedrich Wilhelm Bessel, século XIX),

$$\begin{aligned} \cos(\beta \sin \omega t) &= J_0(\beta) + 2J_2(\beta) \cos(2\omega t) + 2J_4(\beta) \cos(4\omega t) + 2J_6(\beta) \cos(6\omega t) + \dots \\ \sin(\beta \sin \omega t) &= 2J_1(\beta) \sin(\omega t) + 2J_3(\beta) \sin(3\omega t) + 2J_5(\beta) \sin(5\omega t) + 2J_7(\beta) \sin(7\omega t) \end{aligned}$$

Os coeficientes $J_n(\beta)$ são tabelados ou podem ainda ser obtidos graficamente.

- Os coeficientes dessas funções, chamadas **Funções de Bessel de 1ª Espécie** têm duas propriedades importantes:
 - $0 \leq \beta \leq 29 \Rightarrow J_0^2(\beta) + 2J_1^2(\beta) + 2J_2^2(\beta) + 2J_3^2(\beta) + \dots + 2J_n^2(\beta) = 1, \quad \text{com } n \rightarrow \infty$
 - $0 \leq \beta \leq 29 \Rightarrow J_0^2(\beta) + 2J_1^2(\beta) + 2J_2^2(\beta) + 2J_3^2(\beta) + \dots + 2J_n^2(\beta) = 0,98, \quad \text{com } n = \beta + 1$

\Rightarrow e os termos de ordem superior a $\beta + 1$ são praticamente desprezíveis

- Desenvolvendo a eq (5) a partir das funções de Bessel, resulta:

$$S(t) = A \cos [\omega_c t + \beta \sin \omega_m t] = A \cos \omega_c t \cdot \cos (\beta \sin \omega_m t) - A \sin \omega_c t \cdot \sin (\beta \sin \omega_m t)$$

$$= A \cdot \left[\begin{aligned} &J_0(\beta) \cos \omega_c t - J_1(\beta) \cos (\omega_c - \omega_m) t + J_1(\beta) \cos (\omega_c + \omega_m) t \\ &+ J_2(\beta) \cos (\omega_c - 2\omega_m) t + J_2(\beta) \cos (\omega_c + 2\omega_m) t \\ &- J_3(\beta) \cos (\omega_c - 3\omega_m) t + J_3(\beta) \cos (\omega_c + 3\omega_m) t \\ &J_4(\beta) \cos (\omega_c - 4\omega_m) t + J_4(\beta) \cos (\omega_c + 4\omega_m) t \\ &- J_5(\beta) \cos (\omega_c - 5\omega_m) t + J_5(\beta) \cos (\omega_c + 5\omega_m) t \\ &+ \dots \end{aligned} \right] \quad (6)$$

- o espectro de amplitudes do sinal modulado em FM de Faixa Larga (único tom) é obtido diretamente da eq acima, figura 3.
- Note que existe uma inversão de fase de 180° nas bandas laterais inferiores com múltiplos ímpares de ω_m ,
- Teoricamente, a largura de faixa ocupada por este espectro tende a ser infinita (resultado de uma série infinita). No entanto, a maior parte da energia do sinal FM (98%) está contida nas primeiras $n = \beta + 1$ raiais.

DEEL - Telecomunicações

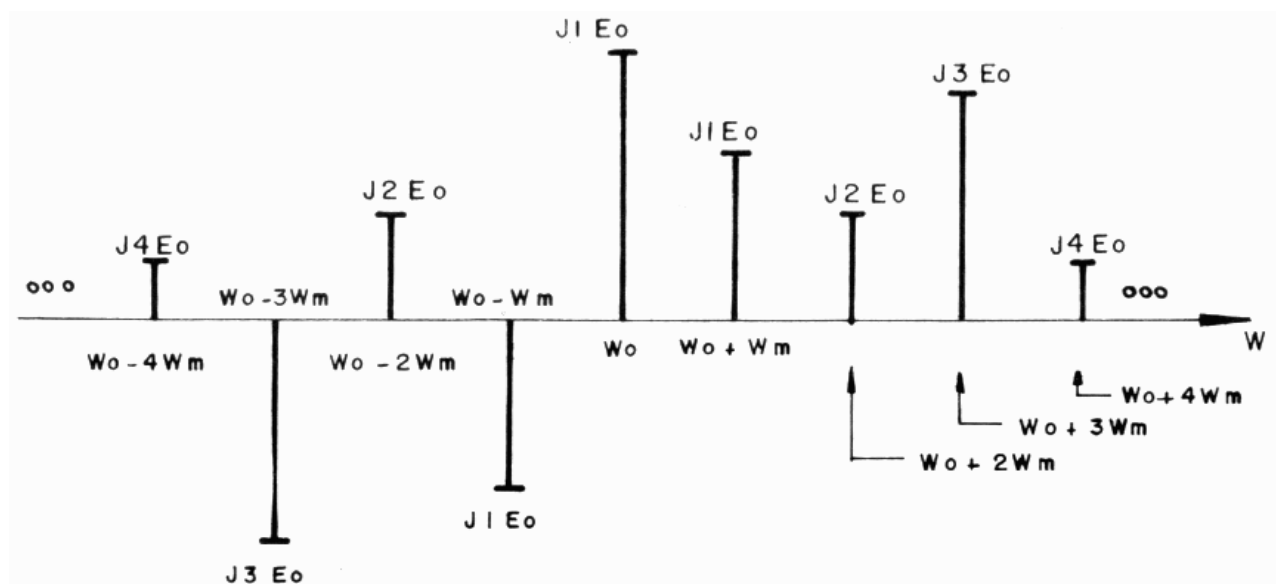


Fig.3. Espectro sinal FM modulado.

DEEL - Telecomunicações

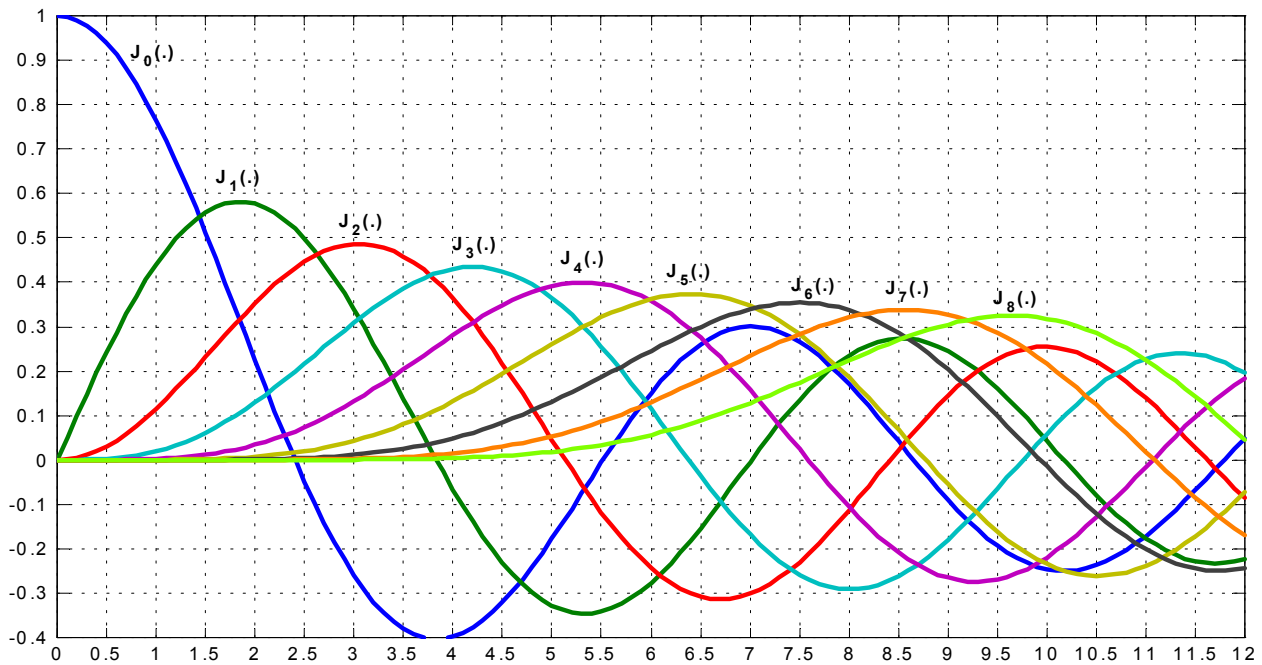


Fig.4. Coeficientes de Bessel de primeira espécie.

DEEL - Telecomunicações

- **Potência Média** total em um sinal FMFL com **BW Infinita**. A partir da eq (6) tem-se:

$$\overline{P}_{total}^{FMFE} = \frac{A^2}{2} [J_0^2(\beta) + 2J_1^2(\beta) + 2J_2^2(\beta) + 2J_3^2(\beta) + \dots] = \frac{A^2}{2}$$

limitando a BW de tal forma a considerar **BW Finita**:

$$\overline{P}_{total}^{FMFE} = \frac{A^2}{2} 0,98 = 0,49A^2 = \text{Pot média sinal FM com } BW = 2n\omega_m \text{ [rad] e } n = \beta+1$$

- com prejuízo de apenas 2% da potência contida em infinitas raízes \Rightarrow reduzi-se a BW^{FM} de forma a podermos situar, lado a lado no espectro, varios sinais modulados, de diferentes portadoras, com a certeza de que não haverá interferência entre eles.

DEEL - Telecomunicações

4.2.1 LARGURA DE FAIXA OCUPADA PELO SINAL FM

Como visto anteriormente, a largura de faixa ocupada pelo sinal modulado em freq será

$$BW = 2nf_m = 2(\beta + 1)f_m$$

onde n = número de bandas laterais para cada lado da portadora; e f_m = maior frequência contida no sinal modulante. Como o índice de modulação FM é, por definição, eq (3), $\beta = \frac{\Delta f}{f_m}$, a banda ocupada pelo sinal FM resulta:

$$BW = 2(\Delta f + f_m)$$

isto é, a largura de faixa ocupada por um sinal modulado FM é o dobro da frequência do sinal modulante + o desvio por ele provocado na frequência da portadora.

- A FCC (Federal Communications Commission - Comissão Federal de Comunicação) dos Estados Unidos padronizou os parâmetros de uma transmissão FM:

Rádiodifusão Comercial de FM

- – máxima frequência do sinal modulante, $f_m|_{\max} = 15\text{KHz}$

- máximo desvio de frequência $\Delta f|_{\max} = 75\text{KHz}$

$$BW = 2.(\Delta f + f_m) = 2.(75 + 15) = 180\text{KHz}$$

- faixa do espectro FM comercial é de 88MHz a 108MHz , subdividida em 100 **canais** de 200KHz cada (com banda de guarda de 10KHz de cada lado do canal).
- além da banda de guarda é normal evitar que duas emissoras ocupem canais adjacentes. Desta forma, alternando a ocupação das faixas, garante-se um afastamento mínimo de 400KHz entre duas estações subseqüentes no espectro, minimizando o risco de interferência.

Canal de Som do Sistema TV Comercial (modulado FM)

- – máximo desvio de frequência $\Delta f|_{\max} = 25\text{KHz}$

$$BW = 2.(\Delta f + f_m) = 2.(25 + 15) = 80\text{KHz}$$

5 Moduladores Angulares

- Modulador de Fase(PM): pequenos desvios ($\leq 0,35rad = 20^\circ$)
- modulador de freq (FM) podem ser obtidos de modo:
 - **direto**: modulando-se um VCO (FM direto)
 - **indireto**: modulando-se a fase da forma de onda de RF, integrando-se a entrada do sinal de áudio (FM indireto)
 - via **PLL**(*Phase-Locked Loop*) , figura 5:
 - A saída do modulador angular por PLL será, no domínio s :

$$\theta_o(s) = \frac{\frac{K_o}{s} V_M(s)}{1 + \frac{K_o K_d F(s)}{sN}}$$

onde: V_M = sinal modulante; K_d = ganho do detector de fase do PLL; K_o = sensibilidade do VCO, em $\left[\frac{Hz}{V}\right]$.

- Após transitórios (steady state) a fase de saída, θ_o , será proporcional ao sinal modulante, V_M

DEEL - Telecomunicações

- \therefore o PLL é um modulador de fase ou de frequência (se $V_M = \int$ sinal de interesse)
- para que o laço do PLL não distorça o sinal é necessário que:

$$BW_{PLL} > BW_{V_M}$$

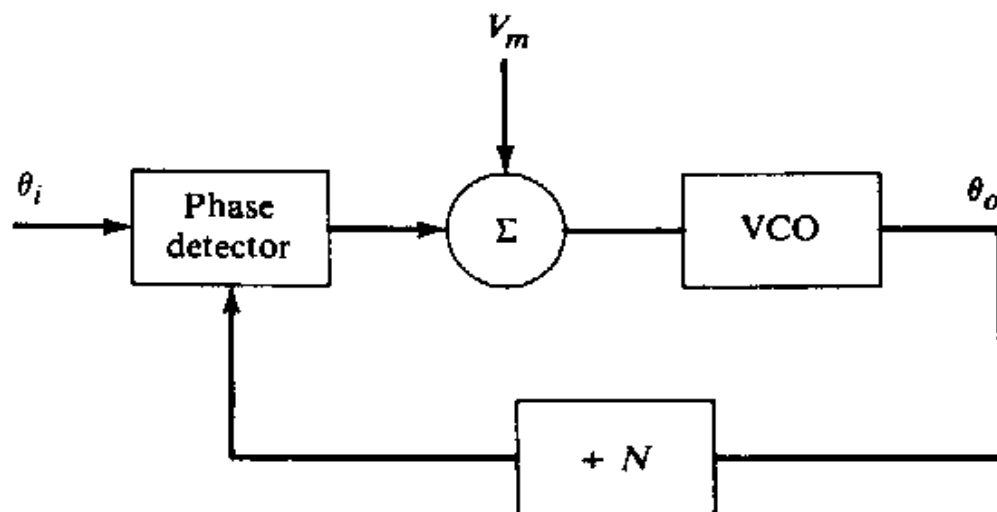


Fig.5. Modulador de frequência com PLL

DEEL - Telecomunicações

5.1 Modulador de Fase ($\Delta\phi \leq 0,35rad$)

- diferença entre o modulador de frequência, figura 2 e o modulador de fase, figura 6: estágio **Integrador**

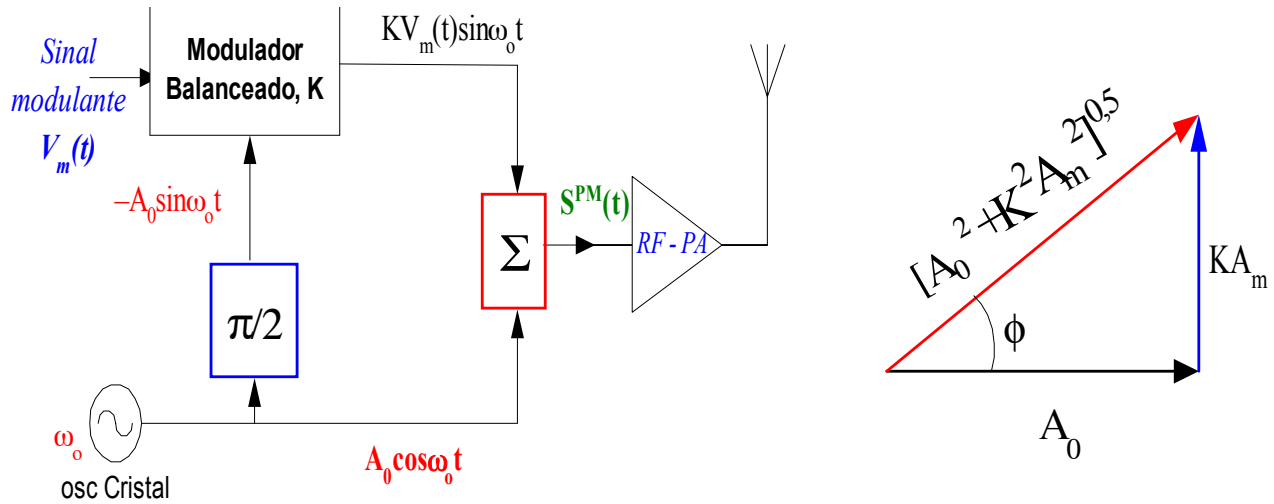


Fig.6. (a) Modulador de Fase para pequenos desvios ($\leq 20^\circ$); (b) relação trigonométrica para modulação de fase em função da amplitude do sinal modulante, A_m .

- saída do modulador de Fase:

$$\begin{aligned}
 S^{PM}(t) &= A_0 \cos \omega_0 t - K V_m(t) \sin \omega_0 t \\
 &= \sqrt{A_0^2 + K^2 A_m^2(t)} \left[\frac{A_0}{\sqrt{A_0^2 + K^2 A_m^2(t)}} \cos \omega_0 t - \frac{K A_m(t)}{\sqrt{A_0^2 + K^2 A_m^2(t)}} \sin \omega_0 t \right] \\
 &= \sqrt{A_0^2 + K^2 A_m^2(t)} [\cos \phi \cos \omega_0 t - \sin \phi \sin \omega_0 t] \\
 &= \sqrt{A_0^2 + K^2 A_m^2(t)} \cos(\omega_0 t + \phi), \quad \text{com } \phi = \tan^{-1} \frac{K A_m(t)}{A_0}
 \end{aligned}$$

com $|V_m(t)| = A_m(t)$. Após limitador de amplitudes:

$$S^{PM}(t) = B \cos(\omega_0 t + \phi), \quad \text{com } \phi = \tan^{-1} \frac{K A_m(t)}{A_0}$$

Aplicando série de Taylor:

$$\phi = \tan^{-1} \frac{K A_m(t)}{A_0} = \frac{K A_m(t)}{A_0} - \frac{1}{3} \left(\frac{K A_m(t)}{A_0} \right)^3 + \frac{1}{5} \left(\frac{K A_m(t)}{A_0} \right)^5 - \dots$$

Para **pequenos desvios de fase** \Rightarrow o desvio de fase é linearmente proporcional à

amplitude do sinal modulante, $A_m(t)$.

$$\phi \cong \underbrace{\frac{K}{A_0}}_{\text{cte mod.}} A_m(t), \quad \text{para } \phi \leq 0,35 \text{ rad}$$

5.2 Modulador via PLL

- apresenta as vantagens do oscilador a cristal (estabilidade freq) e flexibilidade na modulação (desvios maiores)
- para desvios muito pequenos (causado por deriva do tipo temperatura, polarização etc), PLL responde fixando a freq de oscilação
- PLL: tipo I e tipo II
- PLL também é utilizado como **demodulador** FM (ou PM)

DEEL - Telecomunicações

5.2.1 PLL Tipo I

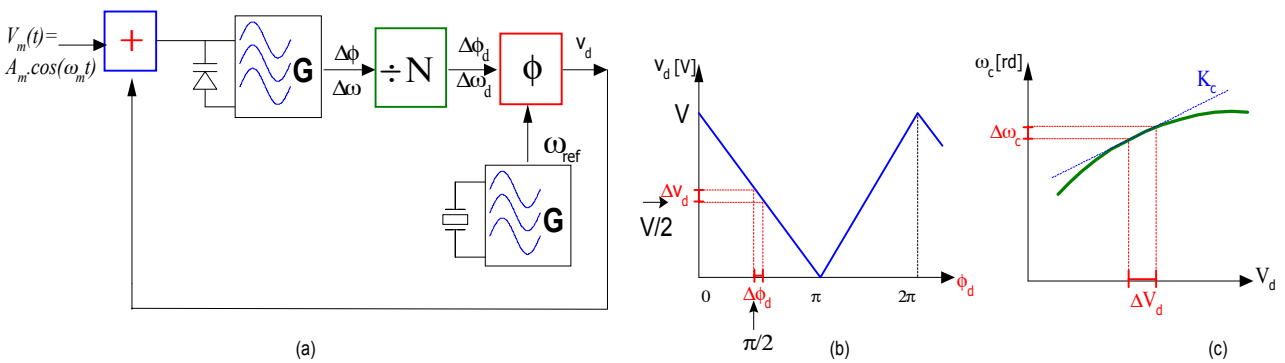


Fig.7. (a) diagrama de blocos do PLL tipo I (b) Constante K_d (c) Constante do VCO, K_c

- Diagrama em blocos do PLL tipo I: figura 7.a. Equacionamento:
 - As constantes

$$K_d = -\frac{\Delta V_d}{\Delta \phi_d} \left[\frac{V}{\text{rad}} \right] \quad (\text{Detetor de Fase}) \quad (7)$$

$$K_c = +\frac{\Delta \omega_0}{\Delta V_d} \left[\frac{\text{rad}}{V.s} \right] \quad (\text{VCO}) \quad (8)$$

DEEL - Telecomunicações

- fase é a integral da freq; no domínio s:

$$\Delta\phi = \frac{\Delta\omega}{s} \quad \text{e após divisor de freq por N: } \Delta\omega_d = s \frac{\Delta\phi}{N} \quad (9)$$

- desvio de freq à saída do VCO, $\Delta\omega$: desvio causado pelo sinal modulante + desvio imposto pela malha de realimentação do PLL-I através de V_d ; considerando as eq.(7), (8) e (9):

$$\begin{aligned} \Delta\omega &= \Delta\omega_m + \Delta\omega_0 \\ \Delta\omega &= K_c V_m(t) - K_c \Delta V_d, \quad \text{com } \Delta\omega_m = K_c V_m(t) \\ &= K_c V_m(t) - K_c K_d \Delta\phi_d \\ &= K_c V_m(t) - K_c K_d \frac{\Delta\omega}{sN} \end{aligned}$$

Finalmente, o desvio de freq gerado pelo PLL-I será dado por:

$$\Delta\omega = V_m(t) \frac{sK_c}{s + \frac{K_c K_d}{N}} = V_m(t) \frac{sK_c}{s + \frac{\omega_x}{N}}, \quad \text{com } \omega_x = K_c K_d$$

- Resposta à **excitação senoidal**, $V_m(t) = A_m \cos \omega_m t$: $\Rightarrow s = j\omega_m$, o desvio de

freq torna-se

$$\Delta\omega = A_m \frac{j\omega_m K_c}{j\omega_m + \frac{\omega_x}{N}}$$

módulo, fig 8.a: $\left| \frac{\Delta\omega}{A_m} \right| = \frac{\omega_m K_c}{\sqrt{\omega_m^2 + \left(\frac{\omega_x}{N}\right)^2}}$, onde para $\omega_m \gg \frac{\omega_x}{N} \Rightarrow \left| \frac{\Delta\omega}{A_m} \right| \cong K_c$

Portanto, a menor freq modulante: $\omega_m|_{\min} = \frac{\omega_x}{N}$

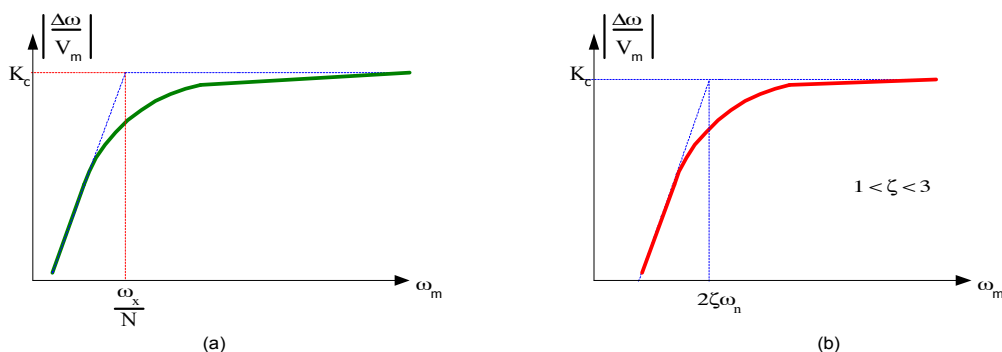


Fig.8. Módulo da resposta à excitação senoidal (sinal modulante) em um modulador a PLL (a) tipo I; (a) tipo II.

5.2.2 Procedimento de projeto para o Modulador FM a PLL-I

- menor freq do sinal modulante

$$\omega_m|_{\min} = \frac{\omega_x}{N}$$

- escolhe-se ω_x com base no intervalo de retenção do PLL.
 - Exemplo: PLL com detector triangular EX-OR operando em $\phi_0 = \frac{\pi}{2}$, figura 7.b
 - portanto, a excursão máxima de tensão de controle é:

$$\begin{aligned} V_d|_{\max} &= \frac{V}{2} \\ \Delta\omega_0|_{\max} &= K_c V_d|_{\max} = K_c \frac{V}{2} = \Delta\omega_{ref} \quad \text{mas neste caso, } K_d = \frac{V}{\pi} \\ \Delta\omega_{ref} &= K_c K_d \frac{\pi}{2} = \omega_x \frac{\pi}{2} \\ \omega_x &= \frac{2\Delta\omega_{ref}}{\pi} \\ \omega_m|_{\min} &= \frac{2\Delta\omega_{ref}}{N\pi} \quad \text{ou } N = \frac{2\Delta\omega_{ref}}{\pi \omega_m|_{\min}} \end{aligned}$$

• Linearidade de modulação no PLL-I

- Como o maior desvio de fase ocorre para a menor freq de sinal modulante,

$$\Delta\phi = \frac{\Delta\omega}{s} = \frac{\Delta\omega}{j\omega_m} \implies |\Delta\phi|_{\max} = \frac{\Delta\omega}{\omega_m|_{\min}} \quad (10)$$

$$\text{e } |\Delta\phi_d|_{\max} = \frac{|\Delta\phi|_{\max}}{N} = \frac{\Delta\omega}{N \omega_m|_{\min}} \quad (11)$$

Mas para o detetor de fase utilizado, figura 7.b, pode-se verificar que:

$$|\Delta\phi_d|_{\max} < \frac{\pi}{2} \quad \text{ou} \quad \frac{\Delta\omega}{N \omega_m|_{\min}} < \frac{\pi}{2} \quad \text{ou}$$

$$\Delta\omega < \frac{\pi}{2} N \omega_m|_{\min} \quad \text{ou}$$

$$\Delta\omega < \frac{\pi}{2} N \frac{\omega_x}{N} \quad \text{portanto,}$$

$$\Delta\omega < \frac{\pi}{2} \omega_x = \frac{\pi}{2} K_c K_d = \text{intervalo de retenção}$$

- **intervalo de retenção:** faixa de variação de freq do VCO tal que o PLL continue a operar sem perder o sincronismo.

5.2.3 Modulador FM com PLL Tipo II

- Modulador FM via PLL tipo II, figura 9:

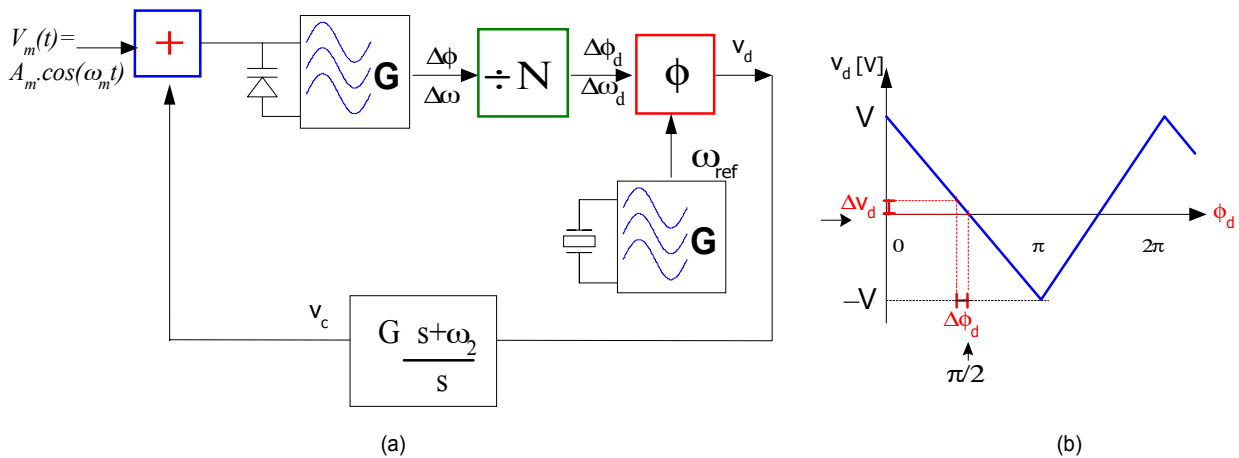


Fig.9. (a) diagrama de blocos do PLL tipo II (b) Constante K_d do detector de fase triangular

- inclusão de um **integrador** (filtro FPB) na malha de realimentação resulta nas

DEEL - Telecomunicações

seguintes modificações das equações relacionadas à malha de realimentação

$$\Delta V_c = G \frac{s + \omega_2}{s} \Delta V_d$$

$$\Delta \omega_0 = K_c \Delta V_c \quad (\text{VCO})$$

- Resolvendo-se o sistema de equações, obtém-se a equação do desvio de frequência obtido com o **modulador FM PLL-II**:

$$\Delta \omega = V_m(t) \frac{s^2 K_c}{s^2 + G \frac{\omega_x}{N} s + G \frac{\omega_x}{N} \omega_2} = V_m(t) \frac{K_c s^2}{s^2 + 2\zeta \omega_n s + \omega_n^2}$$

com $\omega_x = K_c K_d$; $\omega_n = \sqrt{\frac{G \omega_x \omega_2}{N}}$; $\zeta = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{G \omega_x}{N \omega_2}}$ sendo $1 \leq \zeta \leq 3$

- Resposta à **excitação senoidal**, $V_m(t) = A_m \cos \omega_m t$: $\Rightarrow s = j\omega_m$, o desvio de freq torna-se

$$\Delta \omega = A_m \frac{-\omega_m^2 K_c}{-\omega_m^2 + j2\zeta \omega_m \omega_n + \omega_n^2}$$

cujo módulo é dado na figura 8.b e o comportamento assintótico obtido por:

$$\lim_{\omega_m \gg \frac{\omega_n}{N}} \left| \frac{\Delta \omega}{A_m} \right| = K_c$$

DEEL - Telecomunicações

– **Restrições para o PLL–II:**

- * frequência modulante mínima deve ser igual à freq de corte do PLL–II:

$$\omega_m|_{\min} = 2\zeta\omega_n \quad (12)$$

- * **Intervalo de retenção, $\Delta\omega_{\text{Ret}}$.** Se na saída do integrador tivermos a excursão máxima de tensão de $\pm \Delta V_c|_{\max}$, então:

$$\Delta\omega_{\text{Ret}} = K_c \Delta V_c|_{\max}$$

- Portanto, 1ª **Condição para Desvio Freq do sinal modulante:**

$$|\Delta\omega| < \Delta\omega_{\text{Ret}} = K_c \Delta V_c|_{\max}$$

- 2ª **Condição para Desvio Freq do sinal modulante: máxima excursão de fase ($\Delta\phi = \frac{\Delta\omega}{\omega_m}$):**

- Como o maior desvio de fase ocorre para a menor freq de sinal modulante, equações (10) e (11) e dado que o detector de fase utilizado é do tipo Triangular, figura 9.b

$$|\Delta\phi|_{\max} = \frac{\Delta\omega}{\omega_m|_{\min}} \quad \text{e} \quad |\Delta\phi_d|_{\max} = \frac{|\Delta\omega|}{N \omega_m|_{\min}} < \frac{\pi}{2}$$

DEEL - Telecomunicações

E considerando a eq. (12), resulta

$$|\Delta\omega| < \pi N \zeta \omega_n \quad 2^\text{a} \text{ Condição}$$

- **Conclusão: no PLL–II, o maior desvio modulante de freq deve satisfazer a 1ª e 2ª Condição**

6 Demoduladores para FM e PM

- mesmos circuitos são utilizados tanto para FM quanto para PM
- detectores FM são também denominados **discriminadores de FM**
- utiliza-se também **demodulador a PLL**
- função de transferência de um detector FM: conversão freq-tensão, figura 10.a
- em um sistema FM ou PM, a modulação em amplitude causada por
 - ruído
 - desvanecimento do sinal
 - sinais interferentes
 ⇒ causa distorção de amplitude no sinal FM (ou PM) recuperado
 ⇒ Circuitos com função de **limitadores**, figura 10.b, são incluídos nos detectores FM visando redução de eventual modulação em amplitude.
- Um simples estágio limitador baseado em um par de transistores na configuração diferencial, figura 10.c, pode aproximar adequadamente a função de transferência de um limitador ideal desde que o sinal de entrada tenha intensidade suficiente para levar

DEEL - Telecomunicações

o amplificador diferencial à saturação. O limiar de comparação é definido pela tensão V_{th} .

- Se o sinal de entrada não for suficiente ⇒ vários estágios diferenciais são cascadeados. Em geral, CI limitadores contém 3 estágios diferenciais que podem ser cascadeados/configurados

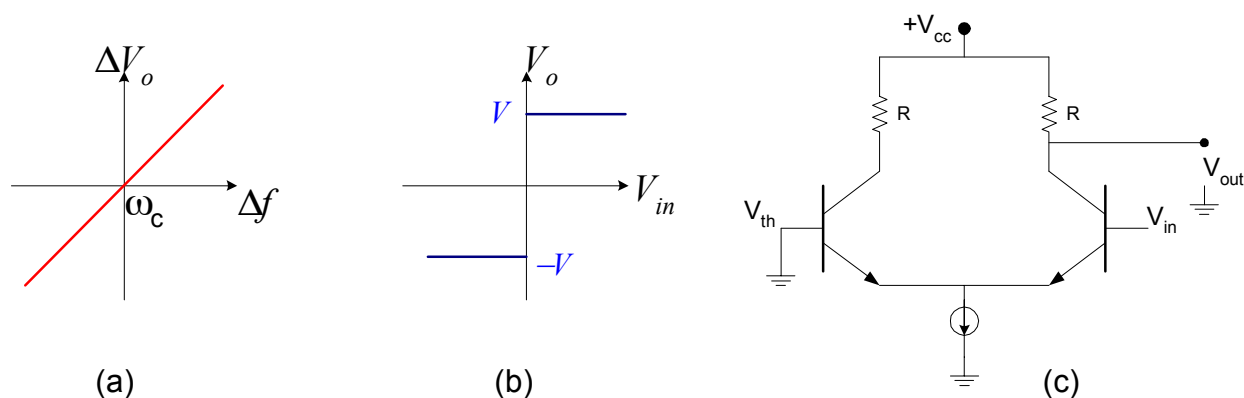


Fig.10. (a) conversão freq-tensão em um demodulador FM. (b) característica de transferência de um limitador ideal (função $\text{sign}(\cdot)$). (c) implementação de um limitador com par diferencial.

DEEL - Telecomunicações

Exemplo 6.1 Um par diferencial possui um ganho de tensão de $60dB$ em uma carga de $R_L = 2K\Omega$ e uma impedância de entrada diferencial também de $2K\Omega$. Considerando que são necessários $75mV$ na entrada para levar o estágio à saturação, quantos estágios são necessários para limitar um sinal de entrada de $5\mu V$?

Um ganho de tensão de $60dB = 1000 \Rightarrow V_{out}^{1stg} = 5mV$ (insuficiente para saturar o segundo estágio). \therefore são necessários 3 estágios diferenciais cascadeados.

6.1 Detectores FM Diferenciadores de Sintonia Deslocada

- **Diferenciador:** Derivada do sinal FM

$$\begin{aligned}\frac{d}{dt}S(t) &= \frac{d}{dt}\{A \cos[\omega_c t + \theta(t)]\} \\ &= -\left(\omega_c + \frac{d\theta}{dt}\right)\{A \cos[\omega_c t + \theta(t)]\}\end{aligned}$$

- – resultando em um sinal FM com **modulação em amplitude**. Normalmente, $\omega_c \gg \frac{d\theta}{dt}$
 - * a informação é recuperada passando-se o sinal por um detector de envoltória (demodulação em amplitude)

DEEL - Telecomunicações

- * note que a modulação em amplitude causada por ruído deve ser previamente removida (antes da detecção) passando-se o sinal original por um **limitador**
- saída do detector envoltória é proporcional a $\omega_c + \frac{d\theta}{dt} = \omega_c + KV_m(t)$ para um sinal FM
- elimina-se ω_c passando-se o sinal por um Filtro Passa-Altas \Rightarrow sinal resultante é $\propto KV_m(t)$
- **desvantagem** do detector FM diferenciador: elimina eventual componente DC do sinal original

6.1.1 Circuito Diferenciador:

- existem muitos circuitos que realizam a operação de diferenciação.
- resposta de um diferenciador ideal: $H(j\omega) = j\omega K$:
 - magnitude aumenta $6dB/década$ com a freq
 - há defasagem de $+90^\circ$
 - $K = \text{cte do diferenciador}$
- Um simples circuito LC sintonizado, de sintonia deslocada, aproxima a resposta de

DEEL - Telecomunicações

um diferenciador ideal para freqs suficientemente abaixo da freq de ressonância. No entanto, se ω_c estiver muito abaixo da freq de ressonância do $LC \Rightarrow$ haverá muita degradação da SNR.

- A magnitude da resposta em freq de um LC sintonizado, já estudado:

$$|A(j\omega)| = \frac{R}{\sqrt{1 + Q^2 \left(\frac{\omega}{\omega_o} - \frac{\omega_o}{\omega} \right)^2}}$$

que para a freq $\omega_c + \Delta\omega$

$$|A(j\omega_c + j\Delta\omega)| = \frac{R}{\sqrt{1 + Q^2 \left(\frac{\omega_c + \Delta\omega}{\omega_o} - \frac{\omega_o}{\omega_c + \Delta\omega} \right)^2}} \approx \frac{R\omega_o(\omega_c + \Delta\omega)}{Q \left[\omega_o^2 - (\omega_c + \Delta\omega)^2 \right]}$$

e uma vez que ω_o está suficientemente afastado de $\omega_c + \Delta\omega$,

$$\omega_c + \Delta\omega \ll \omega_o$$

então

$$|A(j\omega)| \approx \frac{R}{Q\omega_o} (\omega_c + \Delta\omega)$$

correspondendo **termo constante**, $\frac{R}{Q\omega_o}\omega_c$ mais uma componente proporcional ao desvio de freq, $\Delta\omega$

- o **termo constante** é eliminado utilizando-se o balanceamento, figura 11:
 - circuito ressonante **superior** (L_1C_1) sintonizado em ω_{o2} , com saída proporcional a $\omega_c + \Delta\omega$;
 - circuito ressonante **inferior** (L_2C_2) sintonizado em ω_{o1} , com saída proporcional a $\omega_c - \Delta\omega$;
 - saída diferencial é então

$$V_o = K [\omega_c + \Delta\omega - (\omega_c - \Delta\omega)] = 2K\Delta\omega$$

proporcional ao desvio de freq em relação à freq portadora.

- O desvio de freq deve estar confinado à região linear na figura 12 para que não haja distorção harmônica na saída.
- para desvio nulo (freq instantânea da portadora = ω_c) não há sinal modulante $\rightarrow V_o = 0V$
- para desvio positivo de freq ($= \omega_c + \Delta\omega$) \Rightarrow circuito superior (L_1C_1) gera maior

tensão instantânea sobre carga (R_{sup}) em relação a R_{inf}

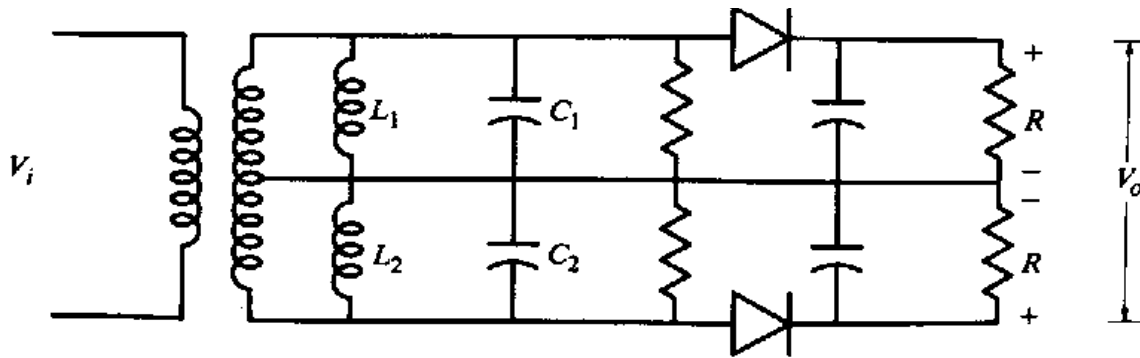


Fig.11. Discriminador de freq balanceado (sintonia deslocada acima e abaixo de ω_c).

- Uma mudança na freq instantânea da portadora \Rightarrow mudança linear na tensão de saída.
- V_o é proporcional ao desvio de freq.
- freq do sinal de saída é igual à freq do sinal modulante.
- **desvantagem:** dificuldade na simetria de sintonia dos circuitos ressonantes inferior e superior.

DEEL - Telecomunicações

• Ganho de Tensão para a curva S

- equação geral do ganho de tensão em função da freq de um circuito LC paralelo:

$$A_v = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(Q_1 \frac{(f_{02}-f)}{f_{02}}\right)^2}} - \frac{1}{\sqrt{1 + \left(Q_1 \frac{(f_{01}-f)}{f_{01}}\right)^2}} \quad (13)$$

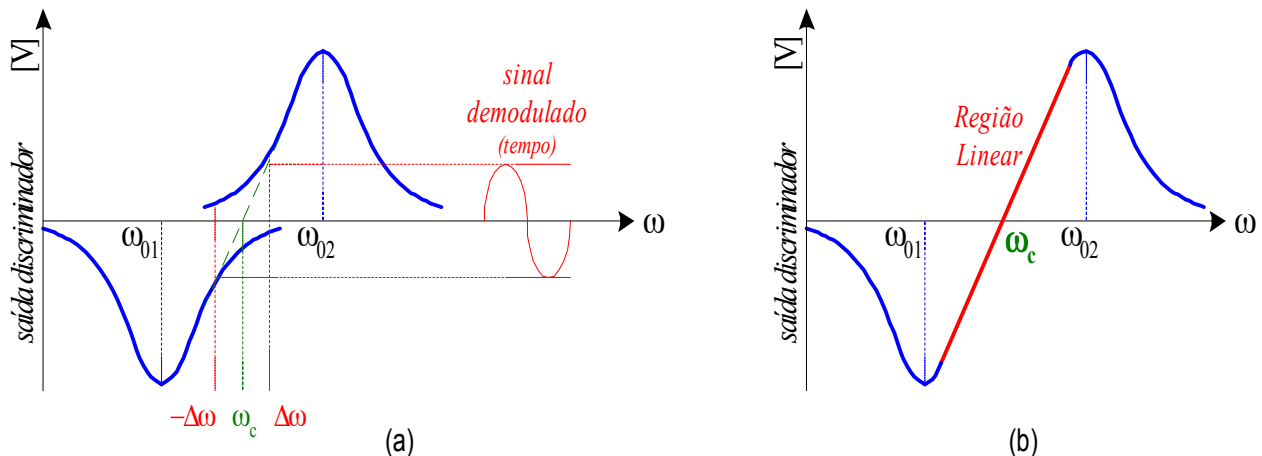


Fig.12. (a) curva em freq para cada um dos circuitos LC sintonizados (b) curva em freq resultante (curva S).

DEEL - Telecomunicações

6.2 Discriminador de Fase Foster-Seeley

- opera com o primário e o secundário sintonizados na frequência da portadora,
- funciona a partir da defasagem provocada no sinal pela fuga (deslocamento) da sintonia de um circuito LC, figura 13.a

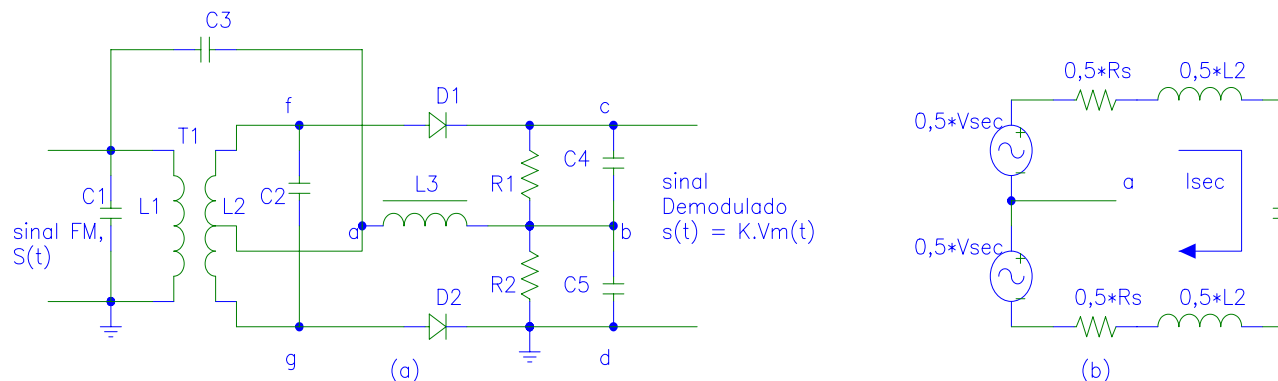


Fig.13. (a) Discriminador FM Foster-Seeley; (b) circuito equivalente para o secundário de T1

DEEL - Telecomunicações

Princípio de operação do Discriminador de freq Foster-Seeley

- L_3 = choque de RF; C_3 = capacitor de acoplamento.
- C_5 tem um valor suficientemente **elevado** $\rightarrow X_{C_3} \approx 0$ para RF. \therefore sobre L_3 desenvolve-se toda a tensão de RF de entrada, $S(t)$ (apenas L_3 apresenta reatância considerável em RF)
- no secundário de T1 temos:
 - pelo circuito equivalente do secundário de T1, figura 13.b, a divisão dos parâmetros de indutância e resistência do enrolamento e da própria tensão, devido ao tap de derivação central, resultando na corrente de secundário :

$$I_{\text{sec}} = \frac{V_{\text{sec}}}{R_s + j(X_{L_2} - X_{C_2})}$$

$$V_{fa} = \frac{V_{\text{sec}}}{2} - I_{\text{sec}} \frac{R_s + jX_{L_2}}{2}$$

$$V_{ga} = I_{\text{sec}} \frac{R_s + jX_{L_2}}{2} - \frac{V_{\text{sec}}}{2}$$

$$\therefore V_{fa} = -V_{ga}$$

DEEL - Telecomunicações

note que:

- * tensão entre primário e secundário de T1 estão defasadas de 180°
 - * na ressonância (em ω_c), $X_{L_2} = X_{C_2}$
 - * **as tensões V_{fa} e V_{ga} estão defasadas de 90° em relação à tensão do secundário (V_{sec}).**
- Quando a frequência do sinal aplicado ao primário for maior que a frequência de ressonância (modulação FM), o secundário será predominantemente indutivo, aumentando a defasagem de V_{fa} e V_{ga} em relação à tensão do secundário.
 - Fato semelhante ocorre se a frequência do sinal de entrada for menor que a de ressonância, pois assim o secundário adquire características mais fortemente capacitivas ($\downarrow X_L$ e $\uparrow X_C$), diminuindo a defasagem de V_{fa} e V_{ga} em relação a V_{sec}
 - A figura 14 mostra o circuito equivalente para a análise da etapa de saída deste detetor, considerando V_{fa} e V_{ga} como geradores de tensão; sobre o choque L_3 desenvolve-se a tensão do primário $e(t)$. Os detetores de envoltória recuperam as respectivas tensões de pico aplicadas e a tensão recuperada será a diferença entre aquelas tensões de pico.

DEEL - Telecomunicações

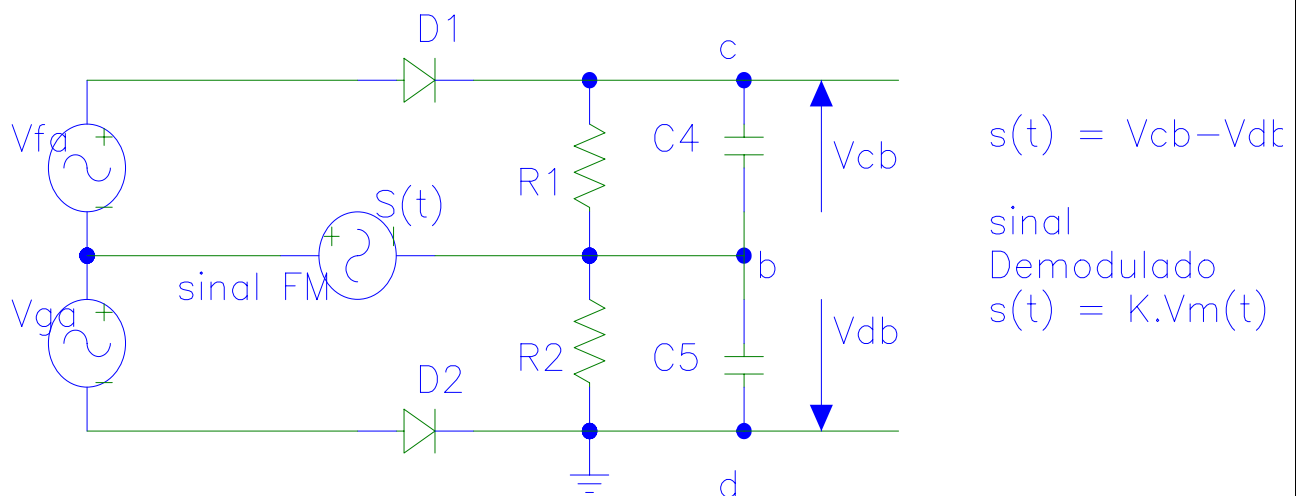


Fig.14. Circuito equivalente para o estágio da saída do detetor Foster-Seeley

$$V_{cb} = |V_{fa} + S(t)|$$

$$V_{db} = |S(t) + V_{ga}|$$

DEEL - Telecomunicações

Funcionamento do discriminador Foster em termos de fasores, figura 15:

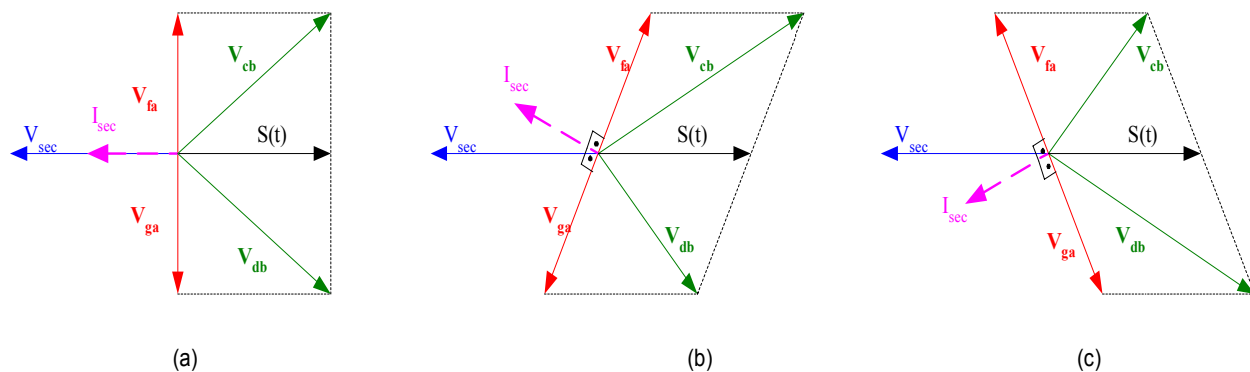


Fig.15. Diagramas fasoriais para discriminador Foster

- (a) diagrama fasorial para o caso onde a $\omega_{in} = \omega_o$ (L2, C2):

$$|V_{cb}| = |V_{db}| \quad \therefore \quad s(t) = 0$$

- (b) diagrama fasorial para o caso onde a $\omega_{in} > \omega_o$:

$$|V_{cb}| > |V_{db}| \quad \therefore \quad s(t) > 0$$

DEEL - Telecomunicações

- (c) diagrama fasorial para o caso onde a $\omega_{in} < \omega_o$:

$$|V_{cb}| < |V_{db}| \quad \therefore \quad s(t) < 0$$

- Este tipo de detetor, por trabalhar sintonizado na própria frequência da portadora, responde às **variações de frequência em torno do ponto de sintonia com uma variação de fase** e não com variações de amplitude, como os detetores de sintonia deslocada (também denominados detectores de inclinação).
 - Apesar disso, em virtude do fato de que a variação de fase é convertida pelos detetores de envoltória em variação de amplitude, o discriminador Foster-Seeley tem como curva de resposta a mesma curva "S" do detetor balanceado.
 - **vantagem:** necessita apenas de dois circuitos ressonantes para serem calibrados e ambos são sintonizados na mesma frequência (contra 3 circuitos sintonizados em freqs distintas no caso do discriminador de sintonia deslocada)

6.3 Detetor de Relação

- circuito semelhante ao Discriminador de Fase Foster-Seeley, tanto na apresentação como no funcionamento, figura 16.a

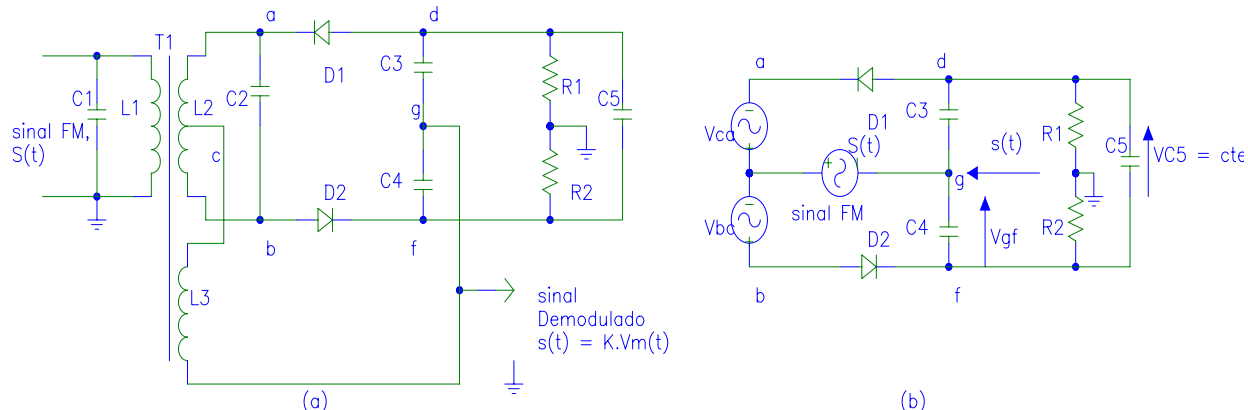


Fig.16. (a) Detetor FM de Relação; (b) circuito equivalente simplificado

- o choque de RF não existe neste circuito → substituído pelo terceiro enrolamento no transformador

DEEL - Telecomunicações

- com mesma função de L_3 do discriminador Foster: aplicar a tensão do primário no circuito ligado ao secundário.
- Devido à disposição dos diodos D1 e D2, os capacitores C3 e C4 carregam-se sempre no mesmo sentido, fazendo com que a tensão sobre C5 seja a soma das tensões em cada um deles e essa tensão **permanece praticamente constante**:
 - valor de C5 é normalmente elevado (dezenas de μF) e os valores de R1 e R2 também (alguns $\text{K}\Omega$), resultando uma constante de tempo elevada.
- o circuito equivalente simplificado da figura 16.b auxilia a análise dos valores instantâneos da tensão recuperada do detector de Relação:
 - a análise de corrente e tensão para o secundário de T1 no Detetor de Relação, podem ser consideradas idênticas àquelas apresentadas para o detector de fase Foster-Seeley.

- as relações de tensão no circuito da figura 16.b resultam em:

carga instantânea sobre C_4 : $V_{gf} = |S(t) + V_{bc}|$

admitindo-se $R_1 = R_2$: $V_{R_2} = \frac{|S(t) - V_{ca}| + |S(t) + V_{bc}|}{2}$

portanto, sinal demodulado : $s(t) = V_{gf} - V_{R_2} = \frac{|S(t) + V_{bc}| - |S(t) - V_{ca}|}{2}$

- Análise fasorial para as três circunstâncias principais da frequência instantânea do sinal aplicado à entrada do demodulador é similar ao caso anterior, vide figura 15, resultando, neste caso em:

- diagrama fasorial para o caso onde a $\omega_{in} = \omega_o$ (L2, C2 e L1, C1):

$$|S(t) + V_{bc}| = |S(t) - V_{ca}| \quad \therefore s(t) = 0$$

- (b) diagrama fasorial para o caso onde a $\omega_{in} > \omega_o$:

$$|S(t) + V_{bc}| > |S(t) - V_{ca}| \quad \therefore s(t) > 0$$

- (c) diagrama fasorial para o caso onde a $\omega_{in} < \omega_o$:

$$|S(t) + V_{bc}| < |S(t) - V_{ca}| \quad \therefore s(t) < 0$$

- grande **vantagem** do demodulador de Relação (sobre os anteriores): detector age como limitador, pois:
 - o capacitor C5 se mantém com sua carga praticamente constante, o circuito torna-se insensível às variações de amplitude do sinal modulado, detendo-se exclusivamente nas variações de frequência instantânea.
 - ainda: a tensão contínua sobre R_1 ou R_2 pode ser usada como amostra da estabilidade de frequência do oscilador local do receptor e controlá-lo, mediante uma realimentação (Controle Automático de Frequência, CAF)

6.4 Discriminadores de Pulso

- abordagem diferente para demodulação de sinais FM, figura 17.
- detector cruzamento: gera pulso toda vez que for detectado um cruzamento em zero
- discriminador de período: determina o período entre cruzamentos alternados de zeros.
- conversor T-V converte a informação de período em uma sinal analógico (tensão proporcional)

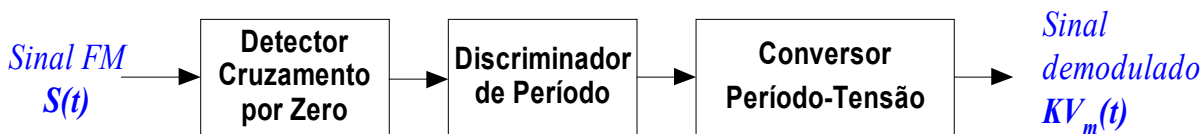


Fig.17. Diagrama de blocos de um discriminador de pulsos

6.4.1 Dois métodos de implementação para o Discriminador de Pulso

Método 1:

- comparador de tensão: tem função de limitador de amplitudes

DEEL - Telecomunicações

- Toda vez que o sinal de entrada faz passagem por zero ascendente ($- \rightarrow +$), o conteúdo do contador é transferido para o conversor D/A e o contador é ressetado. A taxa de incremento do contador é constante e igual à freq de clock.
- o conteúdo do contador é proporcional ao tempo desde a última passagem por zero ascendente do sinal de entrada.
- conversor D/A gera um sinal analógico proporcional ao período (ou freq) dado pelo contador.

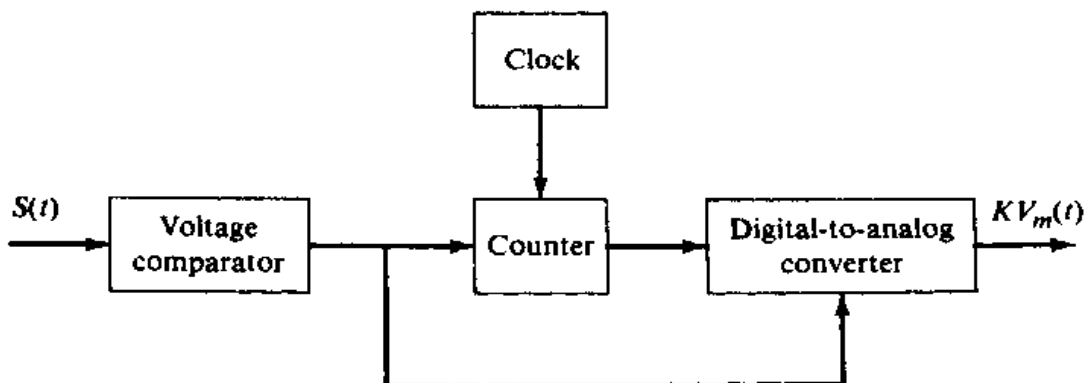


Fig.18. Método 1: diagrama de blocos de um discriminador de freq por pulso

DEEL - Telecomunicações

Método 2:

- para cada sinal de disparo (trigger) à entrada do multivibrador monoestável \Rightarrow este gera um pulso positivo de duração constante.
- Quando o monoestável for disparado com um sinal de freq igual à da portadora \Rightarrow pulso com ciclo ativo igual a 50% (pulso quadrado).
- o último bloco consiste de circuito que calcula o valor médio deste pulso.
 - No caso $T_{S(t)} = T_{carrier} \Rightarrow V_o = 0V$
 - se $T_{S(t)} < T_{carrier} \Rightarrow$ saída do multivibrador terá um Duty cycle $> 50\%$, figura 20 $\Rightarrow V_o > 0V$
 - e se $T_{S(t)} > T_{carrier} \Rightarrow$ saída do multivibrador terá um Duty cycle $< 50\%$ $\Rightarrow V_o < 0V$

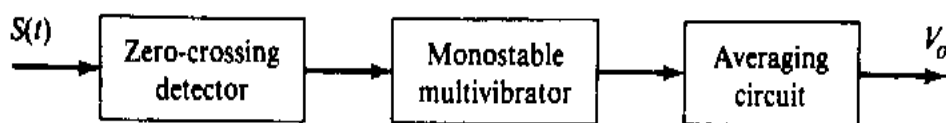


Fig.19. Método 2 para o discriminador de pulso

DEEL - Telecomunicações

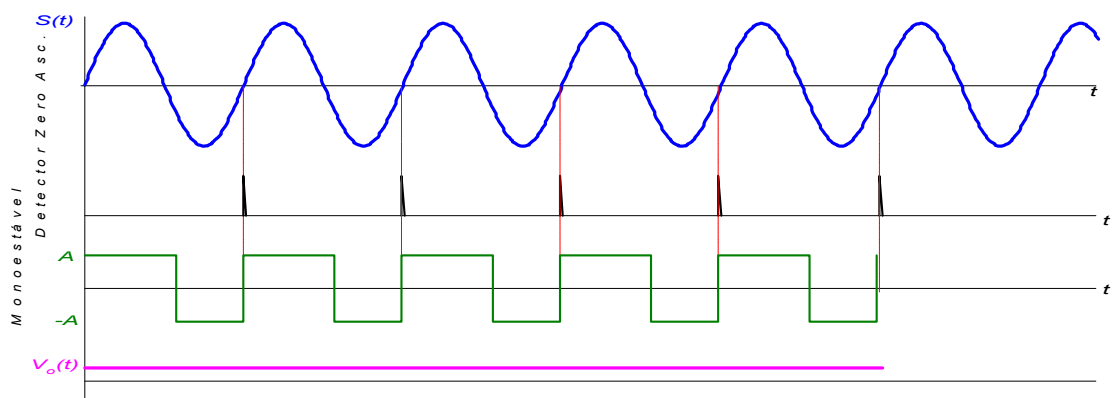


Fig.20. Formas de onda para o discriminador de pulso - método 2. Neste caso, $\omega_{in} > \omega_c$

6.4.2 Trade-off para os esquemas Discriminadores de Pulsos

- **Vantagem** do Discriminador de Pulso: bastante insensível à modulação de amplitude
- **Desvantagens** (em relação aos discriminadores de relação):
 - limitado à velocidade dos circuitos digitais associados;
 - aumento de complexidade do hardware

DEEL - Telecomunicações

6.5 Demodulador a PLL

- A malha básica de um PLL, figura 21.b consiste de um detetor de fase, de um filtro passa baixas e de um oscilador controlado por tensão (VCO)
- O VCO gera uma na freqüência igual à de entrada; neste caso, na freqüência intermediária. O detetor de fase compara a freqüência do VCO e a freqüência de entrada, modulada em freq e, então, desenvolve uma tensão de erro, que é proporcional a diferença de freqüência e que segue o sentido desta diferença. Este sinal de erro é, então, aplicado ao filtro passa baixas (no PLL tipo II).
 - o filtro determina várias das características dinâmicas do PLL. Ele estabelece a faixa de freqüência na qual a malha alcançará e manterá sua fase (**faixa de captura e retenção**, respectivamente).
 - o filtro também determina a velocidade de resposta da malha, para as variações da freqüência de entrada.
- A tensão de erro do filtro é, então, usada para controlar o VCO. Por exemplo, se a freqüência de entrada se desvia acima da freqüência do VCO, uma tensão de erro é gerada pelo detetor de fase. Esta tensão é filtrada e aplicada ao VCO. Portanto, a tensão de erro faz com que o VCO aumente sua freqüência, de forma que ela se torne

DEEL - Telecomunicações

igual a freqüência de entrada. Quando o sinal de entrada é modulado em freqüência, o VCO tentará seguir os desvios de freqüência deste sinal e, como resultado, a tensão de erro é uma cópia exata do sinal modulante.

- O PLL segue a freq de referência, ω_{ref} (sinal modulado em freq) resultando em um ΔV_c proporcional ao sinal modulador em freqüência, caso a freq do sinal modulante (áudio) seja muito menor que a freq de corte do PLL, $\omega_m \ll \omega_x$. Assim,

VARIAÇÕES LENTAS DE FREQ \Rightarrow PLL ACOMPANHA A REFERÊNCIA

(= sinal mod em freq)

- **Vantagens do PLL:**
 - excelente performance,
 - baixo custo
 - necessidade de poucos componentes externos.
 - elimina os caros indutores e transformadores
 - simplifica muito o processo de sintonia.

DEEL - Telecomunicações

6.5.1 Demodulador PLL tipo I

- para variações lentas em ω_{ref} , o PLL tenta seguir estas referências:
 - entrada (FM modulado por um único tom):

$$\omega_{ref} = \underbrace{\omega_0}_{\text{freq. VCO do modulador, repouso}} + \underbrace{\Delta\omega_p \cos \omega_m t}_{\Delta\omega_{in}}$$

- a diferença de freq instantânea entre o VCO e a entrada:

$$\Delta\omega = \omega_c - \Delta\omega_{in}$$

- Na figura 21.a, a tensão V será proporcional à freq de referência (sinal modulado em freq de entrada):

$$\Delta V = -K_d \Delta\phi = -K_d \frac{\Delta\omega}{s} = -\frac{K_d}{s} (\omega_c - \Delta\omega_{in}) = -\frac{K_d}{s} (K_c \Delta V - \Delta\omega_{in})$$

$$\Delta V = \Delta\omega_{in} \frac{K_d}{s + K_d K_c}, \quad \text{com } \omega_x = K_d K_c, \text{ resulta}$$

$$\Delta V = \frac{\Delta\omega_{in}}{K_c} \frac{\omega_x}{s + \omega_x}$$

DEEL - Telecomunicações

- **Excitação periódica:** $\Delta\omega_{in} = \Delta\omega_p \cos \omega_m t = \Delta\omega_p \exp j\omega_m t$; e $s \rightarrow j\omega_m$

$$\Delta V = \frac{\Delta\omega_p \exp j\omega_m t}{K_c} \frac{\omega_x}{j\omega_m + \omega_x}$$

cujo módulo e fase são dados por:

$$|\Delta V| = \frac{\Delta\omega_p}{K_c} \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega_m}{\omega_x}\right)^2}} \text{ e } \theta = \omega_m t - \underbrace{\tan^{-1} \frac{\omega_m}{\omega_x}}_{\psi}$$

com ψ = defasagem entre a modulação e o sinal demodulado.

- Caso a freq do sinal modulante for muito menor que a freq de corte do PLL, $\omega_m \ll \omega_x$, então

$$\Delta V \cong \frac{\Delta\omega_p}{K_c} \cos \omega_m t$$

a saída reproduz a freq do sinal modulante ω_m

- **Restrição de fase para o Demodulador FM com PLL-I**

- utilizando o mesmo detector de fase triangular com resposta dado na figura 7.b,

DEEL - Telecomunicações

- admitindo ponto de operação em $\phi = \frac{\pi}{2} rad$, resulta:

$$|\Delta\phi|_{\max} < \frac{\pi}{2} rad$$

- como

$$\Delta\phi = -\frac{\Delta V}{K_d} = -\frac{\Delta\omega_{in}}{K_d K_c} \frac{\omega_x}{s + \omega_x} = -\frac{\Delta\omega_{in}}{s + \omega_x}$$

para excitação senoidal, o módulo resulta:

$$|\Delta\phi| = \frac{\Delta\omega_p}{\sqrt{\omega_m^2 + \omega_x^2}}$$

onde $|\Delta\phi|_{\max}$ ocorre para $\omega_m \rightarrow 0$

$$|\Delta\phi|_{\max} = \frac{\Delta\omega_p}{\omega_x} < \frac{\pi}{2} rad$$

Finalmente, a **restrição de linearidade de fase** é dada por:

$$\omega_x > \frac{2}{\pi} \Delta\omega_p$$

e para que a resposta em freq do demodulador FM PLL-I seja plana é necessário

que

$$|\omega_m|_{\max} < \omega_x$$

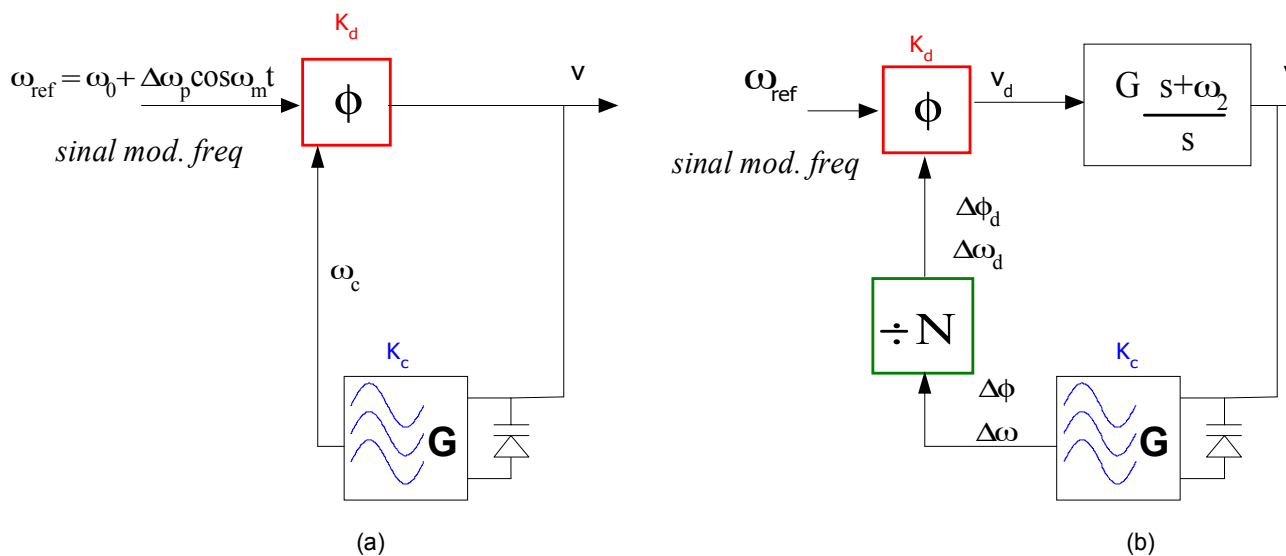


Fig.21. Demodulador de FM empregando (a) PLL tipo I; (b) PLL tipo II

6.5.2 Demodulador PLL tipo II

- figura 21.b apresenta o demodulador PLL–II
- inclusão do integrador
- condição para resposta plana em freq do demodulador FM PLL–II:

$$|\omega_m|_{\max} < 2\zeta\omega_n,$$

onde $\omega_n = \sqrt{\frac{G\omega_x\omega_2}{N}}$; $\omega_x = K_c K_d$; $\zeta = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{G\omega_x}{N\omega_2}}$ sendo $1 \leq \zeta \leq 3$

- Caso $\omega_m \ll 2\zeta\omega_n$, então:

$$\Delta V_c \cong \frac{1}{K_c} \Delta\omega_p \cos \omega_m t$$

\Rightarrow a saída reproduz o sinal modulante.

- **Restrição de fase.** Analogamente ao tipo I,
 - ponto de operação em $\phi = \frac{\pi}{2} rad \Rightarrow |\Delta\phi|_{\max} < \frac{\pi}{2} rad$

$$|\Delta\phi|_{\max} = \frac{\Delta\omega_p}{2\zeta\omega_n} < \frac{\pi}{2} rad$$

DEEL - Telecomunicações

Finalmente, a **restrição de linearidade de fase** é dada, para uma excitação senoidal, por:

$$|\omega_m|_{\max} < 2\zeta\omega_n \quad (\text{sem divisor})$$

ou, quando há divisor de freqs:

$$|\omega_m|_{\max} < \frac{2\zeta\omega_n}{N} \quad (\text{com divisor freq por } N)$$

- **Exemplo de PLL monolítico:** A figura 22 ilustra um típico circuito integrado PLL, o **NE 565** da SIGMETICS.
 - R1 e C1 são usados para estabelecer a faixa de frequência de operação do VCO.
 - C2 e o resistor interno de 3K6 formam o filtro passa baixas, RC.

A única diferença entre este circuito e o diagrama de blocos da figura 21.b é o amplificador DC, que alimenta a tensão do sinal de erro.

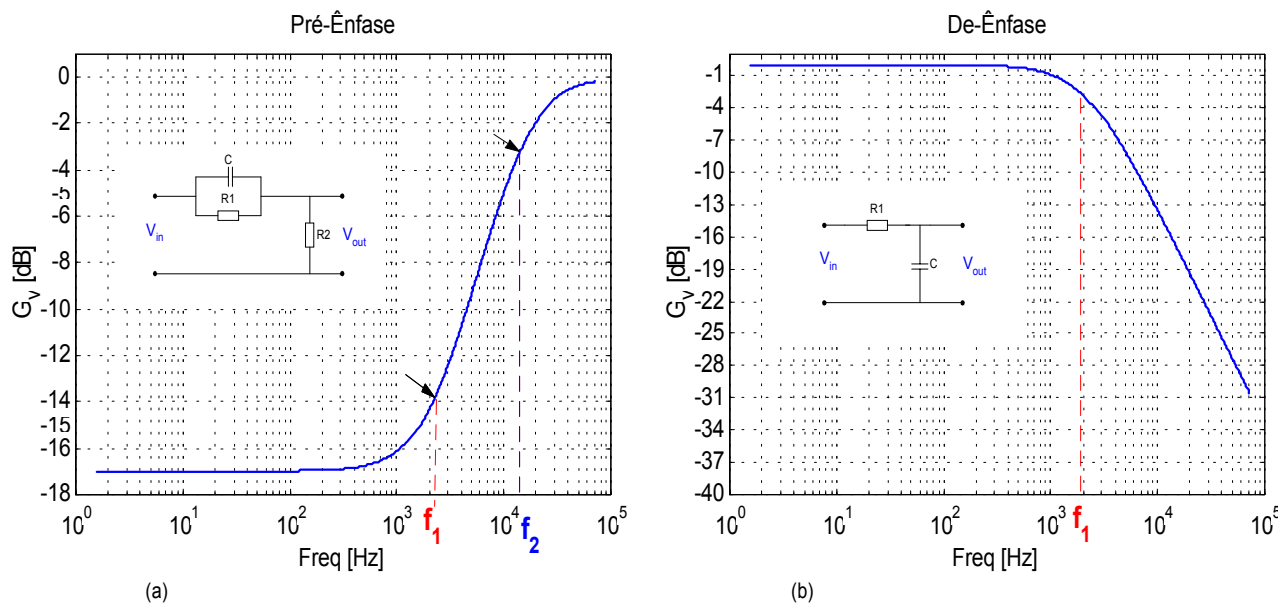


Fig.23. Circuito e resposta em freq para (a) Pré-Ênfase; (b) De-Ênfase.

- – Dois padrões de constantes de tempo para enfatização FM adotados em todo o mundo:

DEEL - Telecomunicações

- * norma americana da FCC: $R_1C = 75\mu s$ (utilizado na fig 23) $\Rightarrow f_1 = 2122Hz$
- * norma japonesa do JIS (Japanese Industrial Standard),: $R_1C = 50\mu s$.
 $\Rightarrow f_1 = 3183Hz$
- * $f_2 = 15KHz$ (= máxima frequência do sinal modulante)
- No **receptor**: necessidade de se desfazer a enfatização que foi dada à informação, realizada no transmissor, mediante o processo chamado **De-ênfase**, figura 23.b.

$$f_1 = \frac{1}{2\pi R_1 C} \quad \text{frequência de início de atuação da dê-ênfase}$$

- * No caso de De-Ênfase, não é necessário que exista uma frequência de término de atuação \Rightarrow frequências acima de $15KHz$ não são nem mesmo transmitidas.
- * as constantes de preênfase e deênfase devem ser necessariamente iguais.

7 Topologias para um sistema de transmissão FM

- moduladores analisados até aqui têm uma característica em comum (não muito desejável):
 - têm uma região linear de operação relativamente pequena → pequenos índices de modulação → sistemas de faixa estreita (FMFE)
 - pode-se obter um sinal modulado em freq de faixa larga (FMFL) a partir de um FMFE

7.1 FM de Banda Larga - Método Indireto

- Obtenção de um FM Banda larga a partir de um modulador Banda Estreita é obtida mediante a multiplicação de freqs.
- Do sinal modulado em freq, eqs (1) e (2):

$$S(t) = A \cos [\omega_c t + K_o \sin \omega_m t]$$

com $V_m(t) = B \sin \omega_m t$ e $K_o = KB$

DEEL - Telecomunicações

- realizando a multiplicação da freq deste sinal por um fator n :

$$S^n(t) = A \cos [n\omega_c t + nK_o \sin \omega_m t]$$

tanto a freq da portadora quanto o índice de modulação ficam multiplicados pelo fator "n".

- como desvio de freq

$$\Delta f = \beta f_m$$

para uma mesma frequência do sinal de informação pode-se, pela multiplicação de frequência, provocar um desvio de frequência maior no sinal modulado, figura 24.

- Com o propósito de se obter no amplificador de potência um sinal modulado em freq na faixa de $88MHz$ a $108MHz$ e $\Delta f \approx 75KHz$, desvio máximo permitido na radiodifusão comercial, partindo-se de:
 - oscilador a cristal de $2MHz$ e um desvio de frequência de $1,56KHz$ provocado pelo sinal modulante;
 - após a passagem pelo conjunto de multiplicadores com fator de multiplicação total igual a $M = M_1 \times M_2 \times \dots \times M_x$, teremos

DEEL - Telecomunicações

$$f_c = 96MHz$$

$$\Delta f = 74,88KHz$$

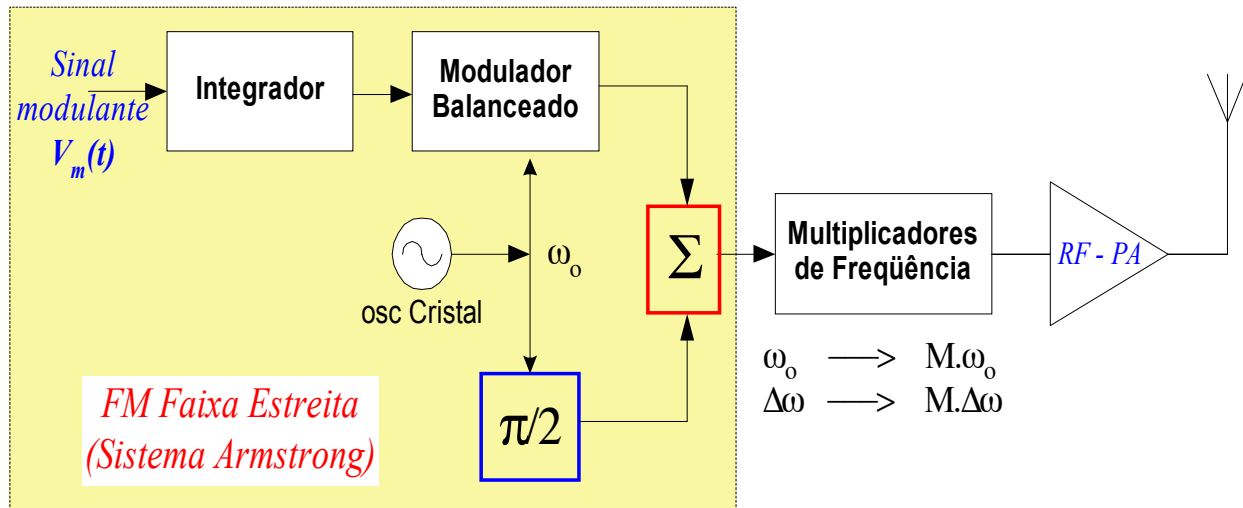


Fig.24. Diagrama de blocos de um transmissor FM básico de Banda Larga a partir de um FM Banda Estreita (sistema Armstrong) + multiplicadores de Freq

- Etapas **multiplicadoras de freq:**

- são amplificadores classe C em cascata, que geram harmônicos do sinal de entrada e filtram apenas o harmônico desejado, bloqueando os demais (serão vistos em detalhes na Unid.7 - Multiplicadores de frequência)
- facilidade na obtenção de multiplicadores por 2, 3 ou 4
- à medida que cresce a ordem do harmônico, mais difícil fica a sua recuperação (menor energia),
- sendo portanto os multiplicadores limitados, na maioria das aplicações, a $4\times$ ou $5\times$
- Para maiores fatores de demultiplicação, o usual é um arranjo com vários circuitos em cascata.

7.2 FM de Banda Larga - Método Direto (modulador à varicap)

Outra maneira de se fazer a transmissão FM banda larga, considerada um pouco mais eficiente, pela sua estabilidade na frequência da portadora é o processo de obtenção do método direto (modulador com varicap), colocado em uma **malha de travamento de fase**, conhecida por P.L.L (**Phase Locked Loop**), figura 25.

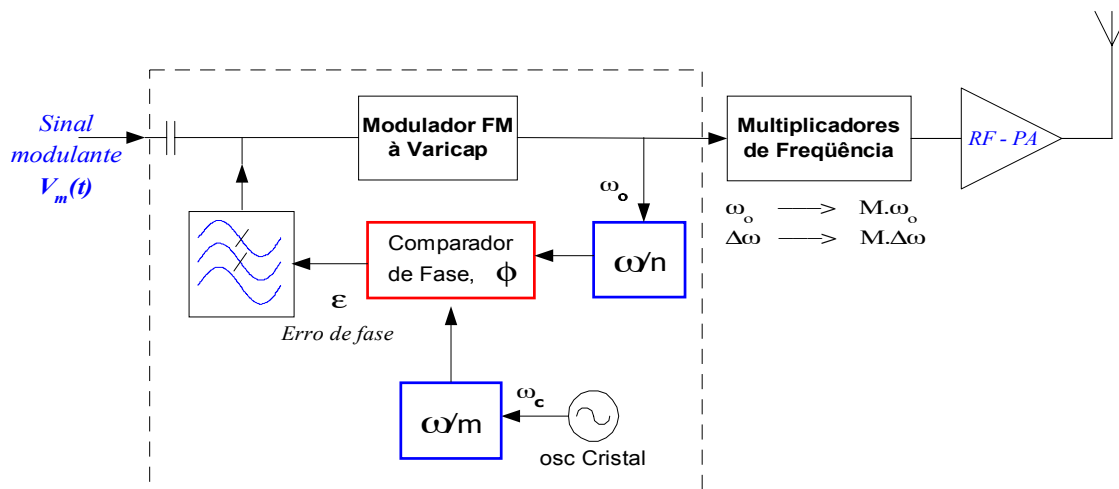


Fig.25. Modulador FM com PLL

DEEL - Telecomunicações

- Em um PLL., o oscilador a cristal não precisa ter, necessariamente, a mesma frequência da portadora (caso isso aconteça, teremos $m = n$, na figura 25), pois a comparação de fase é feita após as divisões por n e m que igualam essas duas frequências.
- modulador FM à Varicap \rightarrow índice de modulação baixo
- o erro de fase ε varia proporcionalmente à amplitude do sinal de áudio aplicado:
 - como o valor médio deste sinal é nulo (filtrado pelo capacitor), basta projetar o filtro passa-baixas para responder não às variações do áudio, mas sim ao seu valor médio.
 - caso o valor médio se mantenha nulo, a malha não atua, mas a partir do momento em que houver variação na frequência da portadora, o P.L.L. corrija essa variação pelo valor DC aplicado ao modulador FM.
 - * melhora a estabilidade do circuito modulador FM
- os circuitos **multiplicadores de freq** nem sempre são suficientes para se obter o desvio de frequência e a portadora desejados, a partir de um sinal já modulado em FM, com índice de modulação baixo.

DEEL - Telecomunicações

→ alternativa uso de Heterodinação

7.3 Transmissor Heteródino para FM - Banda Larga

- consiste em passar o sinal modulado por um **Misturador**.
 - **altera-se a frequência de portadora sem modificar o desvio de frequência do sinal**, figura 26.
 - este processo, torna independente os fatores de multiplicação da frequência de portadora e do desvio de frequência.
 - * após o misturador, pode-se ter uma frequência central maior ou menor, mantendo o mesmo desvio de frequência, evitando os problemas:
 - * **caso A** - para se obter o desvio de frequência necessário seria necessário um fator de multiplicação tão grande que a frequência de portadora ficaria acima da desejada;
 - * **caso B** - pode-se fazer necessário um fator de multiplicação tão pequeno para o desvio de frequência que a portadora não chegaria a atingir o valor desejado.
 - * mais comumente o processo de heterodinação FM resulta em um sinal FM de banda larga;

DEEL - Telecomunicações

- O processo por heterodinação é utilizado em emissoras de radiodifusão comercial de FM e também em transmissores profissionais de micro-ondas.

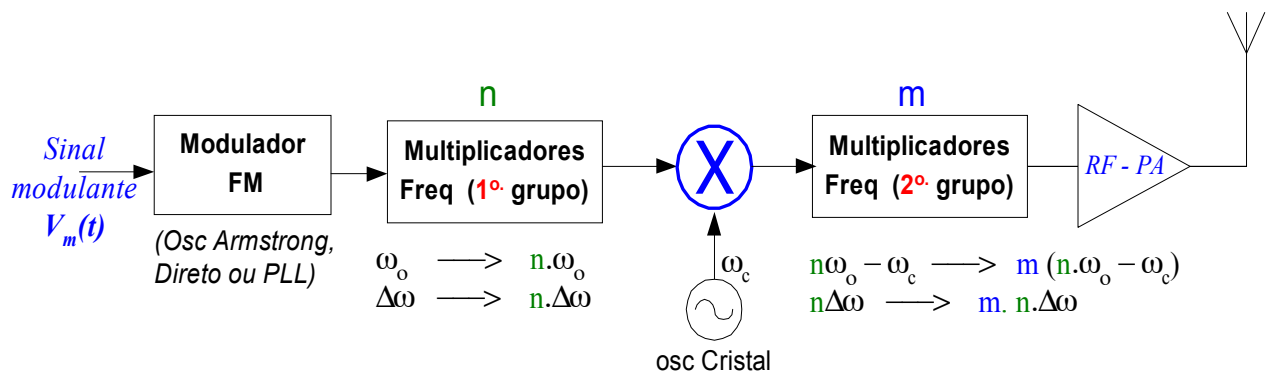


Fig.26. Transmissor FM Heteródino (banda estreita)

DEEL - Telecomunicações

7.4 Determinação da Constante do Modulador FM

- A figura 27.a mostra um circuito modulador FM pelo método direto a varicap;
- a figura 27.b apresenta a porção linear da curva de transferência do varicap $\Delta C \times \Delta V$

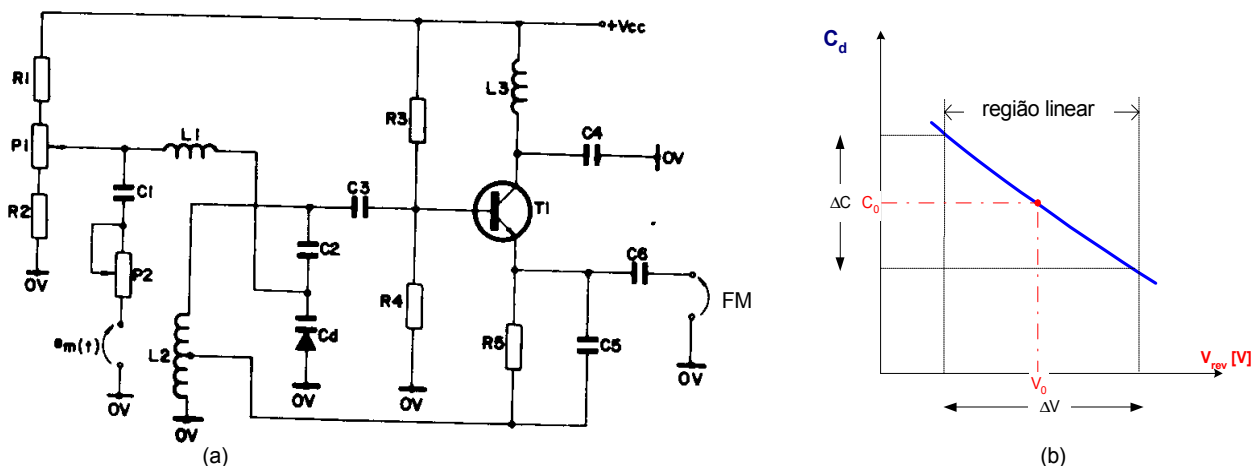


Fig.27. (a) Oscilador Hartley como modulador FM - método direto; C_1 = capacitor de bloqueio; P_2 = sensibilidade do circuito ao sinal modulante; $C_d \ll C_2$. (b) Curva característica do Varicap mostrando a região linear.

DEEL - Telecomunicações

• Constante do Modulador FM - método Direto

- freq de oscilação

$$f_i = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_2 C}} \cong \frac{1}{2\pi\sqrt{L_2 C_d}}; \quad \text{com } C = \frac{C_2 C_d}{C_2 + C_d}, \quad \text{uma vez } C_2 \gg C_d$$

- **Ausência de sinal modulante:** tensão e capacitância do varicap: V_0 e C_0 ; a freq angular instantânea será:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_2 C_0}}$$

- aplicando-se um sinal modulante $V_m(t)$: $\Rightarrow \Delta V \rightarrow \Delta C$ e a freq instantânea será

$$\omega_i = \omega_0 + \Delta\omega = \frac{1}{\sqrt{L_2 (C_0 + \Delta C)}} = \frac{1}{\sqrt{L_2 C_0 \left(1 + \frac{\Delta C}{C_0}\right)}}$$

Desenvolvendo:

$$\omega_0 + \Delta\omega = \frac{1}{\sqrt{L_2 C_0}} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{\Delta C}{C_0}}} = \frac{\omega_0}{\sqrt{1 + \frac{\Delta C}{C_0}}} \quad (14)$$

DEEL - Telecomunicações

Para pequenos valores de $\frac{\Delta C}{C_0} < 0,3$, vale a aproximação: $\left(1 + \frac{\Delta C}{C_0}\right)^{-0,5} \approx 1 - \frac{\Delta C}{2C_0}$.
Portanto a equação (14) pode ser reescrita:

$$\omega_0 + \Delta\omega = \frac{\omega_0}{\sqrt{1 + \frac{\Delta C}{C_0}}} \cong \omega_0 \left(1 - \frac{\Delta C}{2C_0}\right); \quad \text{para } \frac{\Delta C}{C_0} < 0,3$$

$$\Delta\omega \cong -\omega_0 \frac{\Delta C}{2C_0}$$

- a equação (2), $\omega(t) = \omega_c + K_o V_m(t)$, indica que $V_m(t)$ provoca um ΔV . Portanto, a freq instantânea nesta condição será:

$$\omega_i = \omega_c + K_o \Delta V$$

Finalmente, a **Constante do Modulador FM** será

$$K_o = \frac{\omega_i - \omega_c}{\Delta V} = \frac{\Delta\omega}{\Delta V} \cong \frac{-\omega_0}{2C_0} \underbrace{\frac{\Delta C}{\Delta V}}_{K_{varicap}} \quad (15)$$

8 Topologia para o Receptor de FM

Forma básica para um receptor de frequência modulada pode ser visto na figura 28.

- **Antena** - Um receptor pode ter, basicamente, dois tipos de antenas:
 - **telescópica**: comum em receptores portáteis
 - * devido à sua impedância de $\approx 75\Omega \rightarrow$ conexão é feita diretamente ao amplificador de RF, figura.29.a
 - **antena externa**,: em receptores residenciais de melhor qualidade.
 - * impedância de 75Ω (desbalanceada \rightarrow uso cabo coaxial)
 - * impedância de 300Ω (uso cabo paralelo balanceado), figura.29.b
 - rejeição de ruído de modo comum: nos cabos balanceados, sinais e ruído em cada condutor resultam em fases opostas em relação ao terra.
 - * BALUN (Balanced-Unbalanced): transformador de RF capaz de "casar" uma linha balanceada com uma desbalanceada (ex: $300\Omega \Leftrightarrow 75\Omega$)
 - arranjo de transformadores com enrolamento bifilares, figura 30

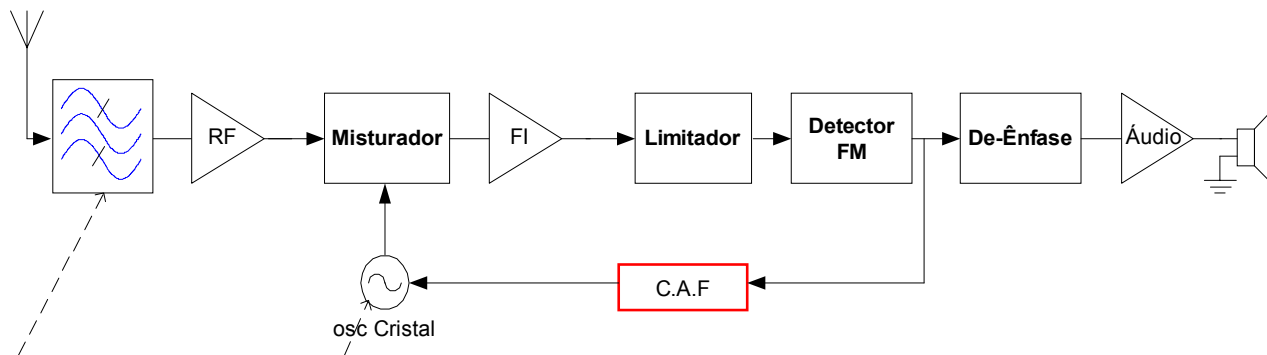
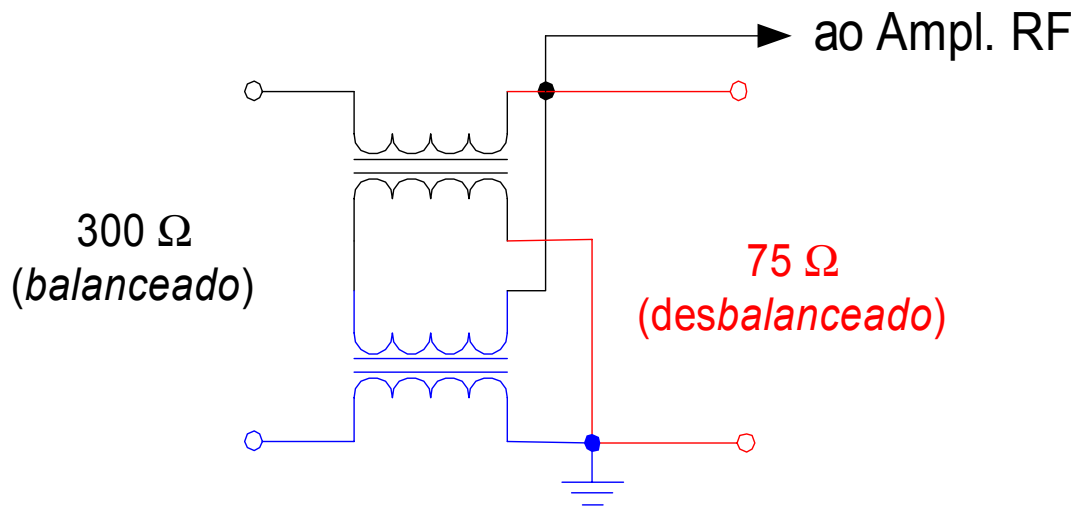


Fig.28. Receptor FM



Fig.29. circuitos de entrada para antenas (a) telescópica; (b) cabo de 300Ω

DEEL - Telecomunicações

Fig.30. Transformador Balanceado \longleftrightarrow Desbalanceado (Balun)

DEEL - Telecomunicações

9 FM Estéreo

A palavra estéreo, ou estereoscópio, originalmente referia-se a uma técnica fotográfica especial usada para dar ao observador a impressão de uma cena tridimensional. Isto foi feito tomando-se duas fotos do mesmo objeto tiradas de ângulos diferentes. Quando uma foto é vista por um olho e a outra foto pelo outro olho tem-se como resultado a aparência de uma imagem tridimensional. Exatamente esta mesma técnica é usada para áudio esteriofônico. A mesma fonte de som é gravada de dois ângulos diferentes, neste caso, do lado esquerdo e do lado direito. Quando a gravação é reproduzida, por alto falantes direcionados aos ouvidos esquerdo e direito, tem-se a aparência de uma fonte sonora tridimensional.

- A adaptação de uma emissora de som estéreo apresenta dois problemas:
 - um sistema usado para transmitir sinais estéreo tem que ser compatível com receptores monofônicos.
 - o sinal estéreo tem de ser transmitido com uma largura de faixa de no máximo 200 KHz (padronização e regulamentação do espectro)
- sistema **FM Estéreo** aprovado foi o que usou o **esquema de multiplexação por divisão de frequência**.

DEEL - Telecomunicações

- manter a compatibilidade com os receptores monofônicos, o sistema estéreo multiplexado transmite:
 - * **sinal $L + R$** : ambos os canais, direito e esquerdo, em suas frequências de áudio normais, 50 Hz a 150 KHz.
 - * **sinal $L - R$** : obtido usando **um sinal de portadora suprimida de dupla banda com 38 KHz de subportadora**.
 - dificuldade de demodulação sem um sinal de sincronismo \Rightarrow **portadora piloto especial** é transmitida em 19 KHz , exatamente a metade da frequência da subportadora.
 - **espectro do sinal estéreo multiplexado resultante**, figura 31
 - * sinal multiplexado \Rightarrow modula o transmissor da emissora de FM.
- **Sinal Demodulado**: mesmo espectro da figura 31.
 - **receptor monofônico**, terá sua resposta de áudio limitada em 16 ou 17 KHz
 - * \Rightarrow apenas sinal $L + R$, reproduz **ambos** os canais de áudio, mas sem separação estereofônica. (Compatível)
 - **receptor estereofônico** \Rightarrow circuitos de demultiplexação obtém a separação dos canais de áudio direito e esquerdo.

DEEL - Telecomunicações

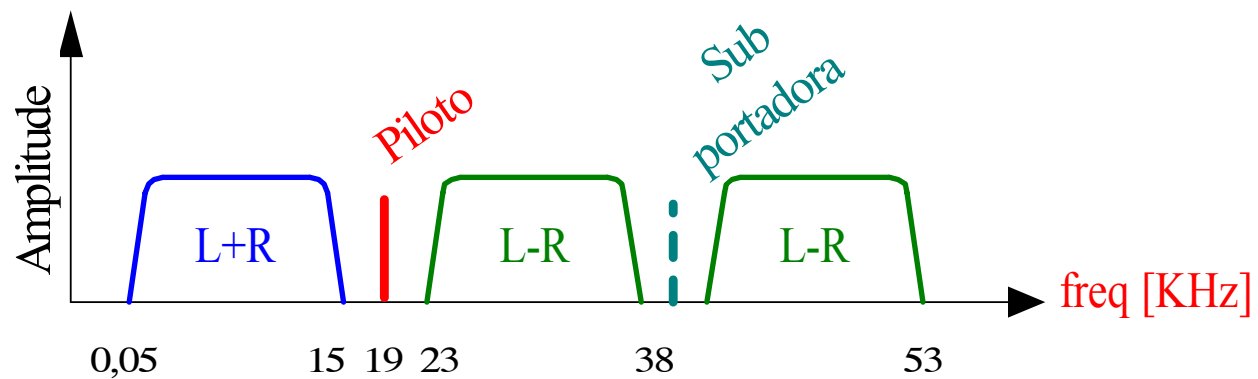


Fig.31. Espectro de um sinal FM Estéreo Multiplexado. Canais L-R em torno da subportadora suprimida (28KHz) caracteriza uma modulação AM DSB/SC.

DEEL - Telecomunicações

9.1 TRANSMISSOR FM ESTÉREO

Diagrama de blocos de um transmissor estéreo multiplexado típico é mostrado na figura 32.

- Há um microfone e um pré-amplificador para ambos os canais direito e esquerdo. Ambos os sinais direito e esquerdo são imediatamente aplicados a um amplificador somador "A". Sua saída é uma **mistura linear** de dois canais \Rightarrow sinal $L + R$. Operação semelhante é empregada para obter o sinal $L - R$.
- O sinal $L - R$ é aplicado a um modulador balanceado, juntamente com a **portadora de 38KHz**, derivada de um oscilador de 19KHz, usando um dobrador de frequência.
- finalmente, o modulador do transmissor FM recebe os sinais
 - $L - R$ modulado em amplitude com portadora de 38KHz suprimida (saída do modulador balanceado)
 - sinal $L + R$ atrasado (compensar o atraso do modulador balanceado)
 - sinal piloto de 19 KHz com amplitude reduzida tal que provoque um desvio de 7,5KHz na freq da portadora, ou seja, 10% do máximo desvio permitido.
 - Característica do sinal FM estéreo:

DEEL - Telecomunicações

- * desvio máximo de freq: $\Delta f_{\max} = 75\text{KHz}$
- * máxima freq do sinal modulante: $f_{m_{\max}} = 53\text{KHz}$
- * índice de modulação:

$$\beta^{\text{stereo}} = \frac{\Delta f_{\max}}{f_{m_{\max}}} \simeq 1,5$$

- * Largura de banda ocupada:

$$BW^{\text{estéreo}} = 2(\Delta f_{\max} + f_{m_{\max}}) = 256\text{KHz}$$

correspondendo a um canal maior que o reservado para o FM monofônico !!!

- Existe ainda uma porção no espectro do sinal FM estéreo, não mostrado na figura 31, denominada faixa SCA (Secondary Communication Authorization), localizada no intervalo 60KHz a 74KHz . Características:
 - * serviço com transmissão opcional;
 - * portadora em 70KHz , modulada em FM com largura de banda de 14KHz (isto é, $\pm 7\text{KHz}$);
 - * apenas algumas emissoras transmitem este sinal, conhecido como canal de "só música".

DEEL - Telecomunicações

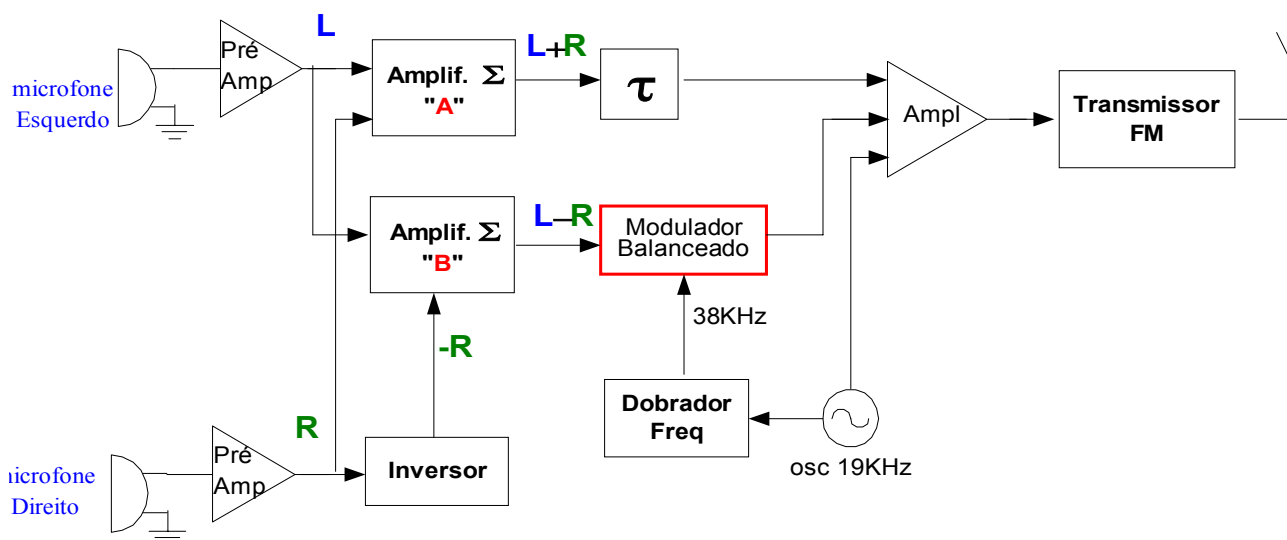


Fig.32. Multiplexação em freq de um sistema FM Estéreo

DEEL - Telecomunicações

9.2 RECEPTOR FM ESTÉREO

Um diagrama de blocos de um receptor estéreo multiplexado típico utiliza:

- sintonizador FM convencional (monofônico) e um demodulador FM → recuperam o sinal estéreo multiplexado.
- Demultiplexagem é obtida a partir de filtros. Estes são usados para separar as componentes básicas do sinal.
 - filtro **passa baixas** → sinal $L + R$ (entre 50 Hz e 15 KHz).
 - * facilmente realizável com circuito RC
 - filtro **passa banda** (23 a 53 KHz) → separa o sinal $L - R$ AM-DSB/SC.
 - * este filtro pode ser um circuito duplamente sintonizado com acoplamento super-crítico
 - filtro **passa banda** (19 KHz) → separa o **sinal da portadora piloto FM**
 - * circuito sintonizado simples, pois dispõe de uma faixa de $\pm 4 KHz$ (não abrupto), não sendo difícil obter esta característica com circuito LC
- **sinal piloto de 19 KHz** → aplicado a um dobrador visando **recuperar a fase e**

DEEL - Telecomunicações

frequência da subportadora (38 KHz). Esta é acoplada ao modulador balanceado, para obter o sinal $L - R$.

- sinais demodulados $L + R$ e $L - R$ são combinados visando a **separação dos canais L e R**. Entre os possíveis métodos tem-se:
 - método **somador-subtrator**, figura 33;
 - método com **rede matricial Decodificadora**, figura 34.a.

9.2.1 Método Somador-Subtrator

Neste método, o sinal $L - R$ (modulado AM-DSB/SC) é demodulado, sincronamente a partir da multiplicação da subportadora de 38KHz (obtida via multiplicação freq do sinal piloto), figura 33, resultando um um sinal banda-base $L - R$ que combinado ao sinal $L + R$ em um somador e subtrator resultam:

$$\text{somador:} \quad [L(t) + R(t)] + [L(t) - R(t)] = 2L(t)$$

$$\text{subtrator:} \quad [L(t) + R(t)] - [L(t) - R(t)] = 2R(t)$$

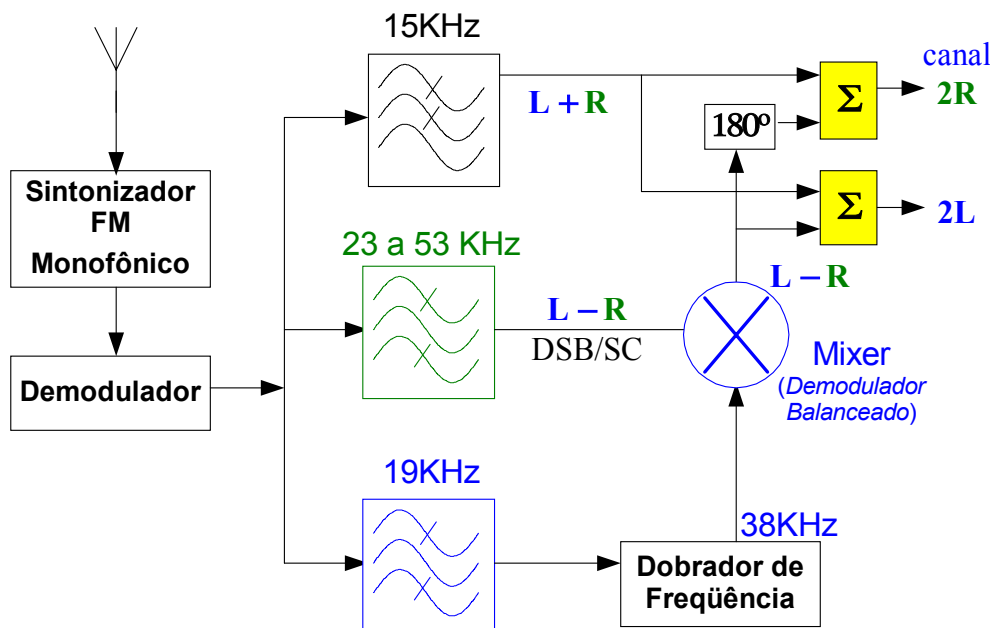


Fig.33. Receptor Estéreo Multiplexado - método Somador-Subtrator na separação dos canais L e R.

DEEL - Telecomunicações

9.2.2 Método com Rede Matricial Decodificadora.

- Sinal $L - R$ modulado (AM-DSB/SC) é somado à subportadora de 38KHz (re-inserção da portadora) \rightarrow AM-DSB
- **Matriz Decodificadora**, figura 34.b, recebe os sinais $L + R$ em banda base e o $L - R$ modulado (AM-DSB):

- circuito é um detector de envoltória do sinal:

$$(L + R)_{\text{Banda Base}} \pm \text{envoltória } (L - R)_{\text{portadora em 38KHz}}$$

sendo que os diodos selecionam a envoltória do sinal $(L - R)$ ora positiva, ora negativa:

- $D1$ seleciona a envoltória positiva de $L - R$ e soma-a ao sinal $L + R$ através de $R1$ e $R3$.
- Em seguida, a célula π , formada por $R5$, $C1$ e $C3$ recupera (FPB) o sinal $2L$ acrescido de um valor médio positivo.
- Analogamente, $D2$ seleciona a envoltória negativa $-(L - R)$ e soma-a ao sinal $L + R$ através de $R2$ e $R4$

DEEL - Telecomunicações

- Filtragem e eliminação do valor médio negativo é obtido forma idêntica ao caso anterior.

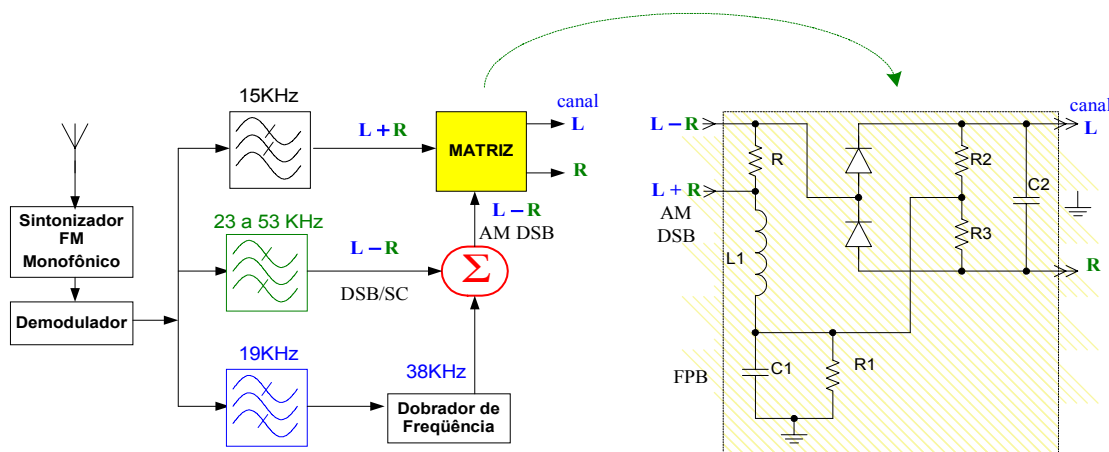


Fig.34. (a) Receptor Estéreo Multiplexado (b) Matriz Simplificada para o Estéreo Multiplexado

Finalmente, os sons estereofônicos resultantes são amplificados e alimentam os altos falantes. O exemplo mostrado aqui é simplificado, na prática existem outras variações de circuitos que implementam a demultiplexagem do sinal FM estéreo demodulado.

DEEL - Telecomunicações

10 Circuitos para Modulação e Demodulação Digital

10.1 Por que Modulação Digital ?

- atualmente, a maior parte dos sistemas de comunicação utilizam modulação / demodulação (Modem) digital
- vantagens sobre a modulação analógica:
 - ↗ capacidade de canal
 - melhor desempenho: transmissão e recepção de informação com maior acurácia (menor BER para um mesmo $\frac{E_b}{N_0}$) em ambiente com ruído (canal AWGN) e distorção (canal com desvanecimento).
 - * *Sistemas analógicos*: cada etapa introduz alguma degradação em S/N .
 - * *Comunicação Digital*: regeneração do sinal sem ruído + código corretor de erro $\rightarrow \forall BER$ desejado (disponibilidade BW)
 - Integração serviços de voz, dados, imagem
 - facilidade de armazenamento da informação para transmissão posterior
 - Eficiência em banda \rightarrow com codificação e decodificação (CODEC) da informação

DEEL - Telecomunicações

- Imunidade a interferência e segurança
- **Sistema:** número finito de formas de onda ou símbolos é transmitida: cada símbolo → representa um ou mais bits.
- Receptor digital \Rightarrow estimar cada símbolo originalmente enviado pelo Tx
 - após a introdução de ruído e distorção no canal
 - não importa a amplitude ou formato (distorção) do sinal recebido: o receptor deve ser capaz de distinguir um símbolo do outro (estimar corretamente)
- Comunicações Digitais: tornam-se robustas devido aos embaralhadores (scramblers)
 - necessários para a prevenção de **interferências dos canais adjacentes**,
 - devido as picos espectrais;
 - surtos de sincronização;
 - transmissão de padrões repetidos;
 - intervalos de silêncio alternados com de transmissão em altas taxas.

DEEL - Telecomunicações

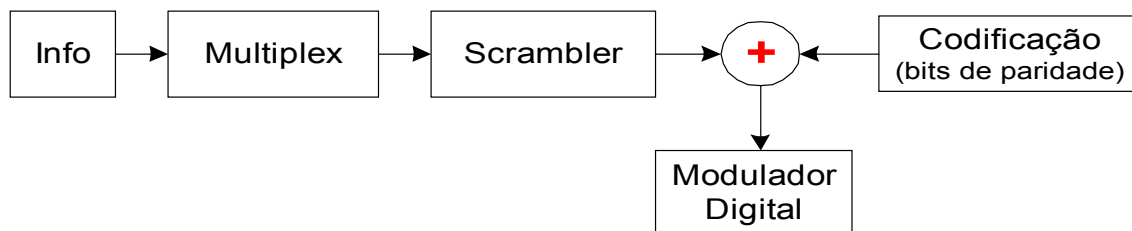


Fig.35. Codificador digital genérico

\Rightarrow é desejável ter um sistema de codificação eficiente em banda e potência.

10.2 Tipos de Modulação/Demodulação (MoDem) Digital

- Modulação em **Amplitude** (ASK = Amplitude Shift Keying): M-ASK; QAM
- Modulação em **Fase** (PSK = Phase Shifting Keying): BPSK; QPSK
- Modulação em **Frequência** (FSK = Frequency Shifting Keying): BFSK e MFSK.
 - CP-FSK = Continuous Phase FSK
 - FFSK = Fast FSK (caso especial de CP-FSK)
- Compromisso **Eficiência em Potência, η_{Pot} X Eficiência espectral, η_{BW}**
- \Rightarrow PSK tem sido extensivamente utilizada:
 - em ambiente AWGN: PSK resulta em vantagem de $3dB$ sobre a ASK \rightarrow mesmo desempenho.
 - Em canal c/ desvanecimento: ASK resulta em maiores erros na detecção (devido às variações de amplitude)

Para a mesma BW, a taxa de informação é dobrada \rightarrow utilizando PSK em quadratura (4 fases ou QPSK)

DEEL - Telecomunicações

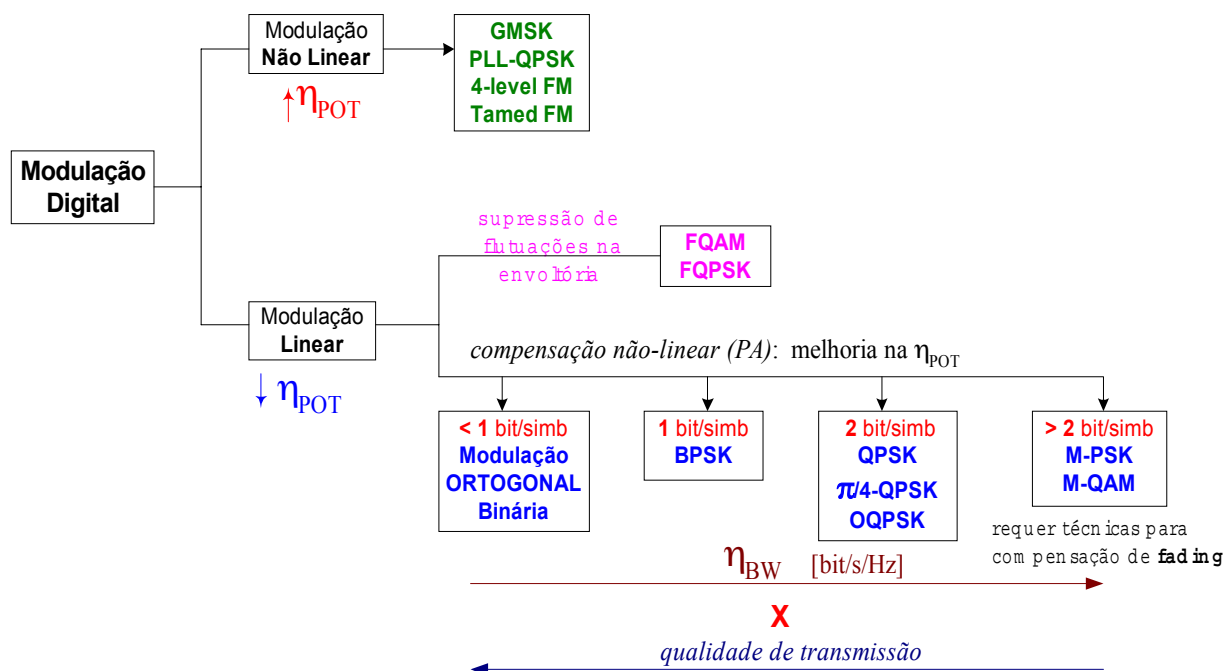


Fig.36. Classificação para esquemas de modulação digital

10.3 Modulação em Amplitude (ASK = Amplitude Shift Keying)

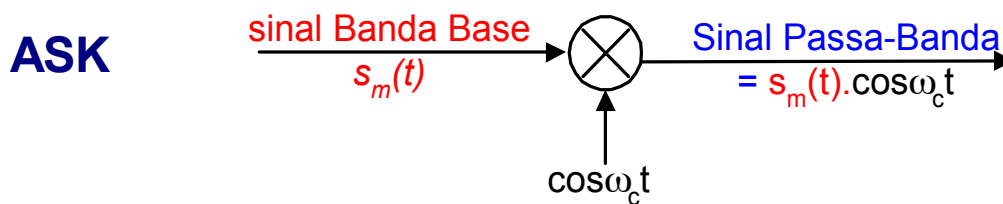


Fig.37. ASK: Modulação em Amplitude de uma portadora senoidal por um sinal banda base PAM.

- modulação digital em banda base PAM, as formas de onda são:

$$s_m(t) = A_m g_T(t) \quad m = 1, 2, \dots, M$$

com $g_T(t)$ = formato do pulso filtrado transmitido \Rightarrow determina a característica espectral do sinal transmitido. A_m = amplitudes discretas do sinal

$$A_m = (2m - 1 - M) \quad m = 1, 2, \dots, M$$

- Espectro dos sinais Banda Base: confinado em $|f| \leq W$, com W = banda de freq ocupada por $|G_T(f)|^2$

DEEL - Telecomunicações

- sinais digitais com formas de onda em banda base $s_m(t)$ são transmitidos através de um canal passa-banda empregando-se modulação amplitude (PAM) via portadora:

$$\begin{aligned} u_m(t) &= A_m g_T(t) \cos(2\pi f_c t) \quad m = 1, 2, \dots, M \\ &= s_m \psi(t) \end{aligned}$$

onde **forma de onda básica do sinal:**

$$\begin{aligned} \psi(t) &= \sqrt{\frac{2}{E_g}} g_T(t) \cos(2\pi f_c t) \\ s_m &= \sqrt{\frac{E_g}{2}} A_m \quad m = 1, 2, \dots, M \end{aligned}$$

- Espectro do sinal modulado em amplitude resulta:

$$U_m(f) = \frac{A_m}{2} [G_T(f - f_c) + G_T(f + f_c)] \quad \text{DSB-SC AM}$$

DEEL - Telecomunicações

10.3.1 Demodulação e Detecção em Amplitude

- demodulação de sinais PAM digitais passa-banda: MF ou **correladores**

- sinal transmitido e recebido:

$$\begin{aligned}Tx : \quad & u_m(t) = A_m g_T(t) \cos(2\pi f_c t) \\ Rx : \quad & r(t) = A_m g_T(t) \cos(2\pi f_c t) + n(t)\end{aligned}$$

com processo **ruído** passa banda $n(t) = n_I(t) \cos(2\pi f_c t) - n_Q(t) \sin(2\pi f_c t)$

- correlacionando o sinal recebido com a função básica do sinal $\psi(t)$ (sincronismo perfeito com o sinal recebido) \Rightarrow **sinal digital demodulado**

$$\begin{aligned}\int_{-\infty}^{\infty} r(t) \psi(t) dt &= A_m \sqrt{\frac{2}{E_g}} \int_{-\infty}^{\infty} g_T^2(t) \cos^2(2\pi f_c t) dt + \int_{-\infty}^{\infty} n(t) \psi(t) dt \\ &= A_m \sqrt{\frac{E_g}{2}} + n\end{aligned}$$

com n = componente de ruído aditivo à saída do **correlator**.

- em seguida, sinal passa pelo detector.
- Há formas de se recuperar a fase da portadora \Rightarrow uso de PLL

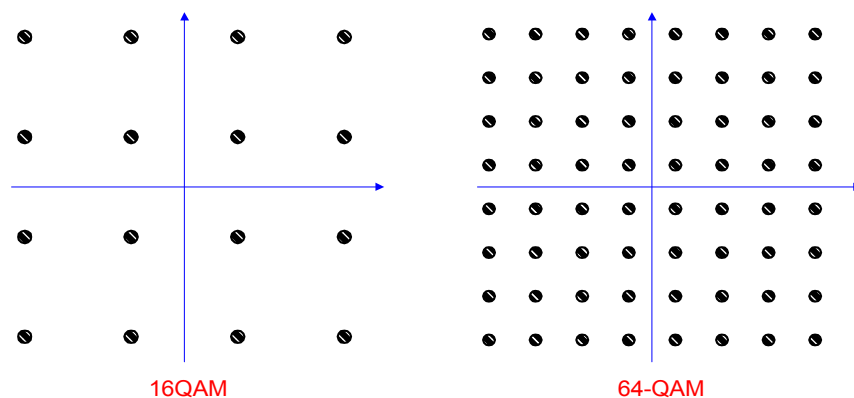
DEEL - Telecomunicações

10.3.2 M-ário QAM

1 *símbolo* \Rightarrow gerado a partir de $\log_2 M$ bits de info
 seq. de M bits info \Rightarrow convertido em $\log_2 M$ dados paralelos
 $\log_2 M$ dados paralelos \Rightarrow divididos em 2 grupos: I e Q
 regra de mapeamento \Rightarrow Codificação Gray

- exige **detecção coerente** \Rightarrow técnicas de regeneração da portadora empregando esquemas com sinal piloto
 - pode-se empregar **codificação Gray detecção coerente de fase absoluta** \Rightarrow menor BER que a **codificação diferencial** com detecção coerente ou **detecção diferencial**
- Exemplo, 16QAM : 2bits para cada um dos grupos (I e Q); distância Euclidiana dos sinais em cada grupo: 2
 - cada símbolo de um dos quadrantes da constelação terá SER distinto
 - considerando 16QAM e codificação $\Rightarrow BER = \frac{SER}{4}$

DEEL - Telecomunicações

Fig.38. Constelação para M-QAM, $M = 16$ e $M = 64$

canal I ($a_{4n-3}; a_{4n-2}$)	Amplitude	canal Q ($a_{4n-1}; a_{4n}$)	Amplitude
00	-3	00	-3
01	-1	01	-1
11	1	11	1
10	3	10	3

Tabela 1. Regra de mapeamento Gray para 16QAM

DEEL - Telecomunicações

10.4 Modulação em Fase (PSK = Phase Shifting Keying)

- **BPSK** = Binário PSK; **QPSK**=Quadratura e **MPSK**= M -ário PSK
- informação transmitida sobre um canal de comunicação é impressa na fase da portadora. Faixa das fases possíveis em um MPSK:

$$\theta_k = \frac{2\pi k}{M}, \quad k = 0, 1, \dots, M-1 \text{ e } 0 \leq \theta < 2\pi$$

- Representação geral para um conjunto de sinais com modulação de fase da portadora

$$u_k(t) = g_T(t) \cos \left(2\pi f_c t + \frac{2\pi k}{M} \right)$$

com $g_T(t)$ = formato do pulso filtrado transmitido

- Admitindo **energia do pulso transmitido** igual **energia de símbolo**: $E_g = E_s$
- formatação de pulso retangular $\Rightarrow g_T(t) = \sqrt{\frac{2E_s}{T}} \Rightarrow$ sinal transmitido terá **envoltória constante**:

$$u_k(t) = \sqrt{\frac{2E_s}{T}} \cos \left(2\pi f_c t + \frac{2\pi k}{M} \right)$$

DEEL - Telecomunicações

- fase da portadora muda abruptamente no início de cada intervalo de sinal = PSK (phase shift keying)
- mapeamento de k bits de informação em $M = 2^k$ possíveis fases será feito preferencialmente por **códigos Gray**
 - fases adjacentes diferem apenas por um dígito binário (bit): \Rightarrow erros mais frequentes causados por ruído envolvem a seleção errônea de uma das fases adjacentes àquela transmitida \Rightarrow único bit errado em um símbolo de k bits.

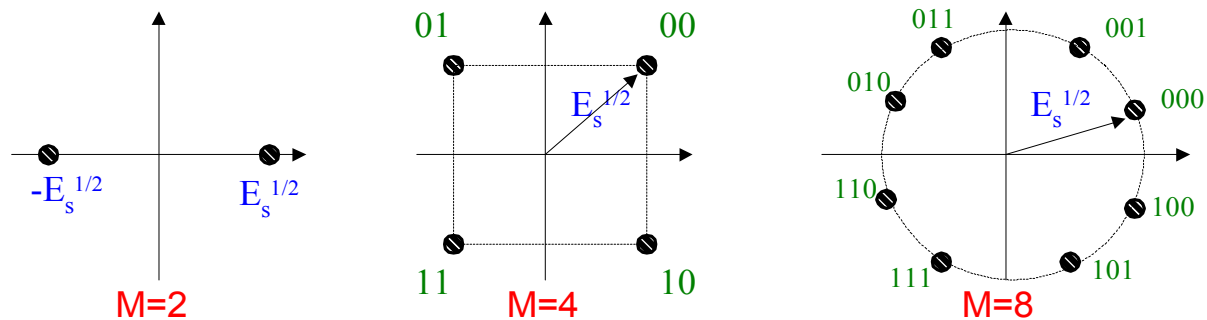


Fig.39. Constelação sinais MPSK (código Gray)

10.4.1 BPSK (Binary PSK), $M = 2$

- modulação primitiva para sistemas comunicações sem fio. Sinal tx: sinal transmitido:

$$\begin{aligned}
 s_T(t) &= \sqrt{\frac{2E_s}{T}} \cos(2\pi f_c t + \pi k); \quad k = 1, 2 \\
 &= A \cos(2\pi f_c t + \theta_D(t)) = A [\cos(2\pi f_c t) \cos(\theta_D(t)) - \sin(2\pi f_c t) \sin(\theta_D(t))] \\
 &= u_I(t) \cos(2\pi f_c t) - u_Q(t) \sin(2\pi f_c t) \\
 s_T(t) &= u_I(t) \cos(2\pi f_c t)
 \end{aligned}$$

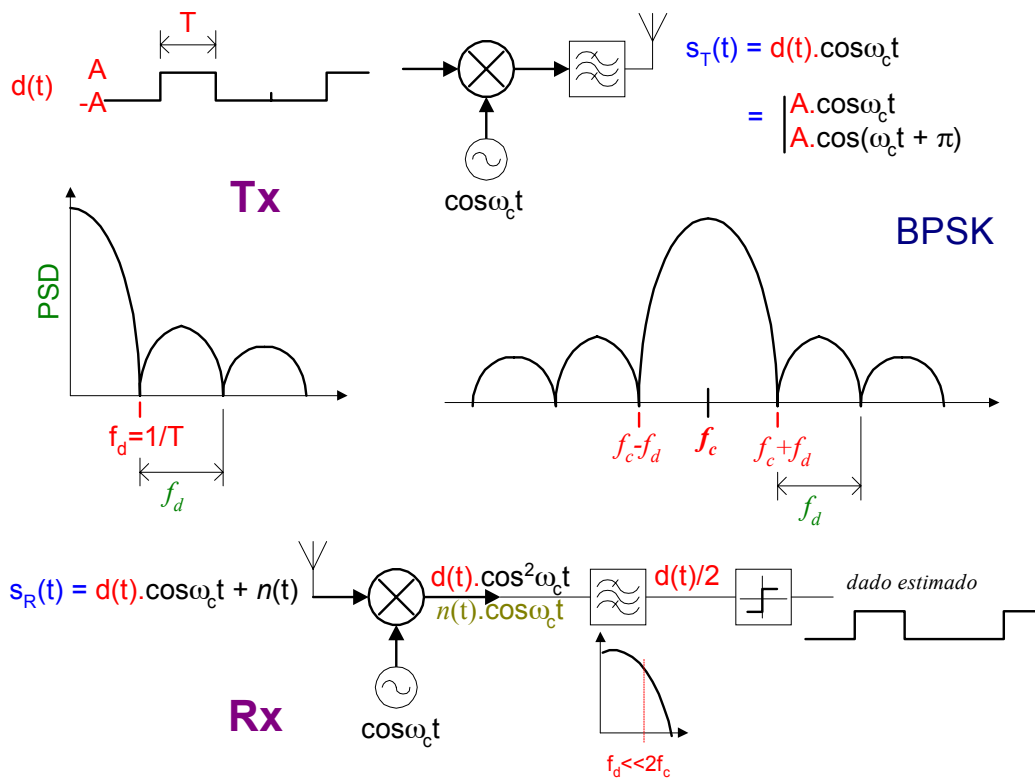
pois em BPSK $\Rightarrow u_Q(t) = A \sin(\theta_D(t)) = 0$.

- Demodulação/detecção BPSK coerente (representação real: $d(t) = u_I(t)$):

$$\text{sinal : } d(t) \cos^2(\omega_c t) = d(t) \left[\frac{2 + \cos(2\omega_c t)}{2} \right] = \frac{d(t)}{2} + \underbrace{\frac{d(t) \cos(2\omega_c t)}{2}}_{\text{Filtrado: PSK em } 2\omega_c}$$

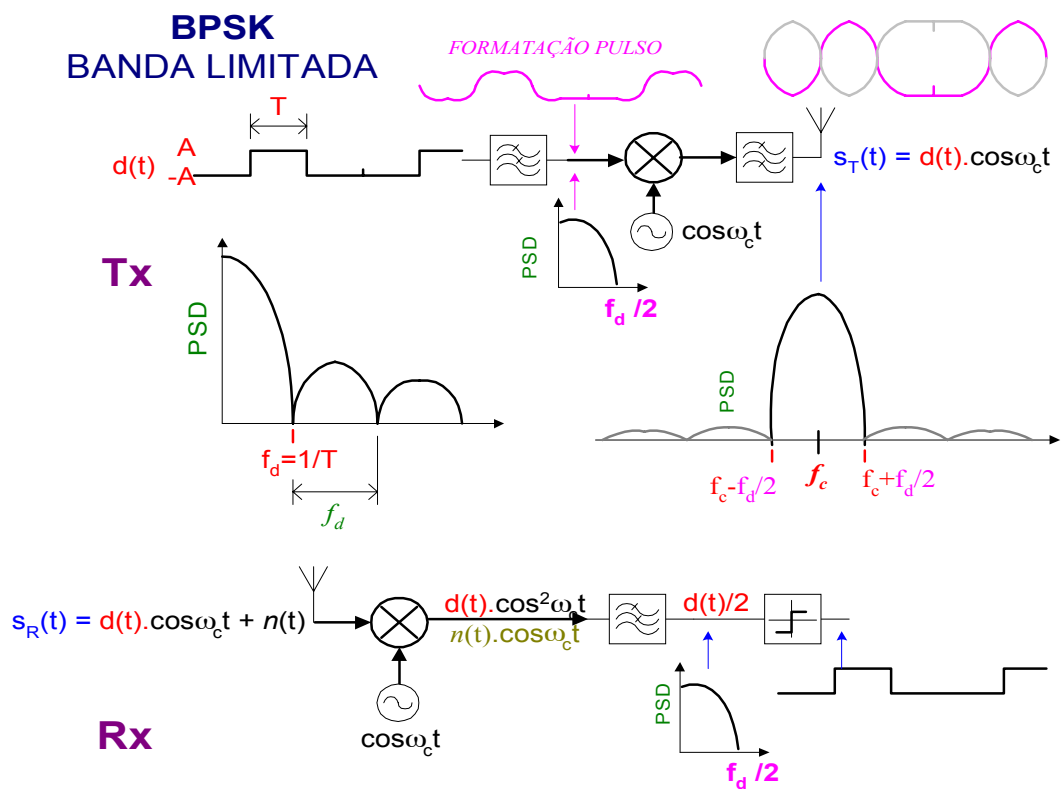
$$\text{ruído : } n(t) \cdot \cos(\omega_c t)$$

- Relação sinal/ruído recebido: $SNR = \gamma = A^2/2\sigma^2$, com $\sigma^2 = \mathbb{E}[n^2(t)]$



BPSK - Transmissor e Receptor

DEEL - Telecomunicações



BPSK de Banda Limitada - Transmissor e Receptor

DEEL - Telecomunicações

10.4.2 QPSK

- esquema modulação transmite 2 bits informação a partir de 4 fases de portadora
- aplica-se codificação de fase **absoluta (Gray)**
 - 1 erro de símbolo \rightarrow 1 erro de bit de info (distância de Hamming entre fases adjacentes é sempre igual a 1)
- codificação **diferencial (DEQPSK)**
 - quando fase de referência da portadora em detecção coerente resultar em **ambiguidade**:

fase do n – ésimo símbolo: $\phi_n = \phi_{n-1} + d\phi_n$ com $d\phi_n =$ qde desloc.de fase

Dados	ϕ		$d\phi$
00	$-3\pi/4$		0
01	$3\pi/4$		$\pi/2$
10	$-\pi/4$		$-\pi/2$
11	$\pi/4$		π

Tabela 2. Relação entre 2 bit informação e codificação QPSK absoluta e diferencial

DEEL - Telecomunicações

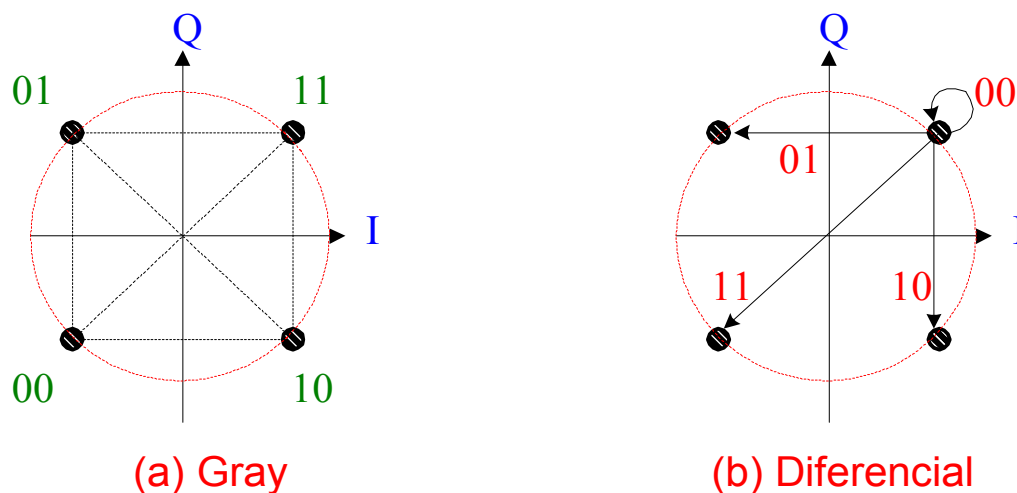


Fig.40. Diagrama de estados em uma modulação QPSK codificação Gray e diferencial (DEQPSK)

- Modulador QPSK.**

$$\begin{aligned}
 s_T(t) &= \text{Re}[u(t) \exp(2\pi f_c t)] \\
 &= u_I(t) \cos(2\pi f_c t) - u_Q(t) \sin(2\pi f_c t)
 \end{aligned}$$

DEEL - Telecomunicações

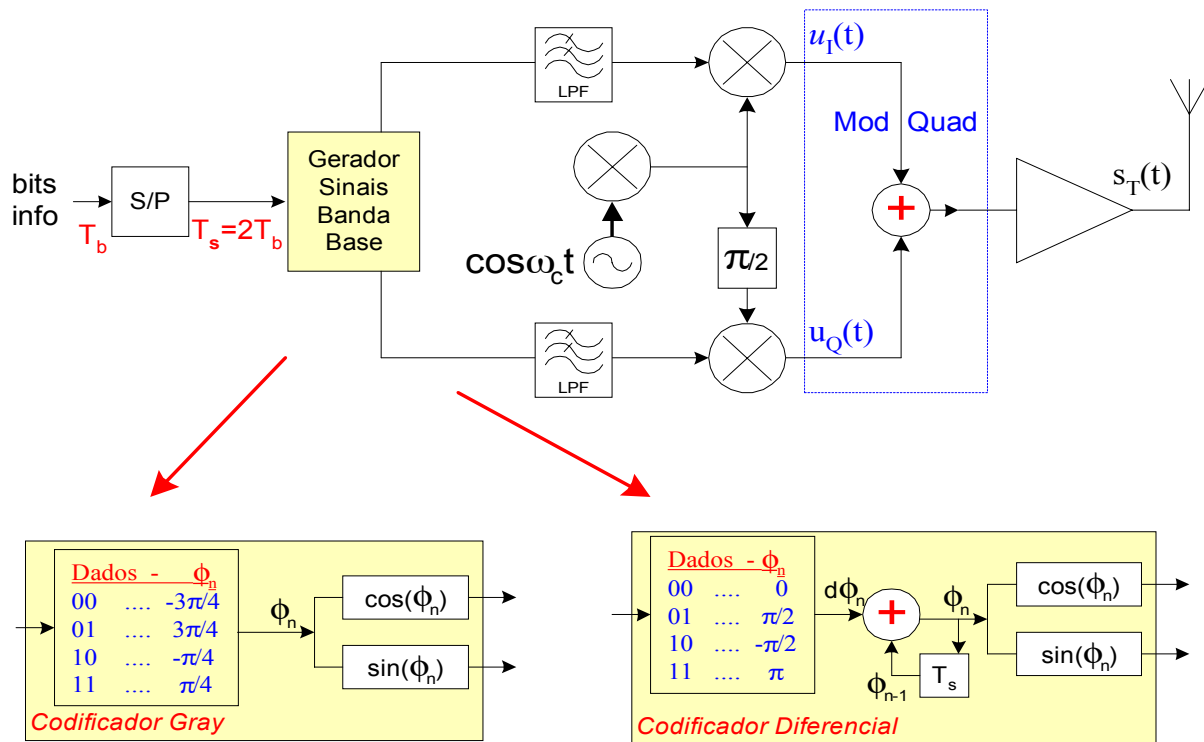


Fig.41. Modulador QPSK

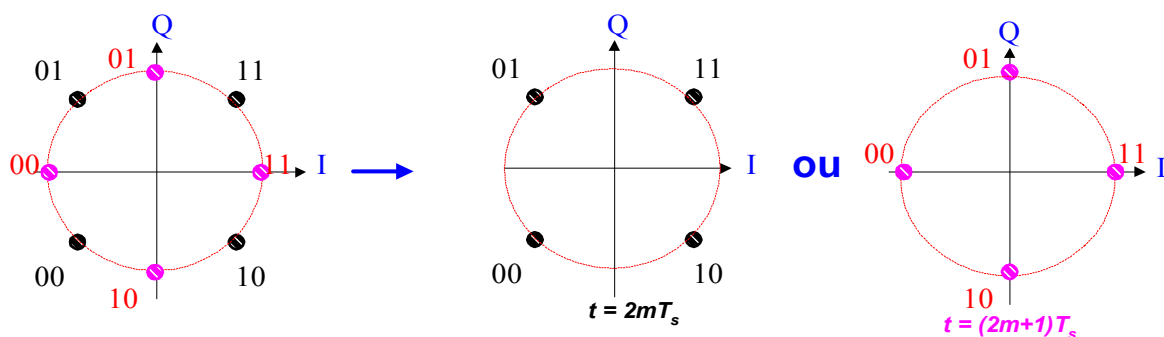
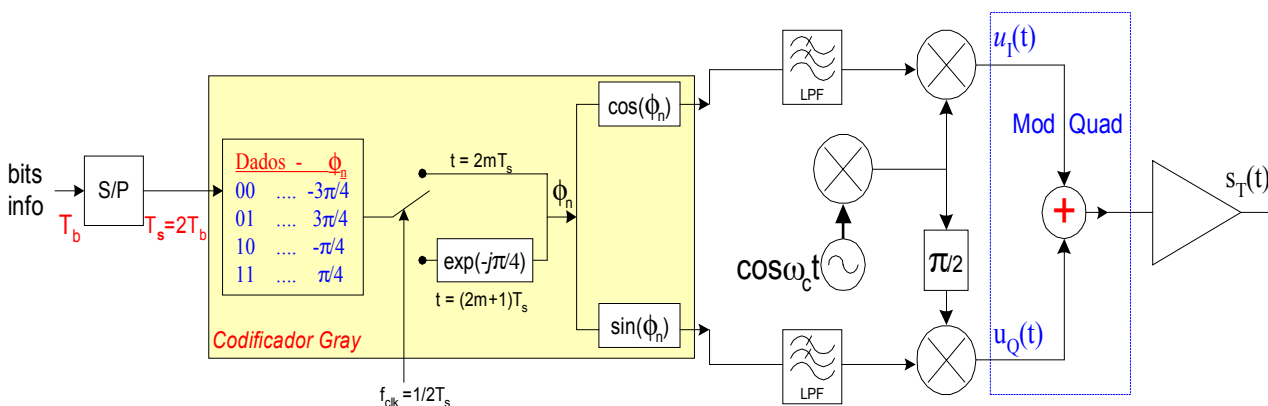
DEEL - Telecomunicações

- \Rightarrow quando filtros de Nyquist são empregados no Tx (redução espectral do sinal BPSK) e Rx $\gamma_0 \cong \overline{E_b/N_0}$
- uso CQPSK (em detrimento do DEQPSK) \Rightarrow deve-se utilizar esquema de **sinal piloto** auxiliar para demodulação coerente

10.4.3 $\pi/4$ -QPSK

- modificação QPSK. Ambas as codificações são disponíveis: fase absoluta (Gray) e diferencial
- Muda-se os eixos I-Q de 0 e $\pi/2 \Leftrightarrow -\pi/4$ e $\pi/4$ a cada T_s
- vantagem: **envoltória do sinal $\pi/4$ -QPSK nunca assume amplitude zero** \Rightarrow reduz o espalhamento do espectro causado pela não linearidade do amplificador final (PA) no Tx $\Rightarrow \uparrow \eta_{POT}$

Dados ($a_{2n-1}; a_{2n}$)	ϕ $t = 2mT_s$	ϕ $t = (2m + 1)T_s$
00	$-3\pi/4$	π
01	$3\pi/4$	$\pi/2$
10	$-\pi/4$	$-\pi/2$
11	$\pi/4$	0

Tabela 3. Relação entre 2 bit informação e codificação $\pi/4$ -QPSK absolutaFig.42. Diagrama de estado de sinais para um $\pi/4$ -QPSK com codificação de fase absoluta (Gray)Fig.43. Modulador $\pi/4$ -QPSK com codificação Gray

10.4.4 M-ário PSK

- 1 *símbolo* \Rightarrow transmite $\log_2 M$ bits de info
- cada *símbolo* \Rightarrow assume uma das fases $\phi = \frac{2\pi}{M}(m - 1)$, $m = 1, 2, \dots, M$

8-PSK com codificação de fase absoluta (Gray)

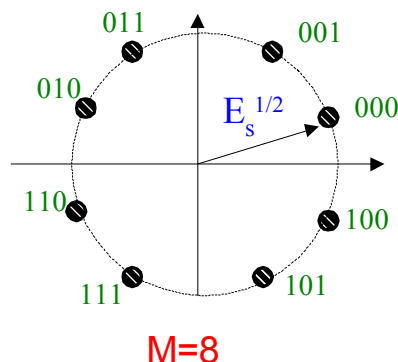


Fig.44. Constelação 8-PSK com codificação Gray

Dados ($a_{3n-2}; a_{3n-1}; a_{3n}$)	ϕ_n	Dados ($a_{3n-2}; a_{3n-1}; a_{3n}$)	ϕ_n
000	$\pi/8$	110	$-7\pi/8$
001	$3\pi/8$	111	$-5\pi/8$
011	$5\pi/8$	101	$-3\pi/8$
010	$7\pi/8$	100	$-\pi/8$

Tabela 4. Relação entre 3 bit informação e as fases com codificação absoluta em um 8-PSK

DEEL - Telecomunicações

10.5 Modulação/Demodulação Coerente em Frequência

- transmissão de dados: FM digital (= FSK: Frequency Shifting Keying)
- índice modulação: $\uparrow m$ (banda larga) $\downarrow m$ (banda estreita)
- uso demoduladores **não-coerentes**: requer $\uparrow CNR$ em relação à demod. **coerente**

10.5.1 MSK (minimum Shift Keying) = MoDem FSK Coerente c/ derivação freq:

$$\Delta f_{pp} = 2\Delta f = f_2 - f_1 = \frac{1}{2T_b}; \quad \text{índice mod.: } m = \Delta f_{pp} T_b = \frac{1}{2}$$

- sinal FSK: transmissão de 2 freqs, $f_1 = f_c - \Delta f$ e $f_2 = f_c + \Delta f$

$$\begin{aligned} s_{FSK}(t) &= A \cos[2\pi(f_c \pm \Delta f)t] \\ &= A [\cos(\pm 2\pi\Delta f t) \cos(2\pi f_c t) - \sin(\pm 2\pi\Delta f t) \sin(2\pi f_c t)] \end{aligned}$$

- demodulação coerente \Rightarrow desvio freq ajustado para $\Delta f = \frac{1}{4T_b}$. O sinal **MSK** será:

$$s_{MSK}(t) = A \left[\cos\left(\pm \pi \frac{t}{2T_b}\right) \cos(2\pi f_c t) - \sin\left(\pm \pi \frac{t}{2T_b}\right) \sin(2\pi f_c t) \right]$$

DEEL - Telecomunicações

- demodulação MSK opera de mesma forma que O-QPSK

10.5.2 GMSK - Modulação em Frequência

- é uma MSK (modulação em freq. com índice de modulação $m = 0,5$) + filtro Gaussiano na pré-modulação
- Envoltória constante \Rightarrow requisito para amplificador não-linear ($\nearrow \eta_{POT}$)
- 1º nulo espectral: $(f - f_c) T_b = 0,75$ contra $0,50$ do QPSK

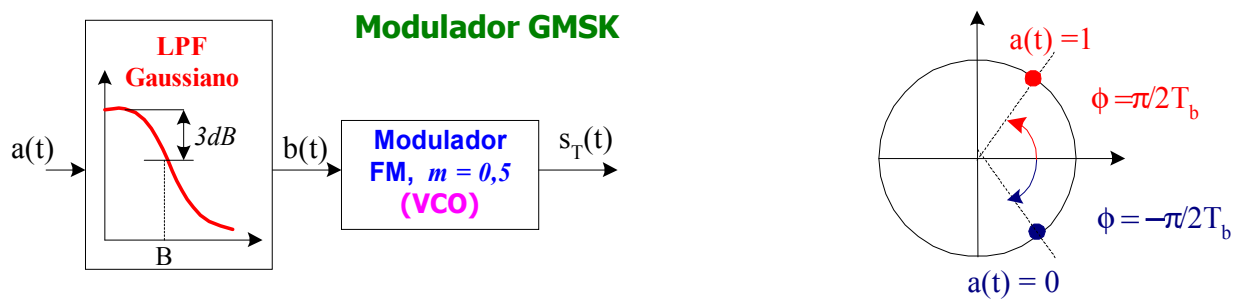


Fig.45. Configuração para o modulador GMSK e diagrama de estado de sinal do MSK.

$$\text{dados tx : } a(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} b_k u(t - kT_b); \quad \text{bipolariz: } b_k = \begin{cases} 1; & a_k = 1 \\ -1; & a_k = 0 \end{cases}$$

$$\text{e : } u(t) = \begin{cases} 1; & 0 \leq t < T_b \\ 0; & \text{cc} \end{cases} \quad (\text{pulso retangular})$$

- $a(t)$ é filtrado pelo LPF Gaussiano (GLPF) com largura de banda de $3dB$ igual a B (pré-modulação); à saída tem-se:

$$\begin{aligned} b(t) &= a(t) \otimes c_b(t); \quad \text{com } c_b(t) = \sqrt{\frac{2\pi}{\ln 2}} B \exp\left(-\frac{2\pi^2}{\ln 2} B^2 t^2\right) \\ &= \sqrt{\frac{2\pi}{\ln 2}} B \int_{-\infty}^{\infty} \exp\left(-\frac{2\pi^2}{\ln 2} B^2 t^2\right) dt \\ &= \frac{1}{2} \left[\operatorname{erf}\left(-\sqrt{\frac{2}{\ln 2}} \pi B(t)\right) + \operatorname{erf}\left(\sqrt{\frac{2}{\ln 2}} \pi B(t + T_b)\right) \right] \end{aligned}$$

com produto $BT_b = cte$ e inversamente proporcional à banda do sinal Tx.

- sinal transmitido após modulação FM com $m = 0,5$

$$s_T(t) = A \cos[2\pi f_c + \phi(t) + \theta_0]; \quad \text{com: } \phi(t) = \frac{\pi}{2T_b} \int_{-\infty}^t b(\tau) d\tau$$

$$\phi(t) = \text{desvio de fase produzido pelo modulador: } \begin{cases} a_k = 1 \rightarrow \phi = \frac{\pi}{2T_b} \\ a_k = 0 \rightarrow \phi = -\frac{\pi}{2T_b} \end{cases}$$

- 3 esquemas para a **demodulação** GMSK:

- detecção diferencial
- discriminador de frequência
- **detecção coerente**

10.6 Modulação Ortogonal Binária

- k bits de informação \Rightarrow são transmitidos empregando-se um **código ortogonal** de comprimento 2^k bits
- quaisquer duas palavras de códigos são ortogonais
- geração de códigos ortogonais $\{s_1, s_2; \dots; s_m\}$, com $m = 2^k$: matriz de Hadamard (ou Walsh ou Hadamard–Sylvester)
 - característica: ortogonalidade na condição de fase preferencial e facilidade de construção (geração recursiva)

$$H_{m+1} = \begin{bmatrix} H_m & H_m \\ H_m & -H_m \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \\ \vdots \\ s_{2^k} \end{bmatrix}, \quad \text{onde}$$

$$H_1 \in \{\pm D_1; \pm D_2; \pm D_3; \pm D_4\}$$

$$D_1 = \begin{bmatrix} 1 & -1 \\ 1 & 1 \end{bmatrix}; \quad D_2 = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix}; \quad D_3 = \begin{bmatrix} -1 & 1 \\ 1 & 1 \end{bmatrix}; \quad D_4 = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ -1 & 1 \end{bmatrix}$$

Por exemplo, se $H_1 = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix}$, tem-se: $H_2 = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \\ s_3 \\ s_4 \end{bmatrix}$

- $T_s = 2^k T_c$
- matrizes contém uma linha com todos os elementos iguais a "1" e as linhas restantes possuem idêntico número de "1" e "– 1". Cada linha de H_m representa uma função de Walsh.
- vantagem: fora da fase preferencial: ortogonalidade é perdida.
- Receptor ML: correlação entre o sinal recebido e cada palavra de código \Rightarrow seleciona o que produz máxima correlação
- melhoria considerável BER para k crescentes em canal AWGN e região média de $\frac{E_b}{N_0}$.

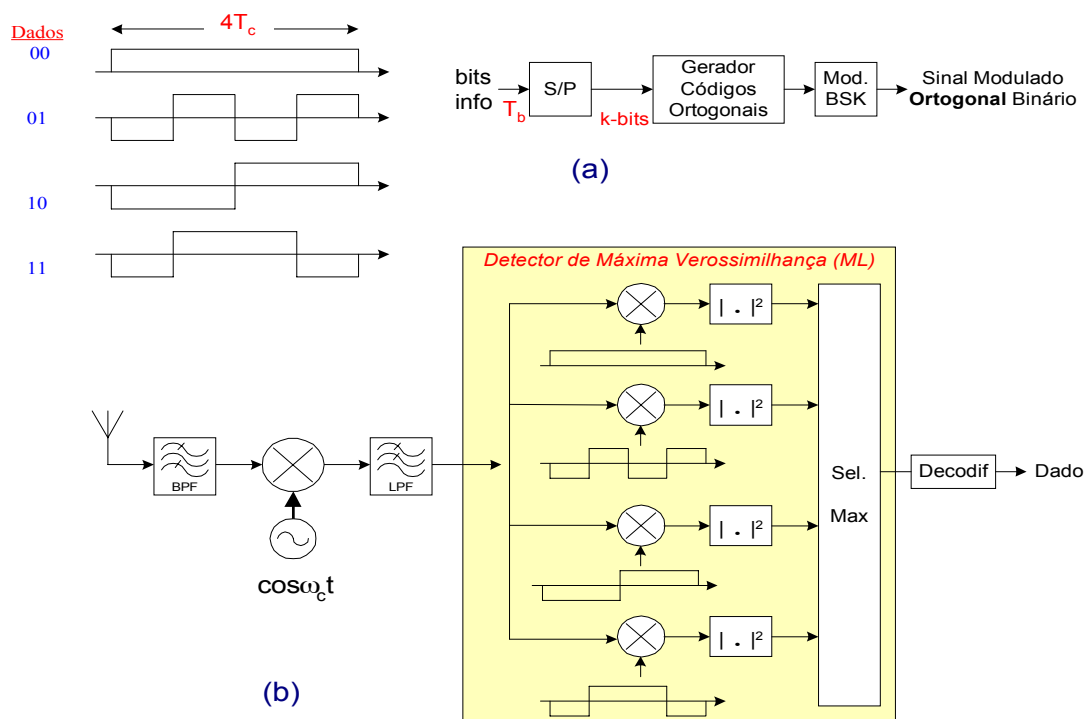


Fig.46. (a) Modulador ortogonal (b) Receptor para modulação ortogonal binária

11 Exercícios Resolvidos

Exemplo 11.1 Dois sinais modulantes contínuos, de valor E_{DC} são injetados em um modulador PM, de constante K_P e um modulador FM, de constante K_F , modulando duas portadoras idênticas, com expressão do tipo: $e_c(t) = E_c \cos \omega_c t$. Deseja-se saber se o sinal modulado em frequência será também modulado em fase e se o sinal modulado em fase será também modulado em frequência.

modulação FM:

$$S^{FM}(t) = E_c \cos \left[\omega_c t + K_F \int V_m(t) dt \right]$$

mas $V_m(t) = E_{DC}$ e portanto,

$$\begin{aligned} S^{FM}(t) &= E_c \cos \left[\omega_c t + K_F \int E_{DC} dt \right] = E_c \cos [\omega_c t + K_F E_{DC} t] \\ &= E_c \cos (\omega_c + K_F E_{DC}) t \end{aligned}$$

que representa um sinal de frequência constante, porém com um aumento de $K_F E_{DC}$ na velocidade angular. Para efeito de modulação PM, percebe-se que, como a frequência mudou em relação à portadora, a fase sofrerá constante alteração ao longo do tempo e assim:

⇒ **A Modulação FM gera modulação PM.**

DEEL - Telecomunicações

Modulação PM:

$$S^{PM}(t) = E_c \cos [\omega_c t + K_P V_m(t)]$$

como $V_m(t) = E_{DC}$:

$$S^{PM}(t) = E_c \cos [\omega_c t + K_P E_{DC}]$$

que é um sinal defasado de $K_P E_{DC}$ em relação ao sinal da portadora original. Esta defasagem permanece constante ao longo do tempo, vemos que o período do sinal modulante é constante e sua frequência não se altera. Assim, no caso de um sinal modulante contínuo:

⇒ **A Modulação PM não gera modulação FM.**

Exemplo 11.2 Uma portadora cossenoidal de 100MHz e 200Vpp é modulada em frequência, com desvio máximo de 75KHz, por um sinal também cossenoidal de 15KHz e 20Vpp. Determinar:

a) O índice de modulação do sinal modulado

$$\beta = \frac{\Delta f}{f_m} = \frac{75}{15} = 5rd \text{ (FM comercial)}$$

b) A constante do circuito modulador (VCO, se modulação direta)

$$K_F = \frac{\Delta \omega}{V_m} = \frac{2\pi \times 75 \times 10^3}{10} = 47123,9 \left[\frac{rd}{Vs} \right]$$

DEEL - Telecomunicações

c) A largura de faixa ocupada pelo sinal modulado

$$BW = 2(\Delta f + f_{m|_{\max}}) = 2(75 + 15) 10^3 = 180 \text{ KHz}$$

d) O espectro de amplitudes do sinal modulado.

Espectro que contém 98% da potência total: coeficientes das funções de Bessel até a ordem $n = \beta + 1 = 6$:

Do gráfico ou da tabela, temos:

$$J_0(5) = -0,18; J_1(5) = -0,33; J_2(5) = 0,05; J_3(5) = 0,36; J_4(5) = 0,39; J_5(5) = 0,26; J_6(5) = 0,13$$

.Verifica-se neste espectro que a diferença entre as frequências das raias extremas é:

$$100,09 \times 10^6 - 99,91 \times 10^6 = 180 \text{ KHz} \quad (= \text{largura de faixa})$$

e) A potência entregue pelo modulador, nestas condições, a uma antena de 50Ω

A potência média, por unidade de carga, para um espectro finito:

$$\overline{P}_{Total} = 0,49 A^2 = 0,49 \times 100^2 = 4900$$

A potência entregue à antena será:

$$\overline{P}_{Total} = \frac{4900}{Z_{antena}} = \frac{4900}{50} = 98 \text{ W}$$

DEEL - Telecomunicações

Exemplo 11.3 Um modulador FM a varicap idêntico ao da figura 27 utiliza um indutor $L_2 = 1,3\mu\text{H}$ e um varicap cuja curva característica é dada na figura 47. Determinar:

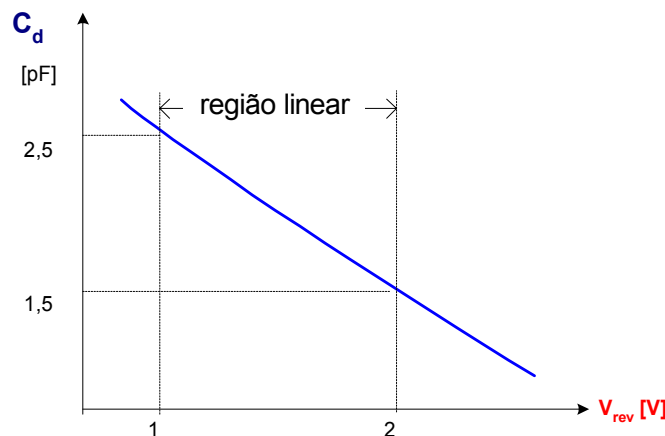


Fig.47. Resposta do Varicap mostrando a região linear.

1. A tensão de polarização DC do varicap para melhor aproveitamento da região linear:

$$V_{varicap_ref} = \frac{V_{\max} + V_{\min}}{2} = 1,5 \text{ V}$$

DEEL - Telecomunicações

O divisor de tensão resistivo formado por R_1 , R_2 e P_1 , figura 27 deve ser dimensionado de forma a obtemos no cursor de P_1 uma tensão de $1,5V$

2. A frequência de portadora na qual o circuito oscila

reta (região linear) para o varicap: $C_d = 3,5 - 1 \times V_{rev} [pF]$; $1 \leq V_{rev} \leq 2$

Na ausência de sinal modulante, $C_{d0} = 2pF$ ($V_{rev} = 1,5V$), e como $C_d \ll C_2$

$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_2 C_{d0}}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{1,3\mu \times 2p}} = 98,7MHz$$

3. A constante do circuito modulador, K_o .

O coeficiente angular da reta da figura 47 é: $K_{varicap} = \frac{\Delta C}{\Delta V} = \frac{1,5-2,5}{2-1} = -1pF/V$. Pela reta deduz-se ainda que a capacitância do varicap na ausência de sinal modulante será: $C_0 = 2pF$ ($@V_0 = 1,5V$). Finalmente:

$$K_o \cong \frac{-\omega_0}{2C_0} \underbrace{\frac{\Delta C}{\Delta V}}_{K_{varicap}} = \frac{-2\pi 98,7 \times 10^6}{2 \times 2 \times 10^{-12}} (-1 \times 10^{-12}) = 4,935\pi \times 10^7 \left[\frac{rad}{V.s} \right]$$

1. O máximo valor de pico do sinal modulante antes de começar a haver distorção por não-linearidade.

O sinal modulante poderá excursionar $\pm 0,5V$ em torno de $V_0 = 1,5V \rightarrow V_m|_{\max} =$

DEEL - Telecomunicações

$0,5V$

2. O máximo desvio de frequência que pode ser provocado sem distorção.

$$\Delta\omega = K_o V_m$$

$$\therefore \Delta f|_{\max} = \frac{K_o V_m|_{\max}}{2\pi} = \frac{4,935\pi \times 10^7 \times 0,5}{2\pi} = 12,34MHz$$

\Rightarrow circuito modulador demasiadamente sensível $0,5V \rightarrow 12,34MHz$

\Rightarrow para manter o desvio em $75KHz \rightarrow V_m = 3mV$ apenas!!!

3. O índice de modulação, β , na situação de máximo desvio de frequência e sinal modulante de $15KHz$. Este modulador é banda larga ou estreita? Justifique.

Da equação (3),

$$\beta = \frac{\Delta f}{f_m} = \frac{12,34 \times 10^6}{15 \times 10^3} \cong 823 \text{ rad}$$

Exemplo 11.4 Um detetor FM de inclinação balanceado é projetado para atuar numa faixa de $\pm 400KHz$ em torno da F.I. de rádios FM comerciais e usa circuitos sintonizados com índice de mérito de 25. Verificar se a curva "S" obtida como resultado tem uma região linear aproveitável para a demodulação.

Solução:

A expressão para o ganho deste circuito é dada por (13):

$$A_v = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(Q_1 \frac{(f_{01} - f)}{f_{01}}\right)^2}} - \frac{1}{\sqrt{1 + \left(Q_1 \frac{(f_{02} - f)}{f_{02}}\right)^2}}$$

Para $F.I. = 10,7 MHz$, a faixa de $\pm 400 KHz$ deverá ir de $10,3 MHz$ a $11,1 MHz$.

Assim, podemos montar a tabela e obter a gráfico da figura 48:

$f [MHz]$	10,30	10,35	10,40	10,45	10,50	10,60	10,65	10,70	10,75
A_v	-0,73	-0,69	-0,60	-0,49	-0,37	-0,26	-0,16	0,03	0,12

$f [MHz]$	10,80	10,85	10,90	10,95	11,00	11,05	11,10
A_v	0,21	0,31	0,42	0,53	0,63	0,71	0,75

⇒ apesar do baixo valor de Q , o grande afastamento entre as frequências de ressonância dos dois circuitos sintonizados faz com que a curva "S" tenha uma boa região linear dentro da faixa de $\pm 400 KHz$.

DEEL - Telecomunicações

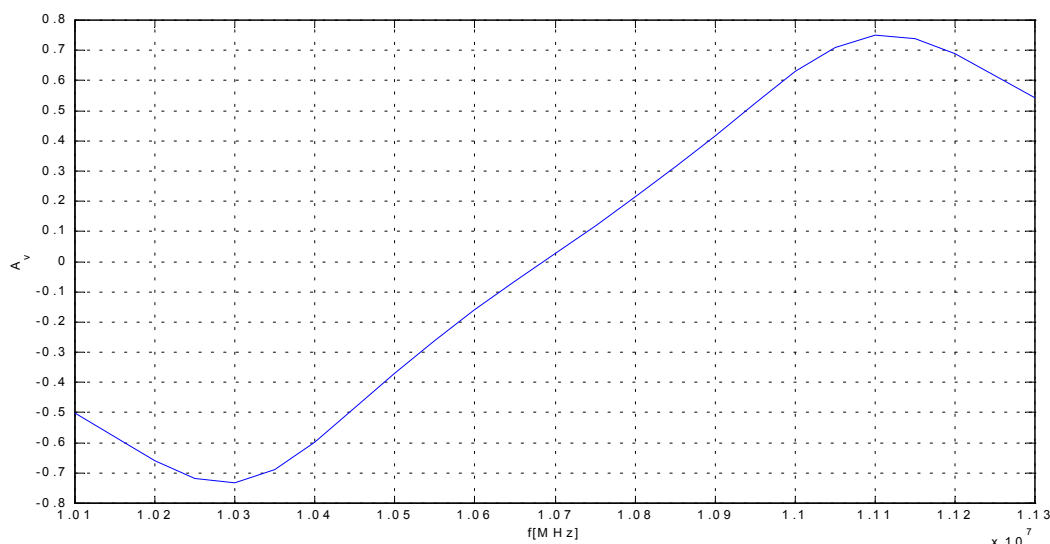


Fig.48. Curva S.

Exemplo 11.5 Um transmissor Heterodino de FM (como o da figura 26) usa um modulador PLL com frequência de portadora de $860 KHz$ e desvio máximo de frequência de $520 Hz$. Os dois grupos de multiplicadores são de 12 vezes cada um e a portadora final na antena tem que

DEEL - Telecomunicações

ser de $100MHz$. Quais devem ser as características do Oscilador a Cristal, do Misturador e o desvio máximo de frequência do sinal na antena.

Solução:

1. Desvio máximo de frequência do sinal na antena:

$$\Delta f_{final} = m \times n \times \Delta f = 12 \times 12 \times 520 = 74,88KHz$$

A relação entre a portadora final e a portadora do modulador é: $\frac{100MHz}{860KHz} = 116,28$, que é menor que a multiplicação total dada pelos circuitos multiplicadores (144). Então, a única possibilidade disso ocorrer é o misturador e o oscilador abaixarem a frequência da portadora. Assim, teremos a portadora final dada por:

$$f_{carrier_final} = m(nf_{carrier} - f_{osc}) = 12(12 \times 860 \times 10^3 - f_{osc})$$

Portanto, deve-se ter um **oscilador a cristal com freq:**

$$f_{osc} = nf_{carrier} - \frac{f_{carrier_final}}{m} = 12 \times 860 \times 10^3 - \frac{100 \times 10^6}{12} = 1,9867MHz$$

⇒ deve-se ter um Oscilador a Cristal de 1,9867MHz

⇒ um Misturador com circuito sintonizado na diferença de $12 \times 860kHz$ com a frequência do Oscilador:

$$f_{mixer} = 12 \times 860kHz - 1,9867MHz = 8,333MHz$$

12 Exercícios

- mostre como um transmissor PM pode ser empregado na geração de um sinal FM
- Um tom senoidal de $2KHz$ e $20V_{pp}$ modula em FM uma portadora de $10MHz$ e $100V_{pp}$ em um circuito modulador cuja constante é de $125,66 \left[\frac{rd}{V_s} \right]$. Determinar
 - índice de modulação (resp: 0,1 rd)
 - expressão do sinal modulado
 - espectro de amplitudes resultante
 - potência entregue por este modulador a uma antena de $Z = 50\Omega$ (resp: 25,125W)
- Qual a principal diferença entre o discriminadores de relação, sintonia deslocada e o Foster-Seeley.
- Um transmissor FM semelhante ao da figura 24, com um grupo de multiplicadores que aumentam a freq do oscilador a cristal por $M = 96$ tem no oscilador à cristal a geração de uma freq de $\omega_o = 2\pi \times 10^6$ rad e recebe um sinal modulante de $f_m = 15KHz$. O índice de modulação $m_{FM} = 0,1rad$. Verificar se o sinal

transmitido obedece aos padrões de radiodifusão FM comercial.

5. Considerando ainda os padrões de radiodifusão FM comercial, qual deve ser a freq de oscilação de um oscilador local de um receptor FM para que se possa sintonizar uma emissora que transmite em 94,5MHz. Neste caso se aplica o problema da freq imagem ? Se sim, responda
 - a. qual é a freq imagem ?
 - b. caso haja um sinal interferente modulado em amplitude e com freq da portadora igual à freq imagem, esta interferência causará problemas na recuperação do sinal modulado FM ? Por que?
6. Considere o transmissor FM heteródino da figura 26 contendo um modulador com portadora de 500KHz e desvio máximo de freq de $\pm 260\text{Hz}$. Deseja-se obter na saída um sinal de 106MHz de portadora e desvio máximo de $\pm 75\text{KHz}$, lançando mão de vários circuitos multiplicadores por 2, 3 ou 4 na formação dos dois grupos de mutliplicadores. Determinar as características do oscilador e do misturador de tal forma a atender os requisitos acima.
7. O que é balun? Onde é utilizado ?
8. Uma portadora cossenoidal de 100MHz e 100Vpp é modulada em freqüência por um

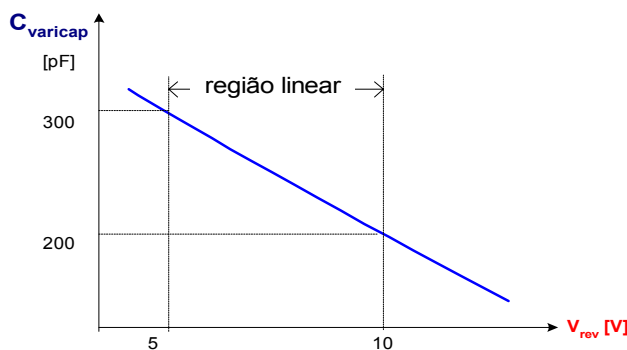
DEEL - Telecomunicações

tom cossenoidal de 10KHz e 20Vpp, em um circuito cuja constante é $8\pi 10^3 \text{rd/Vs}$, Determinar:

- a. O desvio máximo de freqüência no sinal modulado;
- b. O índice de modulação do sinal modulado;
- c. A largura de faixa ocupada pelo sinal modulado;
- d. O espectro de amplitudes do sinal modulado;
- e. A potência entregue por esse modulador, nessas condições a uma antena de 75Ω
9. Projetar um circuito de preênfase, norma americana, com atenuação de 15dB antes do início da atuação de ênfase. Considerar $f_2 = 15\text{KHz}$ e desenvolver o projeto usando um capacitor de $0,22\mu\text{F}$.
10. Um modulador FM pelo método direto (a varicap), figura 47.a usa um indutor de $25\mu\text{H}$ e um varicap cuja curva característica está mostrada na figura 49. Determinar:
 - a. A tensão de polarização DC do varicap para o melhor aproveitamento da região linear (*resp:* $V_{bias} = 7,5\text{V}$)
 - b. A freqüência de portadora na qual o circuito oscila (*resp:* $f_c = 2,013\text{MHz}$)

DEEL - Telecomunicações

- c. A constante deste circuito modulador (*resp:* $K_c = 597,63 \times 10^3 [rad/Vs]$)
- d. O valor máximo de pico do sinal modulante, sem que haja distorção por não-linearidade (*resp:* $V_{mMAX} = 2,5V_p$)
- e. O máximo desvio de frequência que pode ser provocado sem distorção (*resp:* $\Delta f_{Max} = 238Hz$)
- f. O índice de modulação na situação de máximo desvio de frequência e sinal modulante senoidal de $15KHz$ (*resp:* $\beta_{max} = 15,87rad$)

Fig.49. Região linear para a curva $C_{varicap} \times V_{rev}$

11. Na figura 50 são apresentados um PLL e a respectiva resposta do detector de fase. Quando o PLL é excitado com degrau $B = 10^4 rad/s$ tem-se um acréscimo definitivo de fase de $0,5rad$. Caso seja excitado com uma tensão alternada com freq. $f_m = 1KHz$ e amplitude de $A = 100mV_p$, qual será o do desvio de freq do VCO, Δf_v , em Hertz. (*resp:* $\Delta f_v \simeq 75Hz$)

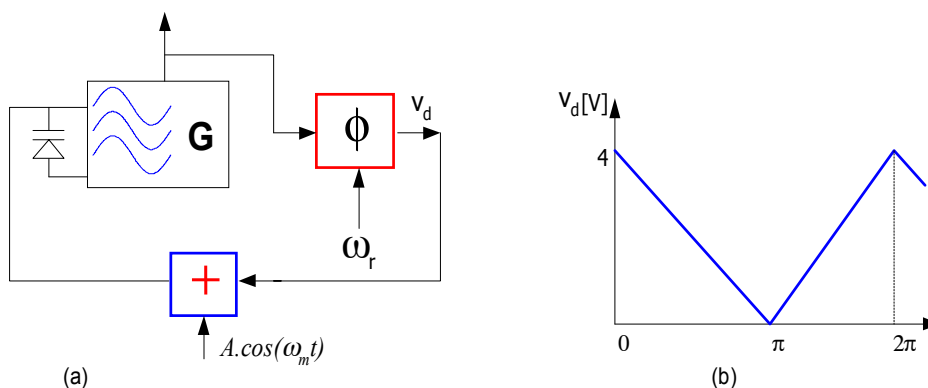


Fig.50. (a) PLL ; (b) resposta do detector de fase do PLL

12. Uma portadora $e_o(t) = 100 \cos(2\pi \times 10^8 t)$ é modulada em freq por um tom de $f_m = 1KHz$ e $40V_{pp}$ em um circuito modulador de $K_K = 10\pi [rad/Vs]$. Determinar.

- a. índice de modulação (*resp*: 0, 1rd)
 - b. expressão para o sinal modulado (*resp*: $S^{FM}(t) = 100 \cos [2\pi 10^8 t + 200\pi \cos (2\pi 10$
 - c. espectro de amplitudes do sinal FM (*resp*: duas raias em oposição de fase e equidistanciadas de $f_c = 100MHz$ por $1KHz$)
 - d. Potência que o modulador entregará a um antena de $Z = 100\Omega$ *resp*: 50, 025W)
13. Comprovar, para $\beta = 6$ rd, a propriedade das funções de Bessel de 1a. espécie (somatória quadrática dos termos até a ordem $n = \beta + 1$ é 0,98) (*resp*: $\sum_n J_n = 0,99069$)
 14. Projetar um circuito de preênfase, norma JIS com atenuação de 13,5dB antes do início da atuação do circuito de preênfase. Considerar a frequência máxima f_2 em 15KHz. (*resp*: $R_1 = 500\Omega$; $R_2 = 134\Omega$; $C = 100nF$)
 15. Um circuito modulador FM, com a entrada de sinal modulante aterrada, oscila em 90MHz. Se colocarmos um sinal modulante contínuo de 10V em sua entrada ele irá oscilar com 90,05MHz. Determinar a constante do circuito moduliador. ($K_F = 31415,92 \left[\frac{rd}{Vs} \right]$)
 16. Considere um demodulador FM por PLL-I da figura 51, cujo VCO e detector de

DEEL - Telecomunicações

fase possuem constantes $K_c = 10^6 \left[\frac{rad}{V.s} \right]$ e $K_d = \frac{4}{\pi} \left[\frac{V}{rad} \right]$. Determinar

- a. N para que a freq de $-3dB$ fique a mais próxima possível de 20KHz, onde N = número inteiro. (*resp*: $N = 10$)
- b. nesta condição. determinar a amplitude do sinal demodulado para que o desvio seja $\Delta f_p = 10KHz$. (*resp*: $\Delta V = 0,628V$)

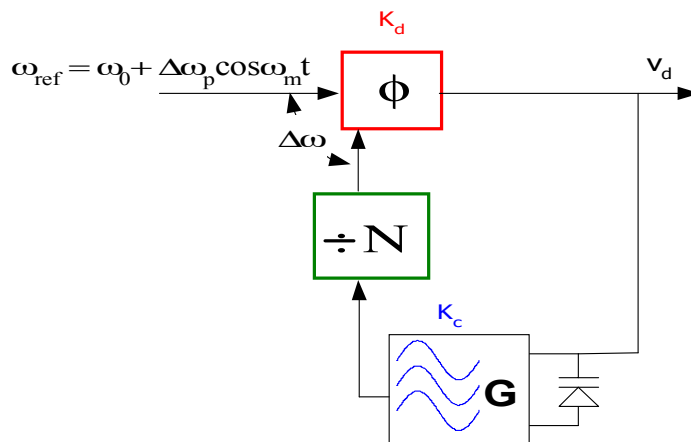


Fig.51. Demodulador de Frequencia por PLL-I

DEEL - Telecomunicações

17. O modulador de fase da figura 52 segue a equação

$$\phi_p = KV, \quad \text{onde } K = 3 \left[\frac{\text{rad}}{\text{V}} \right]$$

Determinar o valor de A sabendo-se que na freq modulante de 300Hz deseja-se reproduzir um desvio de fase de $\phi_p = 0,3\text{rad}$.

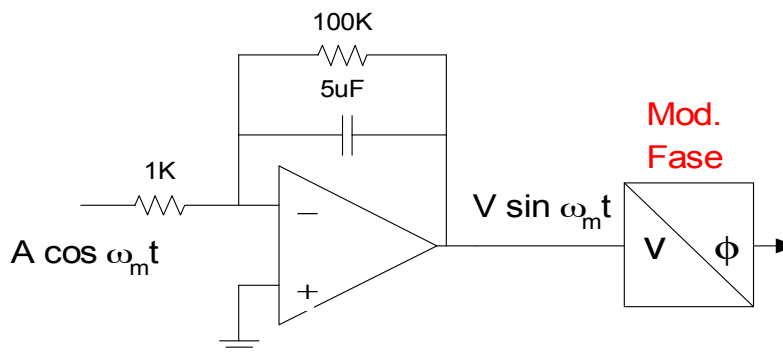


Fig.52. Modulador de fase

18. Um modulador por PLL-II deve ser projetado de tal modo que o desvio modulante

DEEL - Telecomunicações

$\Delta f = 10\text{KHz}$ seja vinte vezes menor que o intervalo de retenção e metade do intervalo de linearidade de fase. Sabe-se que o detetor de fase triangular utilizado no projeto apresenta constante $K_d = \frac{4}{\pi} \left[\frac{\text{V}}{\text{rad}} \right]$ e o integrador resulta em um excursão máxima de $\Delta V_c|_{\text{max}} = \pm 5\text{V}$. Adote $\zeta = 2$. Determinar:

- menor número inteiro N que satisfaça às restrições sabendo-se que o modulador deve responder a freq de áudio a partir de 30Hz (*resp: $N \geq 425$*)
 - K_c , G e ω_2 (*resp: $K_c = 80\pi\text{rad/Vs}$, $G = 0,25$ e $\omega_2 = 11,8\text{rad/s}$*)
 - Para freqs modulantes muito maiores que 30Hz , determinar a amplitude aproximada do sinal modulante que produz um $\Delta f = 10\text{KHz}$. (*resp:*)
19. O PLL da figura 53 possui constante $K_d = \frac{4}{\pi} \left[\frac{\text{V}}{\text{rad}} \right]$, $K_c = 10^6 \left[\frac{\text{rad}}{\text{V.s}} \right]$, $\omega_2 = 1,4 \times 10^5 \left[\frac{\text{rad}}{\text{s}} \right]$ e $\omega_3 = 5,6 \times 10^4 \left[\frac{\text{rad}}{\text{s}} \right]$. Determinar
- ω_n e ζ (*resp: $\omega_n = 422,2\text{Krad/s}$; $\zeta = 0,983$*);
 - o acréscimo definitivo na defasagem quando excitado com um acréscimo de freq de $\Delta f_\infty = 300\text{KHz}$. (*resp: $\Delta\phi_\infty = -0,592\text{rad}$ ou -34°*).

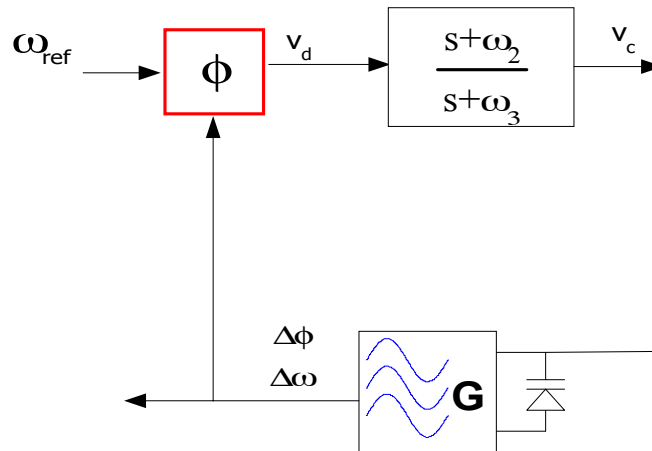


Fig.53. PLL tipo II

DEEL - Telecomunicações

Bibliografia

- 1] J. Smith, *Modern Communication Circuits*. N.York: McG raw-Hill, second ed., 1998.
- 2] U. L. Rohde, J. Whitaker, and T. T. N. Bucher, *Communications Receivers*. New York: McGraw-Hill, second ed., 1997.
- 3] L. E. Larson, *RF and Microwave Circuits Design for Wireless Communications*. Boston, USA: Artech House, Inc, 1996.
- 4] J. B. Hagen, *Radio-Frequency Electronics - Circuits and Applications*. Cambridge, UK - New York, USA - Melbourne, Australia: Cambridge Universit Press, 1999 (Second edition).
- 5] S. Sampei, *Applications of Digital Wireless Technologies to Global Wireless Communications*. Upper Saddle River, NJ: Prentice-Hall, Inc, 1997.
- 6] J. Proakis, *Digital Communications*. McGraw-Hill, 2nd ed. 1989.
- 7] K. Feher, *Wireless Digital Communications - Modlation and Spread Spectrum Applications*. Prentice Hall PTR, 1995.

DEEL - Telecomunicações