

Modulação Exponencial em Onda Contínua

05/16/20

A modulação exponencial difere da modulação linear quanto à:

Modulação exponencial

Largura de banda do espectro modulado
Relação sinal-ruído

- É um processo não linear. Não há uma relação simples entre o espectro modulado e o espectro da mensagem.
- A largura de banda de transmissão geralmente é muito maior do que duas vezes a largura de banda da mensagem.

Permite a troca largura de banda por potência no projeto de sistemas de comunicações.

Modulação Linear

- O espectro modulado é basicamente o espectro da mensagem trasladado.
- A largura de banda de transmissão nunca excede o dobro da largura de banda da mensagem.
- A relação sinal/ruído no destino não é melhor do que a transmissão e banda base e pode ser melhorada apenas pelo aumento da potência de transmissão.

Modulação em Fase e em Frequência

	Fase instantânea $\phi(t)$	Frequência instantânea $f(t)$
PM	$\phi_{\Delta} x(t)$	$f_c + \frac{1}{2\pi} \phi_{\Delta} \dot{x}(t)$
FM	$2\pi f_{\Delta} \int x(\lambda) d\lambda$	$f_c + f_{\Delta} x(t)$

(11)

1.1 Sinais PM e FM

$$x_c(t) = A_c \cos[\omega_c t + \phi(t)] = A_c \operatorname{Re}[e^{j\theta_c(t)}]$$

$\theta_c(t)$: modulação angular ou exponencial

• Modulação de Fase

$\phi(t) \triangleq \phi_{\Delta} x(t)$ com $\phi_{\Delta} \leq 180^\circ$
 ↳ desvio máximo de fase ou índice de modulação de fase
 ↳ fase instantânea do sinal

- Para PM: ϕ_{Δ} = índice de modulação de fase, $\phi_{\Delta} \leq 180^\circ$
 ou desvio de fase

assim: $f(t) \triangleq \frac{1}{2\pi} \dot{\theta}_c(t) = f_c + \frac{1}{2\pi} \dot{\phi}(t)$

↳ frequência instantânea (não é frequência espectral)

- Para FM
 ↳ frequência instantânea do sinal
 ↳ frequência de portadora
 ↳ sinal modulante

$$f(t) \triangleq f_c + f_{\Delta} x(t)$$

↳ desvio de frequência

$$\phi(t) = 2\pi f_{\Delta} \int_{t_0}^t x(\lambda) d\lambda + \phi(t_0) \quad t \geq t_0$$

Forma de onda: $x_c(t) = A_c \cos[\omega_c t + 2\pi f_{\Delta} \int x(\lambda) d\lambda]$

$x(t)$: não contém componente DC (a integral divergirá em $t \rightarrow \infty$). Fixa-se em um valor equivalente a um desvio constante na frequência portadora, igual a $\langle f_{\Delta} x(t) \rangle$.

1.2 Potência: é constante, $S_T = \frac{1}{2} A_c^2$, independente da mensagem.

A informação está contida nos aumentos de zero (não periódicos) apenas. Não há uma envolvente.

(12)

1.3 FM e PM banda estreita.

Para a condição, muito restritiva, de $|\phi(t)| \ll 1 \text{ rad}$, o sinal de FM/PM tem uma largura de $2W$, caso a mensagem tenha uma largura de faixa de $W \rightarrow$ a isto chama-se FM/PM banda estreita.

(Normalmente a largura de banda é muito maior do que $2W$)

1.4 Modulação por tons

Seja $\beta = \begin{cases} \phi_a A_m & \text{para PM} \\ \frac{A_m}{f_m} \cdot f_c & \text{para FM} \end{cases}$ Índice de modulação
mais alta frequência do sinal modulante, Hz
amplitude do sinal modulante
desvio de frequência (circuito prop.)

1.5 Composição Espectral (Modulação por um tom)

$$x_c(t) = A_c \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(\beta) \cos(\omega_c + n\omega_m)t$$

como da função Bessel de ordem n , arqui... β
 amplitude de portadora \rightarrow o espectro de FM é infinito!!!

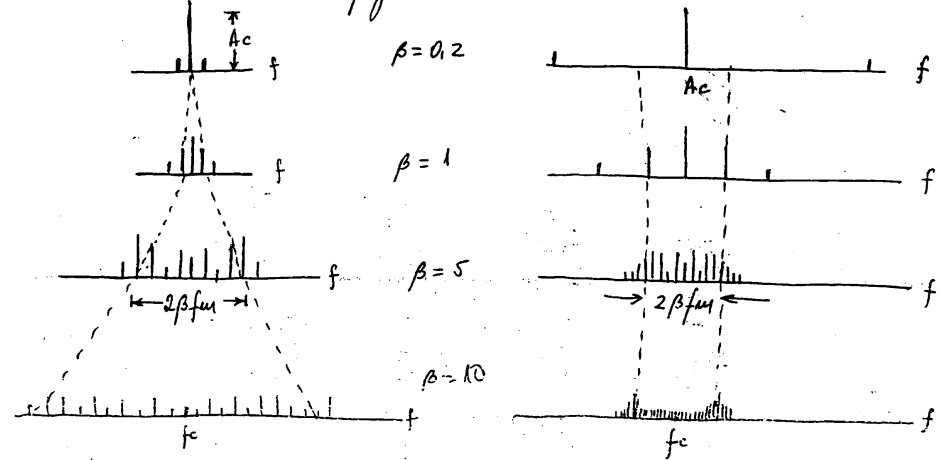
Cuidado:

Frequência instantânea \neq Frequência espectral

O espectro de frequência de FM consiste de uma raiz de frequência (a portadora), mais um número infinito de bandas laterais, nas frequências $f_c \pm n f_m$.

- 1) $J_n(\beta)$: função de Bessel = 0 para $J_0(\beta)$ quando $\beta = 2.4; 5.5$ etc
- 2) O número de linhas de banda lateral significativas depende de β . Quando $\beta \ll 1$ só J_0 e J_1 são significativas (largura de banda menor)
- 3) Quando $\beta \gg 1$: grande largura de banda.

Observe com cuidado as figuras abaixo.



- a) FM ou PM (modulação por tom), f_m fixo intervalo entre as raízes
- b) FM com A_m fixo

Figura 20

1.6 Composição Espectral Modulação Multi-tons

Sejam os dois tons ω_1 e ω_2 , $f_m \ll 1$

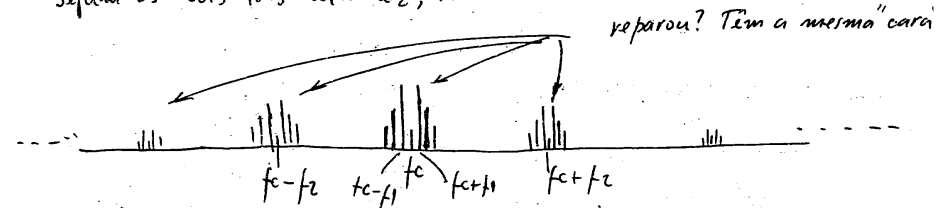


Figura 21

Nem sempre o espectro de frequência é simétrico. A modulação FM por tons de pulso (duas frequências) não é simétrica

Exemplo: A rádio-difusão comercial é limitada a um desvio máximo de frequência de 75 kHz, com sinais modulantes típicos de 30 Hz a 15 kHz. Tomando-se $W = 15$ kHz, o razão de desvio é $D = 75 \text{ kHz} / 15 \text{ kHz} = 5$, e aplicando-se a regra de Carson tem-se que $B_T \approx 2(5+1) \cdot 15 \text{ kHz} = 180 \text{ kHz}$. Na prática, rádios FM de alta qualidade apresentam larguras de banda de no mínimo 200 kHz. A equação mais correta é $B_T = 2(5+2) \cdot 15 \text{ kHz} = 210 \text{ kHz}$. Ou seja a regra de Carson sub-estima a largura de banda.

1.8 FM banda larga.

$$D = f_\Delta / W \gg 1 \quad B_T \approx 2f_\Delta \gg W$$

mas existe PM em banda larga (no mesmo sentido), já que $\phi_\Delta \leq 2\pi \text{ rad}$.

1.9 Conversão FM-AM

As variações de amplitude em FM são indesejadas e são eliminadas por meio de limitadores ("ideal hard limiter" ou "clipper").

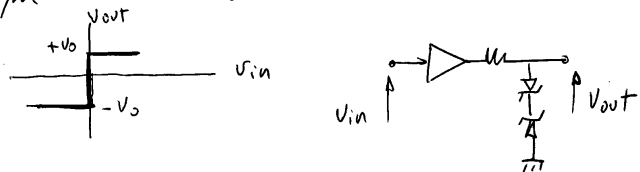


Figura 22

1.10 Geração e Detecção de FM e PM

A fase, ou a frequência, varia linearmente com a forma de onda da mensagem. Como a amplitude do sinal é constante, o projetista não precisa se preocupar com picos de de

(6)

Exemplo: A rádio-difusão comercial é limitada a um desvio máximo de frequência de 75 kHz, com sinais modulantes típicos de 30 Hz a 15 kHz. Tomando-se $W = 15$ kHz, o razão de desvio é $D = 75 \text{ kHz} / 15 \text{ kHz} = 5$, e aplicando-se a regra de Carson tem-se que $B_T \approx 2(5+1) \cdot 15 \text{ kHz} = 180 \text{ kHz}$. Na prática, rádios FM de alta qualidade apresentam larguras de banda de no mínimo 200 kHz. A equação mais correta é $B_T = 2(5+2) \cdot 15 \text{ kHz} = 210 \text{ kHz}$. Ou seja a regra de Carson sub-estima a largura de banda.

1.8 FM banda larga.

$$D = f_\Delta / W \gg 1 \quad B_T \approx 2f_\Delta \gg W$$

mas existe PM em banda larga (no mesmo sentido), já que $\phi_\Delta \leq 2\pi \text{ rad}$.

1.9 Conversão FM-AM

As variações de amplitude em FM são indesejadas e são eliminadas por meio de limitadores ("ideal hard limiter" ou "clipper").

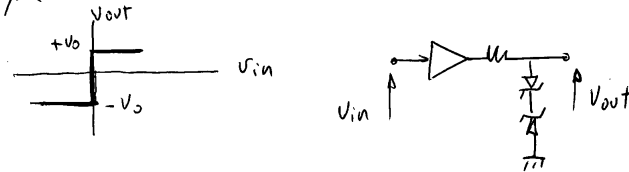


Figura 22

1.10 Geração e Detecção de FM e PM

A fase, ou a frequência, varia linearmente com a forma de onda da mensagem. Como a amplitude do sinal é constante, o projetista não precisa se preocupar com picos de de

(6)

potência (dissipada) ou tensão de ruptura.

Repetidores de enlaces em microondas em telefonia à longa distância empregam FM porque é muito difícil (e caro) desenvolver-se amplificadores lineares em banda larga, para modular-se em amplitude, em frequências de microondas.

1.10.1 FM direta e VCO:

Para a modulação direta em frequência tudo o que precisamos é um VCO: um oscilador cuja frequência de saída é controlada por uma tensão (exatamente, a mensagem!).

- características de um bom "VCO"

- a) linearidade entre a variação de frequência e a variação de tensão;
- b) estabilidade

- constituição: todo VCO que se presta é constituído por um oscilador em cuja malha de realimentação existe um componente de "reatância variável", na prática um capacitor "controlado" por tensão.

- $C(t) = C_0 \pm C_x(t)$ (por exemplo $\left\{ \begin{array}{l} \text{valor de reatância variável} \\ \text{varactor (varactor)} \end{array} \right.$)

- exemplo simplificado de circuito

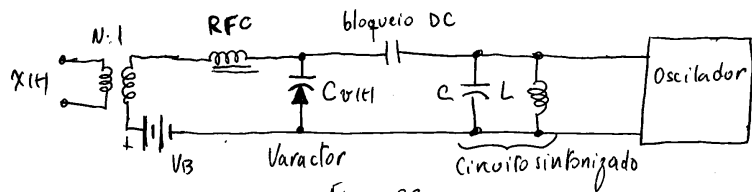


Figura 23

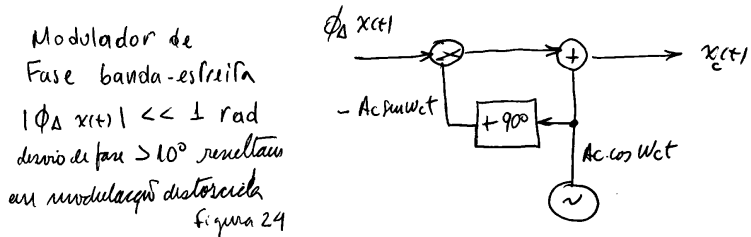
- Vantagens da modulação direta: fácil, barato e permite grandes desvios

- Desvantagens de modulação direta: elevada estabilidade do oscilador (mas não tem que variar?) Fácil, hoje em dia! Mas no passado.

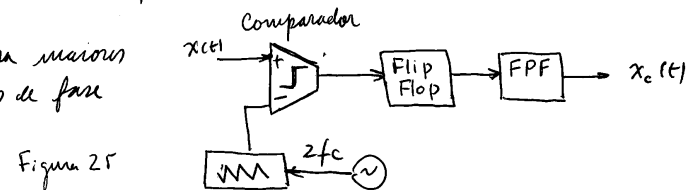
1.10.2 Moduladores de Fase e FM indireta

Porque modular em fase?

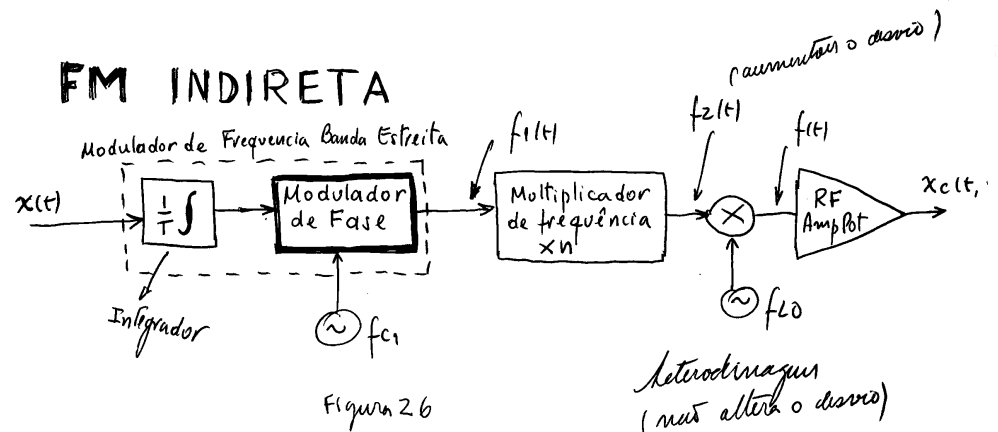
1. a implementação é simples;
2. a portadora pode ser fornecida por uma fonte de frequência estável;
3. INTEGRANDO-SE O SINAL DE ENTRADA DE UM MODULADOR DE FASE TEM-SE (OH!!!) UMA SAÍDA MODULADA EM FREQUÊNCIA !!!



Para maiores desvios de fase



FM INDIRETA



O desvio de frequência inicial é igual a $\phi_0/2\pi T$, e deve ser aumentado até o valor de f_d , por um multiplicador de frequência.

O multiplicador de frequência produz uma multiplicação por "n" da frequência instantânea, ou seja:

$$f_2(t) = n f_1(t) = n f_c(t) + f_d x(t)$$

onde $f_d = n \left(\frac{\phi_0}{2\pi T} \right)$.

Cuidado! a multiplicação de frequência afeta a FAIXA, mas a taxa. Por exemplo, a multiplicação de um sinal modulado por tons, aumenta a frequência portadora e o índice de modulação, mas não a frequência modulante, de modo que a amplitude das raízes laterais não alteradas, importante que o espaçamento entre as raízes espectrais permanece o mesmo (claro não? é o mesmo tons modulante! (compare o espectro na figura 26 com $\beta = 5$ e $\beta = 10$) (p. 14)

Exemplo fixador e registro:

O sistema de FM indireta, originalmente proposto pelo Col. Armstrong, empregava um modulador de fase de banda estreita, como o da figura 26, (p. 18) e produzia um pequeno desvio de frequência inicial. Como ilustra, consideramos $\phi_0/2\pi T \approx 15 \text{ Hz}$ (o que assegura uma distorção por modulação desprezível), e que $f_c = 200 \text{ kHz}$ (o limite superior de frequência na osciladora a cristal). Mas sabemos que a saída de uma estação de rádio-difusão comercial em FM tem-se $f_d = 75 \text{ kHz}$, o que requer uma multiplicação pelo fator de $n \approx 75.000 \div 15 = 5000$. Isto pode ser obtido com uma cadeia de 4 (quatro) triplicadores e 6 (seis) dobradores, de modo que $n = 3^4 \times 2^6 = 5184$. Mas $n f_c = 5000 \times 200 \text{ kHz} = 1 \text{ GHz}$! É necessário um "down-converter" com $f_{lo} \approx 900 \text{ MHz}$ para colocar f_c na faixa de FM comercial em rádio-difusão, 88 MHz a 108 MHz. A figura a seguir ilustra o exemplo.

(19)

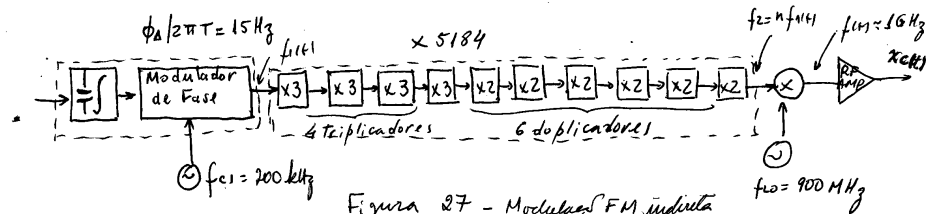


Figura 27 - Modulador FM indireta

1.10.3 Detecção de FM

Um detector de frequência, ou discriminador, produz uma tensão de saída proporcional ao desvio de frequência de entrada (mas não familiar!). As quatro categorias abaixo são as mais comuns.

1. conversão FM-AM
2. discriminação por desvio de fase
3. detecção por cruzamento de zero
4. realimentação de frequência

A detecção analógica de fase é raramente empregada, e não necessário, pode ser realizada integrando-se a saída de um detector de frequência

1. qualquer circuito que realiza a derivada no tempo da entrada produz conversão FM-AM. Observe:

seja $x_c(t) = A_c \cos \theta_c(t)$ com $\dot{\theta}_c(t) = 2\pi [f_c + f_d x(t)]$, então:

$$\dot{x}_c(t) = -A_c \sin \theta_c(t) \sin \dot{\theta}_c(t) = 2\pi A_c [f_c + f_d x(t)] \sin [\theta_c(t) \pm 180^\circ]$$

Assim, um detector de envelope (lembra, figura 19, pag 10) com um sinal de entrada $\dot{x}_c(t)$ leva a uma saída proporcional a $f(t) = f_c + f_d x(t)$

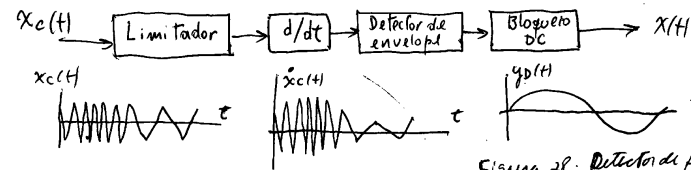


Figura 28 - Detector de frequência, FM-AM

(20)

Dica! um diferenciador ideal possui $|H(f)| = 2\pi f$. Um pouco abaixo e acima da ressonância, a função de transferência de um simples circuito ressonante aproxima-se de resposta de segunda ordem, assim, um receptor AM devidamente sintonizado (na portadora, por favor!!!) para uma modulação por frequência de FM, não detecta por inclinação ("slope detection")

Para estender a linearidade usa-se um "discriminador balanceado", que nada mais é que 2 sintonizadores. Veja as figuras abaixo.

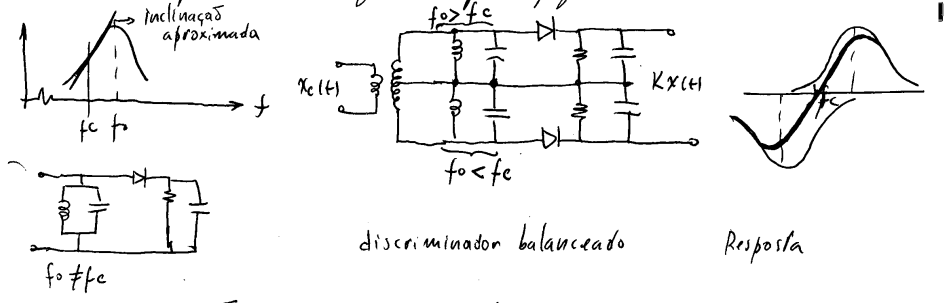
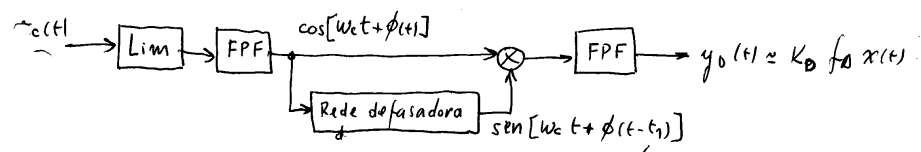


Figura 29 Discriminadores FM-AM

2. A discriminação por deriva de fase pode ser realizada pela seguinte maneira:



Observe que: $\omega_c t_0 = 90^\circ$
 \hookrightarrow Detector de Quadratura
 ↳ atraso de grupo t_s
 ↳ atraso de portadora t_0

Vantagens: melhor linearidade do que o discriminador balanceado (é empregado em receptores de alta qualidade)

Formas de realização: Discriminador Foster-Seeley ou o popular Detector de Quadratura.

3. Detector de Cruzamento

Apinal de contos, onde está a informação em FM? No cruzamento a zero!
 A figura abaixo o funcionamento básico.

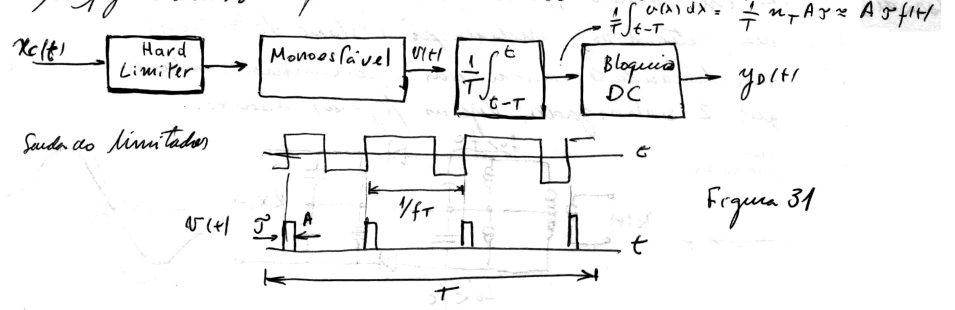


Figura 31

A linearidade pode ser melhor do que 0,1%, e operar em frequências centrais de 1 Hz a 10 MHz. Um divisor por 10 à saída do limitador estende a faixa até 100 MHz.

1.1.1 Interferência

Um FM emprega-se pré-ênfase e de-ênfase! E para que?
 Afinal, o que é o "efeito de captura?"

1.1.1.1 Interferência por senoide (um tom)

Seja um sinal desejado contaminado por um tom não desejado
 $v(t) = A_c \cos \omega_c t + A_i \cos[(\omega_c + \omega_i)t + \phi_i]$

A saída demodulada (envelope, fase ou frequência) é dada por:

$$y_D(t) \approx \begin{cases} K_D (1 + \rho \cos \omega_i t) & \text{AM} \\ K_D \rho \sin \omega_i t & \text{PM} \\ K_D \rho f_i \cos \omega_i t & \text{FM} \end{cases}$$

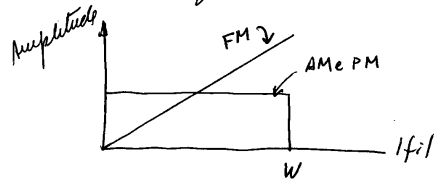
Observe que $f_i < \omega$. Será o que? Isso mesmo, o filtro conta!

O termo constante em AM é facilmente removido por um capacitor.

Para $f_i = 0$, o resultado acima é válido para modulações DSB ou SSB com detecção síncrona. O fator multiplicativo f_i em FM resulta do desvio de frequência instantâneo $f_o(t)/2\pi$.

Para uma interferência fraca tem-se:

- em AM ou PM surge um tom espúrio, com amplitude proporcional a $p = A_i/A_c$, independente de f_i .
 - em FM a amplitude do tom é proporcional a $p f_i$.
(Que interessante! FM é menos vulnerável a interferência co-canal com a mesma portadora, de modo que $f_i \approx 0$, e mais vulnerável a interferência por canal adjacente ($f_i \neq 0$)).
- Observe a figura abaixo.



Amplitude da interferência demodulada de uma portadora em $f_c + f_i$

Figura 32

3.11.2 Filtragem de De-ênfase e Pré-ênfase

Observou que o efeito da interferência em FM é mais severo para elevados valores de $|f_i|$? Que tal colocarmos, após o demodulador, um filtro passa-baixas com uma curva de resposta que diminua com a frequência?

O que acontecerá? Exato, reduziremos a interferência, e lamentavelmente o sinal desejado também... É aí que devemos pressupor ou usar um bom filtro, para retirarmos as frequências acima de W .

A solução é a "pré-ênfase", ou uma "pré-distorsão", ou seja, elevamos o conteúdo de altas frequências no sinal modulante, e na recepção aplicamos uma curva inversa, o resultado final, no sistema, é uma resposta plana! Simples e efetivo.

(23)

Mais o sistema Dolby que você tem em casa impregna o mesmo princípio. Na verdade, todas as modulações de FM comerciais, e o demais, empregam "pré-ênfase" de-ênfase".

Bem, se é tão bom, porque não usar em PM e AM? É óbvio, não na equação anterior; a amplitude da interferência demodulada não depende da frequência!

Porém, o FM é melhor do que o PM, tanto para canal adjacente quanto para co-canal (interferência).

Vejamos as malhas e respectivas curvas de transferência:

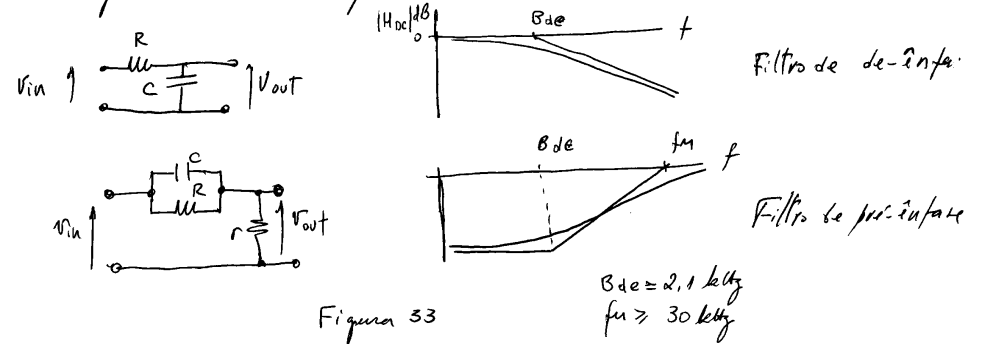


Figura 33

$B_{de} = 2,1 \text{ kHz}$
 $f_m \geq 30 \text{ kHz}$

Mas ah! O que é um filtro de pré-ênfase? grande! Um passa-alta! Sim, e o que é um passa-alta? Isso, a baixa f_i é quase nula! É um DIFERENCIADOR. Percebam, você (ou o rádio), diferencia o som e o aplicamos a um modulador de frequência! Veja a figura 26 pag 18. Perfeito, acabamos de fazer um modulador de FASE!

Se não disse ainda vou repetir, Diferenciar um sinal e apl. cá-lo a um modulador de frequência equivale a modular em FASE!

Tudo bem, você não entendeu. Vou repetir.

Peque um sinal, integre-o e aplique-o a um modulador de fase = é igual a modular em FREQUÊNCIA!

(24)

Peque um sinal, diferencie-o (isto existe?), e aplique-o a um oscilador de frequência = modular em fase!

Tudo bom. Vou repetir com diagramas em bloco.

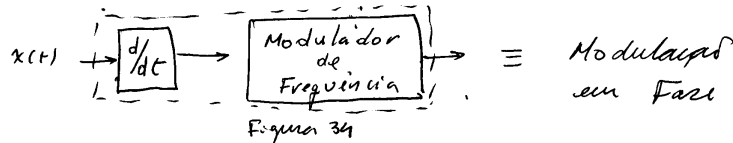
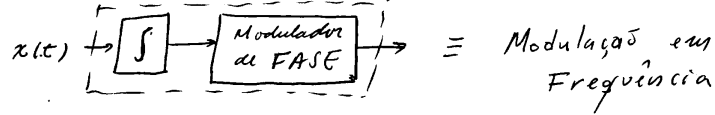


Figura 34

Entendidos agora? Se não, volte ao item 1 pag 1 ...

1.11.3 Efeito de Captura em FM

Também conhecido como "A lei do mais forte" na modulação exponencial. Entendidos? Vamos lá.

O Efeito de Captura é um fenómeno que ocorre em sistemas de FM quando dois sinais, de aproximadamente a mesma amplitude, de alcançam o receptor e são demodulados. O maior dos dois domina a situação, subitamente varrendo o sinal mais fraco da saída do demodulador.

O resto é silêncio...

25

Sistemas de Modulação em Onda Contínua.

1. Receptores para modulação CW.

1.1 Super-heterodino

Basicamente, o que um receptor faz é:

- sintonia na frequência portadora desejada;
- filtros para separar o sinal desejado dos demais;
- amplificadas para compensar as perdas por transmissões.

Porque não só amplificar tudo? Bem, estabilidade e largura de banda. A solução? Bem, foi fornecida (de novo) pelo bel Armstrong..., a chamado "super heterodino" ou receptor "superhit".

Vejá a figura abaixo.

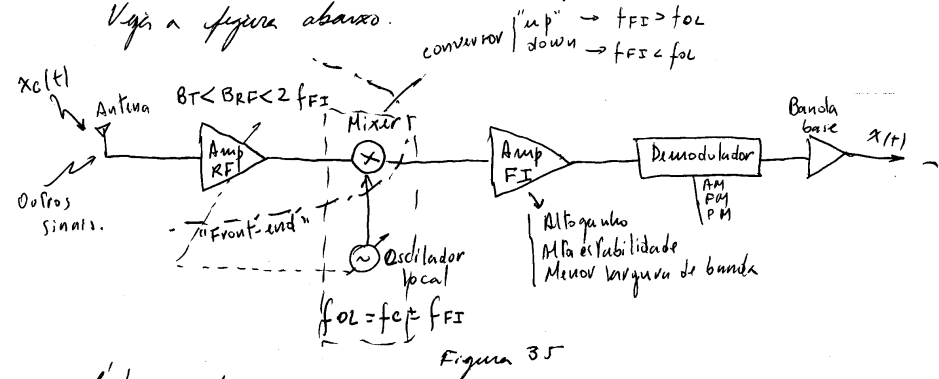


Figura 35

É bom saber.

FI: frequência intermediária (uma de cada vez!). Valores comerciais; 455 kHz; 465 kHz (AM); 10,7 MHz; 21,4 MHz (FM); 70 MHz (satélite); 40 MHz (TV)...

Frequência imagem:

Razão de Sintonia

Para $f_{OL} = f_c + f_{FI} \rightarrow$ melhor razão de sintonia (down-converted) menor largura de banda lateral em SSB

26

1.3 Analisadores de Espectro

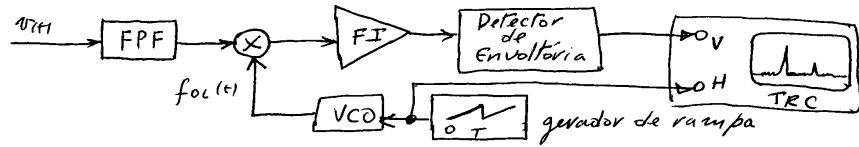


Figura 38

O sinal sob observação deve ser periódico ou quase periódico, ou sinal aleatório estacionário ao longo do tempo de observação.

O que isto lhe sugere?

Baixas a saber:

- Sensibilidade
- Resolução de frequência: $(f_2 - f_1)/B \rightarrow$ linhas
- Taxa de varredura de frequência: $f_0 = (f_2 - f_1)/T$

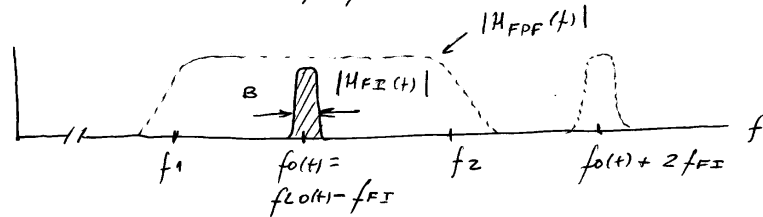


Figura 39

Não se esqueça: pulsos para-pulsos requerem $B \geq 1/\tau = f_0/B$ ou $f_0 = \frac{f_2 - f_1}{T} \leq B^2$

Quando B é pequeno { baixa taxa \rightarrow longo tempo de observação

\rightarrow Alguns analisadores de espectro acendem uma luz de aviso.

(27)

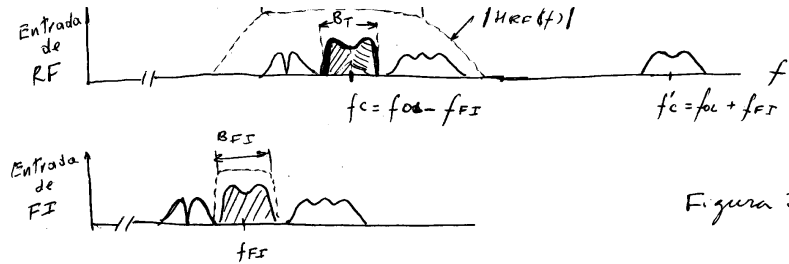


Figura 36

Alguns parâmetros típicos.

	AM	FM
Frequência de Portadora	540-1600 kHz	88,1 a 107,9 MHz
Espacamento de frequência	10 kHz	200 kHz
Frequência Intermediária	455 kHz	10,7 MHz
Largura de banda de FI	6-10 kHz	200-250 kHz
Largura de banda de áudio	3-5 kHz	15 kHz

Em AM \rightarrow CAG (ou AVC)

Em FM \rightarrow AFC

1.2 Receptores de dupla conversão

- Heteródino: superhet sem a freq de RF
- TRF (Tuned RF): dois ou mais estágios de RF (sintonia/amplificação seguido por demodulação. (Bom p) detecção por envelope)
- Receptor de dupla conversão: Duas ou mais FI. É o que se quer com isto?

Vejam a figura.

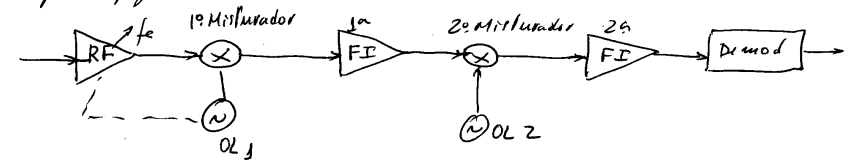


Figura 37

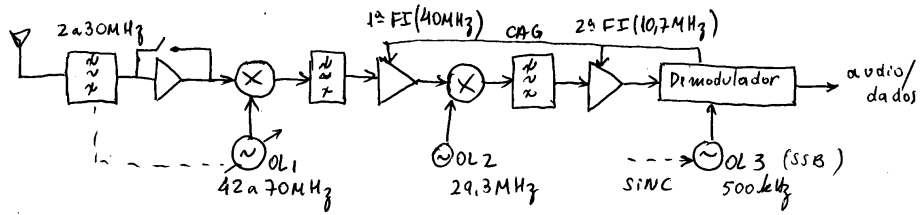
(28)

Características características de Receptores:

Gibson

- | | |
|---------------------------------------|--------------------------------------|
| Sensibilidade | Distorção harmônica |
| Bloqueio | SINAD |
| Distorção por intermodulação | Rejeição de canal adjacente |
| Rejeição de frequência imagem | Rejeição de Frequência Intermediária |
| Re-irradiação | Figura de Ruído |
| Relatado de envelope | Nível de saída de áudio |
| Silenciamento | De-ênfase |
| Estabilidade de frequência | Impedância de entrada de RF |
| Impedância de saída de AF | Controle Automático de Ganho |
| Controle Automático de Frequência | Precisão de Frequência |
| Desvio de Frequência | Clarificador (SSB) |
| BER | |
| Ponto de compressão de 1 dB (ou 3 dB) | |
| Ponto de interceptação de 3ª ordem | |
| Nível de ruído | Mínimo sinal discernível |
| Faixa dinâmica livre de espúrios | |
| Largura de faixa de RF | Largura de faixa de FI |

Observe que um receptor de dupla conversão em SSB requer (como sempre detecção síncrona): 3 (três) osciladores estáveis, mais um controle automático de frequência e uma circuítaria presa a sincronização!!! A solução? O mistificador de frequências (que usa o PLL).
 O diagrama em blocos abaixo representa um receptor analógico/digital (claro, existe receptor digital?) com dupla conversão. Observe os valores de frequência.



Gibson

(29)

Multiplexação por Divisão em Frequência, FDM

Gibson

Várias mensagens → uma facilidade de comunicação: Multiplexação
 Aplicações: rede telefônica, FM estereo e sistemas espaciais de telemetria.

1. FDM (Sistemas)

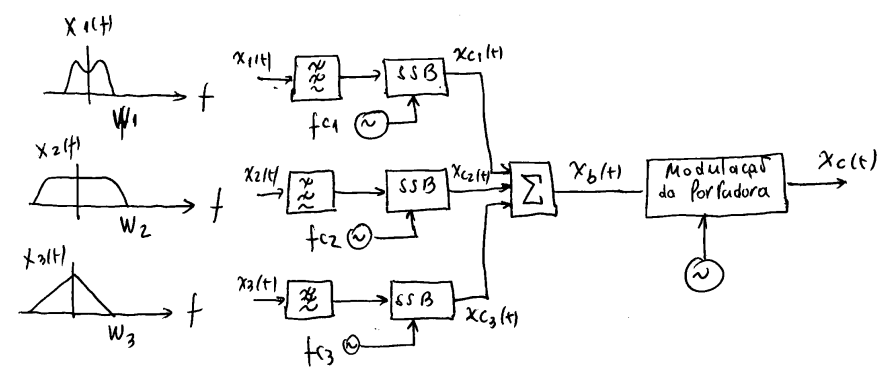
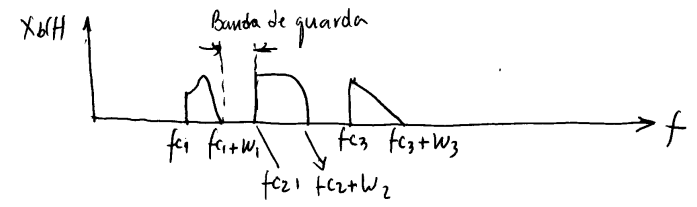


Fig. Transmissor de FDM típico (espectros de entrada e saída)



Espectro de FDM em banda base

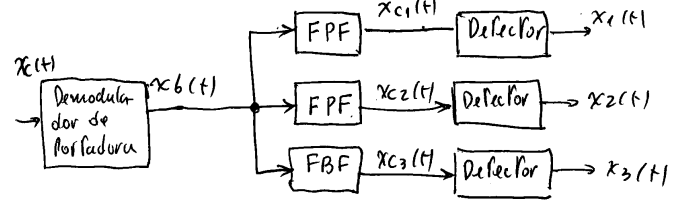


Fig. Receptor de FDM típico

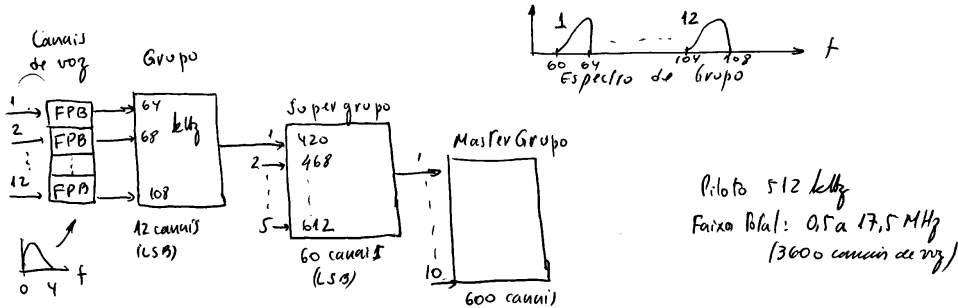
(30)

O maior problema em FDM é o "cross-talk", ou seja, o acoplamento não desejado de uma mensagem em outra. (Também chamada de "modulação cruzada"); a causa? Nas não linearidades do sistema (Na verdade, as técnicas de realimentação negativa surgiram para resolver problemas FDM, você sabia?)

"Cross talk" inteligível: usar realimentação negativa

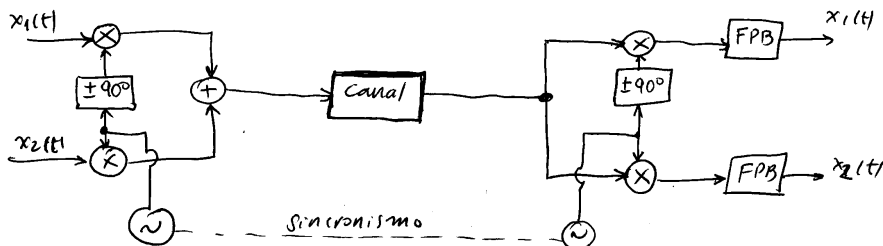
"Cross talk" não inteligível: aumentar a banda de guarda.

Assim a largura de banda de banda base total é a soma das larguras de banda das mensagens moduladas mais as faixas de guarda.



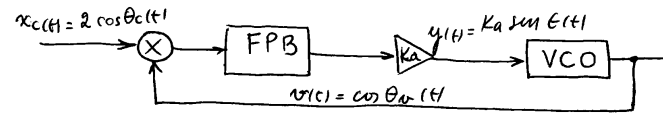
Exemplo: Intelsat: FDMA (FDM com FM), cada transponder com 36 MHz de largura de banda.

2. Multiplexação por Quadratura de Portadora



Gilson

(3.1)



Gilson

Fig Bloco de Fase Amarrada (PLL)

Frequência livre do VCO: "free running frequency"; mas é necessário manter f_c , com $y(t)=0$

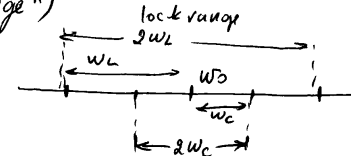
Quilho da malha $K = K_v \cdot K_a$ (Hz)

$$\theta_v(t) = 2\pi(f_c - \Delta f)t + 2\pi K_v \int y(x) dx + 90^\circ$$

Bordas de sincronia: $K \geq |\Delta f|$ (onde $f_{sinc} = f_c - f_v$) determina a largura de banda e a faixa de frequência de "lock-in"

• Faixa de amarração ("lock range"): é a faixa de frequências dentro da qual o elo mantém-se em "lock". Também é chamada de "tracking range" ou "hold-in range".

• Faixa de captura ("capture range", $2W_c$): embora o elo mantenha-se em "lock" ao longo da faixa de amarração, pode ser que não consiga fugir de um extremo desta faixa. A faixa ao longo do qual o elo pode adquirir lock é denominada "FAIXA DE CAPTURA". (também chamada de "lock-in range")



• Fator de amortecimento: habilidade do elo em responder rapidamente a um desvio de frequência da entrada, sem "over-shot" excessivo

• Frequência livre ("free running frequency" ou "center frequency"): é a frequência do VCO quando não está travado ao sinal de entrada.

Gilson

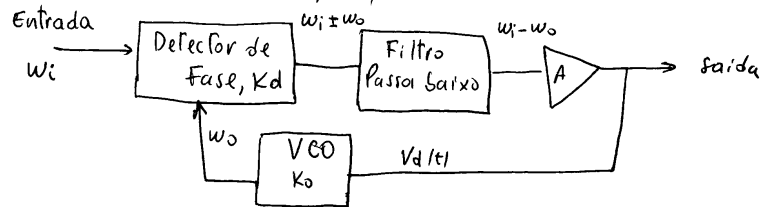
(33)

Frequência natural (ω_n): é a frequência característica do elo.

Gibson

Fator de Ganho do Detetor de Fase (K_d): relação tensão de saída do detetor de fase e a diferença de fase entre os sinais de entrada e do VCO, volts/rad

Ganho de Conversão do VCO (K_o): razão entre frequência do VCO e tensão de controle, expresso em radianos/segundo/volt.



Outras aplicações.

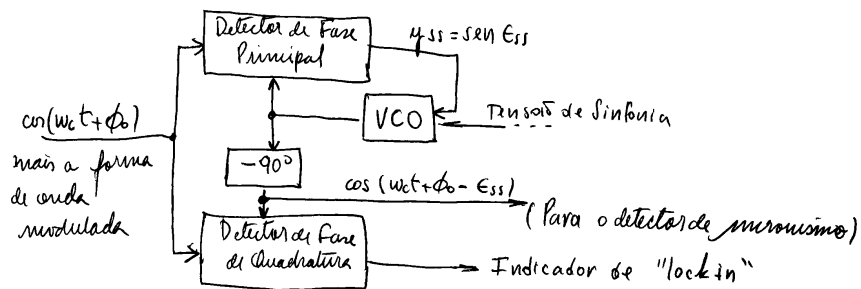


Fig Filtro de Piloto PLL com dois discriminadores de fase.

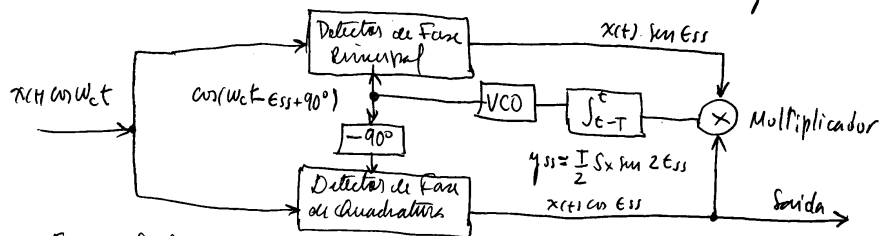
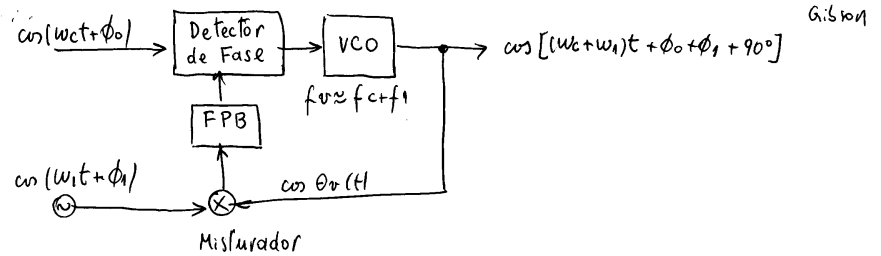


Fig Sistema PLL do Tipo Costas, para detecção síncrona (DSB)

(34)



Gibson

Fig Bloco de deslocamento (incremento) de frequência

Sintetizador

Muitas frequências a partir de uma frequência (estável) de referência

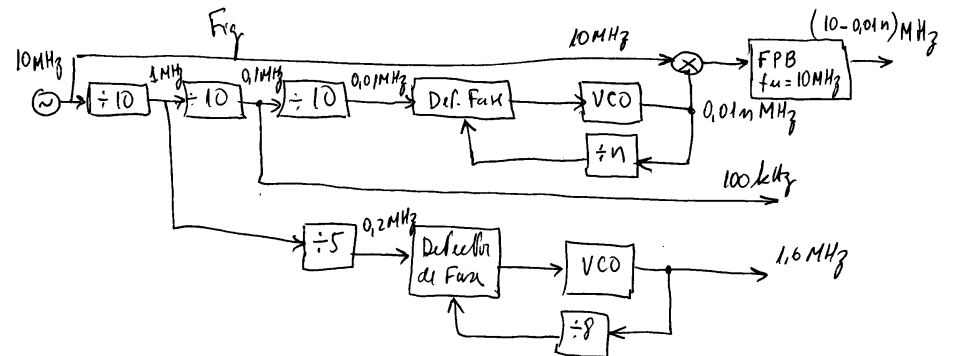
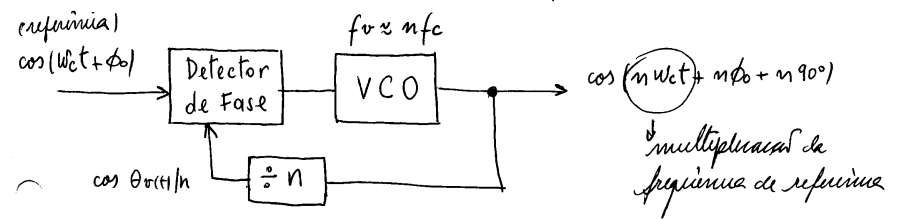


Fig. Sintetizador de Frequência com saídas fixas e variáveis.

Gibson

(35)

Aplicações do PLL:

- Demodulação de frequência
- Síntese de frequência
- Sincronismo de frequência
- Condicionamento do sinal
- Demodulação em AM

Ruído em Sistemas de Modulação em Onda Contínua

1. Modulação binária

1.1 Detecção Síncrona

DSB com detecção síncrona ideal apresenta o mesmo desempenho do que a transmissão em banda base (as bandas laterais adicionam-se coerentemente, e o ruído incoerentemente).

AM: é pior do que DSB. Solução: compressão de volume e limitação de pico do sinal modulado (necessário para dados analógicos)

SSB: igual a DSB

VSB+FC: ruído igual a SSB, sinal igual a AM

Ou seja, é quase tudo igual. (se considerarmos a profundidade média e densidade de ruído fixa).

Em relação à PEP: SSB \rightarrow S/N_D é 3dB melhor que DSB e 9dB melhor que AM

(36)

1.2 Detecção por Envelope

Efeito de limiar: $\left\{ \begin{array}{l} \text{acima não se percebe} \\ \text{abaixo: rápida degradação} \end{array} \right.$

2. Modulação Exponencial

Pré-ênfase e De-ênfase.

Comparação entre Sistemas de Onda Contínua

Sistemas de portadora suprimida são superiores a AM quanto a: relação sinal-ruído (melhor), efeito de limiar (não há), economia de espectro (eficiência espectral). O preço? maior complexidade do receptor.

A detecção síncrona é sofisticada. Bom para ponto-a-ponto. Mas para radiodifusão, não pensar (neste caso usar detecção de envelope).

Modulação exponencial é melhor em relação a (S/N)_D comparada com modulação binária, especialmente FM com de-ênfase.

Análogica: FM é melhor $\left\{ \begin{array}{l} \text{quanto o ruído} \end{array} \right.$
 Digital: PM é melhor.

(a melhoria implica em aumento da largura de banda!)

Base se desce um sinal claro, e BW não seja restrita é uma boa escolha: FM comercial e áudio em TV.

Em microondas usa-se de novo a redução de ruído e amplitude com tanto \rightarrow modulação exponencial

Já que o discriminador apresenta excelente resposta em baixas frequências FM pode ser vantajosa em relação a DSB e VSB (mas requer sincronismo). Um meio não estável de transmissão é particularmente destrutivo para detecção por envelope.

Gilson

(37)

Gilson

Amostragem e Modulação de Pulso

Reprodução de um sinal contínuo por meio de um conjunto de amostras instantâneas.

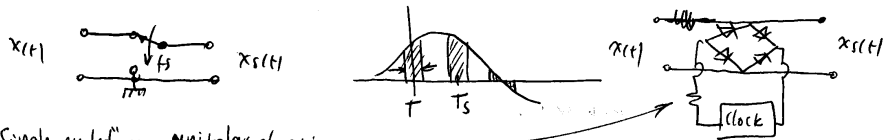
Amostragem → modulação de pulso (de curta duração, comparado com o período entre elas).

Vantagens → menor potência, pode multiplexar (TDM)

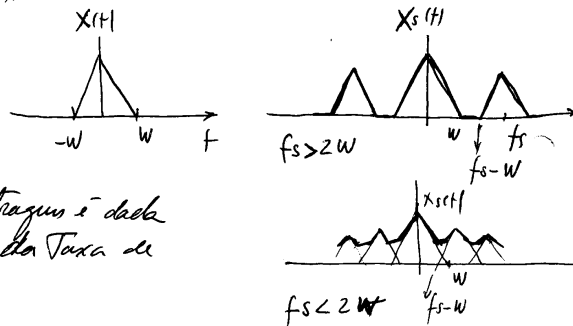
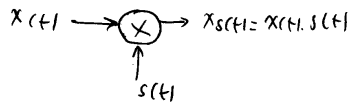
Desvantagem → maior largura de banda.

A modulação digital ou codificação busca compensar esta desvantagem.

Teoria da Amostragem



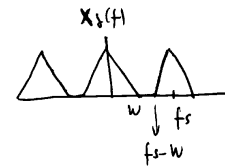
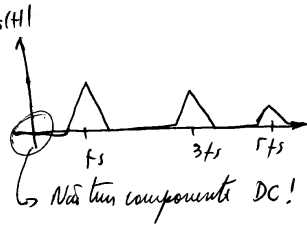
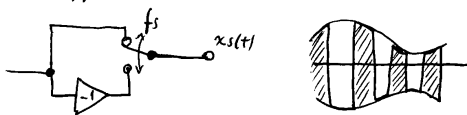
"Single-ended" ou unipolar-chopping
Amostragem como multiplicação



A menor frequência de amostragem é dada por $f_{min} = 1/2 \cdot W$, denominada Taxa de Nyquist

$f_s > 2W \rightarrow$ leva a banda de guarda

Chopper bipolar



Amostragem ideal → a forma da onda amostrada (e a instantânea) é um train de impulsos, cujas áreas são iguais ao valor da amostra instantânea

Na reconstrução: entre os intervalos a onda é interpolada, por isso o filtro passa baixo é chamado de interpolador

Amostragem prática

- a onda amostrada é constituída de pulsos com amplitudes e durações finitas (e não impulsos);
- os filtros de reconstrução não são ideais;
- as mensagens são limitadas no tempo, e seus espectros NÃO são estritamente limitados em banda.

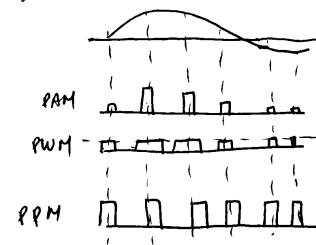
Observe a sobreposição dos espectros



Quando $f_s < 2f_1$: sub-amostrado ("aliasing") (translado f/b baixo)
Combate-se o aliasing: filtrando "bem" o sinal e amostrando acima da taxa de Nyquist
Ex.: Voz: o espectro estende-se acima de 10 kHz, no entanto, a maior parte da energia concentra-se entre 100 e 600 Hz, e uma banda de 3 kHz é suficiente para a inteligibilidade. Filtrando-se em 3,3 kHz e amostrando-se a 8 kHz, os termos de "aliasing" ficam, tipicamente, 30 dB abaixo do sinal desejado, e são insignificantes.

Modulação de Pulso Analógica

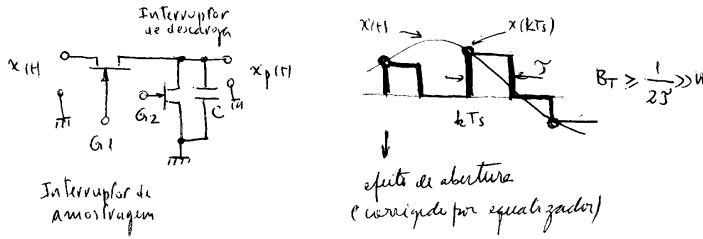
- Amplitude: PAM
- Duração (largura): PDM (PWM)
- Posição: PPM



Observe o significativo conteúdo DC

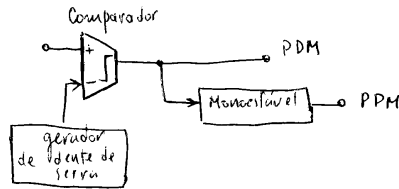
PAM:

Simple-and-hold
(flat-top sampling)



PDM e PPM

Pulsos mais estreitos → maior largura de banda, em compensação, amplitude constante e immune a distorções não lineares



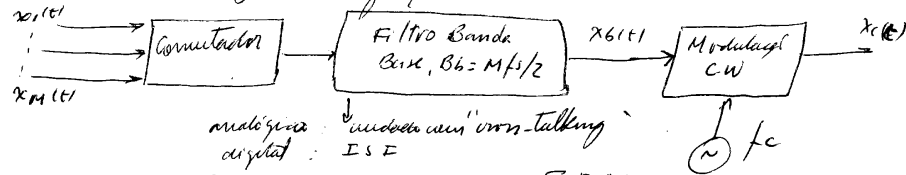
(Redução de ruído → a informação está na borda, não no pulso!)

Multiplexação por Divisão no Tempo (TDM)

Portadas de amostragem: $f_s > 2W \rightarrow T_s = 1/f_s$

Nº total de pulsos por segundo: $r = M f_s \geq 2MW$
 Taxa de multiplexação de TDM → nº de canais de entrada

Cuidado com a sincronização!



mais simples
mais exigente no sincronismo
immune as canais de cross talk em FDM (filtragem imperfeita, modulação cruzada não linear)
con imunidade depende da banda transmitida e ausência de distorções por retardos
bom para sistemas digitais
mas immune ao fading

(40)

Relações Trigonômicas

$$\sin^2(\theta) = \frac{1}{2} - \frac{\cos(2\theta)}{2}$$

$$\cos^2(\theta) = \frac{1}{2} + \frac{\cos(2\theta)}{2}$$

$$\sin(\theta) \cdot \cos(\theta) = \frac{1}{2} \sin(2\theta)$$

$$\sin(\alpha) \cdot \sin(\beta) = \frac{1}{2} \cos(\alpha - \beta) - \frac{1}{2} \cos(\alpha + \beta)$$

$$\cos(\alpha) \cdot \cos(\beta) = \frac{1}{2} \cos(\alpha - \beta) + \frac{1}{2} \cos(\alpha + \beta)$$

$$\sin(\alpha) \cdot \cos(\beta) = \frac{1}{2} \sin(\alpha + \beta) + \frac{1}{2} \sin(\alpha - \beta)$$

$$\cos^3(\theta) = 1/4 [3 \cdot \cos(\theta) + \cos(3\theta)]$$

$$\sin^3(\theta) = 1/4 [3 \cdot \sin(\theta) - \sin(3\theta)]$$

$$\sin(\alpha \pm \beta) = \sin(\alpha) \cdot \cos(\beta) \pm \cos(\alpha) \cdot \sin(\beta)$$

$$\cos(\alpha \pm \beta) = \cos(\alpha) \cdot \cos(\beta) \mp \sin(\alpha) \cdot \sin(\beta)$$

Gibson

