SIMON HAYKIN
MICHAEL MOHER

Sistemas de Comunicação

QUINTA EDIÇÃO

bookman

Modulação Angular

Definição

- Modulação na qual o ângulo da portadora varia de acordo com o sinal em banda base.

$$\boxed{s(t) = A_c \cos[\theta_i(t)]}$$

Onda modulada angular

Neste tipo de modulação temos:

- Modulação em frequência (FM);
- Modulação em fase (PM);

Modulação Angular

$$\boxed{s(t) = A_c \cos[\theta_i(t)]}$$

Onda modulada angular

- Se $\theta_i(t)$ cresce monotonicamente com o tempo, a frequência média em Hz ao longo de um intervalo $t + \Delta t$, será:

$$f_{\Delta t}(t) = \frac{\theta_i(t + \Delta t) - \theta_i(t)}{2\pi \Delta t}$$

- Desta forma podemos definir frequência instantânea do sinal com modulação angular como:

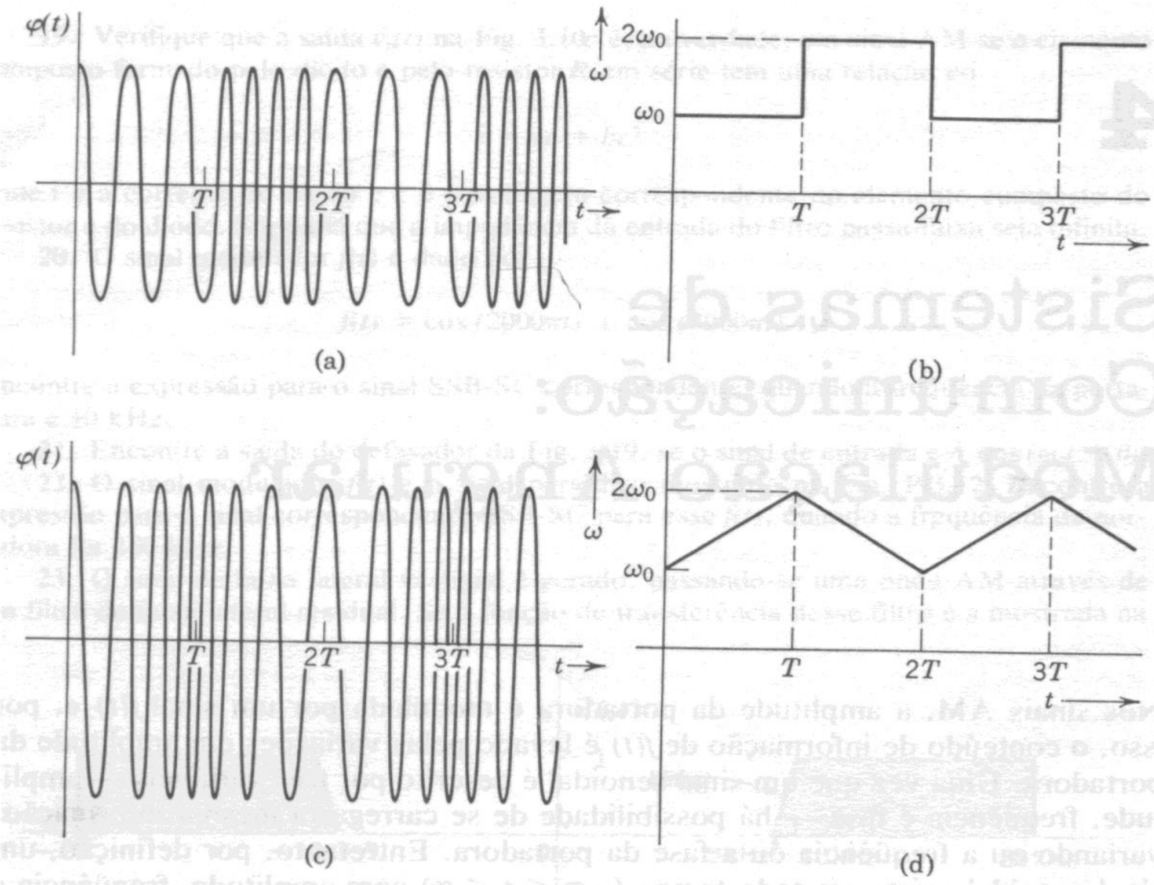
$$f_i(t) = \lim_{\Delta t \to 0} f_{\Delta t}(t) = \lim_{\Delta t \to 0} \left[\frac{\theta_i(t + \Delta t) - \theta_i(t)}{2\pi \Delta t} \right] = \frac{1}{2\pi} \frac{d\theta_i(t)}{dt}$$

Definição da derivada do ângulo em relação ao tempo

- Em uma portadora não modulada

$$\theta_i(t) = 2\pi f_C t + \phi_C$$

Frequência instantânea



$$f_i(t) = \frac{1}{2\pi}\frac{d\theta_i(t)}{dt}$$

$$W_i(t) = \frac{d\theta_i(t)}{dt}$$

- É a variação de $\theta i(t)$ com o tempo.
- Em uma portadora não modulada, temos: $\theta_i(t) = 2\pi f_C t + \phi_C$

Modulação em Fase (PM)

- Modulação em fase: O ângulo da portadora varia linearmente com o sinal de mensagem m(t).

$$\boxed{\theta_i(t) = 2\pi f_c t + k_p m(t)]}$$

$$\boxed{W_i(t) = \frac{d\theta_i(t)}{dt} = 2\pi f_C + k_P \frac{dm(t)}{dt}}$$

- O sinal modulado será:

$$\boxed{s(t) = A_c \cos[2\pi f_c t + k_p m(t)]}$$

- fc é a freqüência da portadora não modulada;
- kp é a sensibilidade à fase do modulador em rad/V;

Modulação em Frequência (FM)

- Modulação em frequência: A frequência instantânea varia linearmente com a portadora.

$$\boxed{f_i(t) = f_c + k_f m(t)}$$

- f_c é a frequência da portadora não modulada;
- k_f é a sensibilidade à frequência do modulador Hz/v;

Modulação em Frequência (FM)

- A frequência instantânea de um sinal é dada por:

$$\boxed{f_i(t) = \frac{1}{2\pi}\frac{d\theta_i(t)}{dt}}$$

- Assim, se a partir da frequência, quisermos obter a fase tem-se que:

$$\boxed{\theta_i(t) = 2\pi\int f_i.dt}$$

Modulação em Frequência (FM)

- Assim, se quisermos obter um sinal FM, tem-se que:

$$s(t) = A_c \cos[\theta_i(t)] \quad (1)$$

$$f_i(t) = f_c + k_f m(t) \quad (2)$$

$$\theta_i = 2\pi \int f_i . dt \quad (3)$$

- Substituindo (2) em (3), tem-se que:

$$\boxed{\theta_i = 2\pi f_c t + 2\pi k_f \int_0^t m(\tau) d\tau}$$

POR COVENIÊNCIA ASSUMAMOS QUE O ÂNGULO DA ONDA PORTADORA NÃO MODULADA SEJA ZERO EM t=0.

- Finalmente, tem-se o sinal FM, dado por:

$$\boxed{s(t) = A_c \cos[2\pi f_c t + 2\pi k_f \int_0^t m(\tau) d\tau]}$$

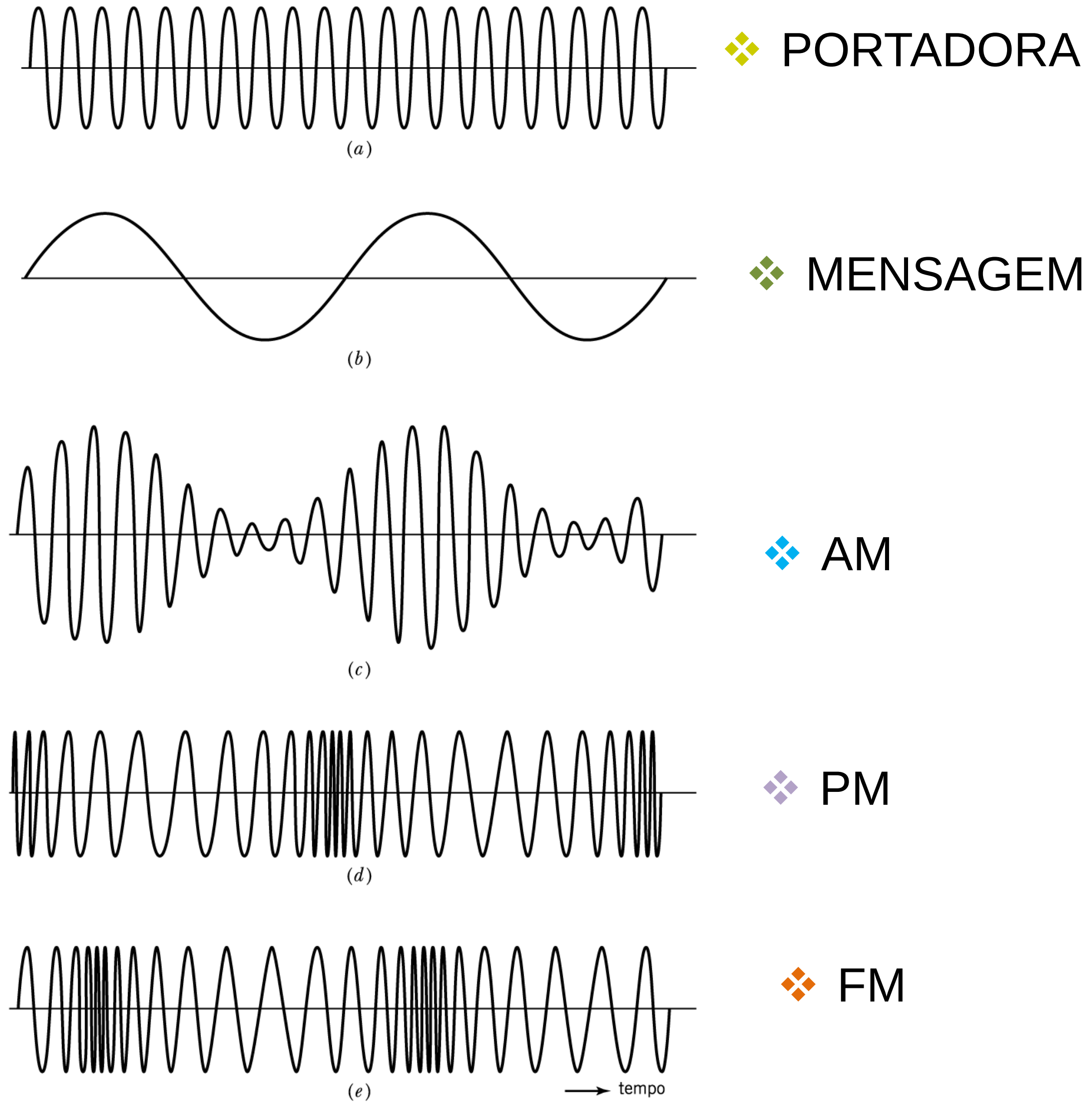
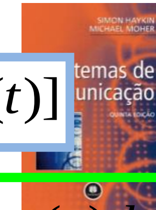


Figura 4.1 Ilustração de sinais AM, PM e FM produzidos por um tom único. (*a*) Onda portadora, (*b*) onda modulante senoidal, (*c*) sinal modulado em amplitude, (*d*) sinal modulado em fase, (*e*) sinal modulado em frequência.



Propriedades das ondas com modulação angular

- PM $s(t) = A_c \cos[2\pi f_c t + k_p m(t)]$
- FM $s(t) = A_c \cos[2\pi f_c t + 2\pi k_f \int m(\tau) d\tau]$

I. Constância da potência transmitida – A amplitude da onda FM e PM se mantêm em um valor constante igual a amplitude da portadora Ac.

Consequentemente, assumindo a resistência de carga de 1Ω, a potência transmitida média de ondas com modulação angular é uma constante igual a:

$$P_{av} = \frac{1}{2} Ac^2$$

II. Não linearidade do processo de modulação –

Exemplo: Sinal de mensagem composto de duas diferentes componentes.

$$m(t) = m_1(t) + m_2(t)$$

Ondas PM produzidas:

$$s(t) = A_c \cos[2\pi f_c t + k_p (m_1(t) + m_2(t))]$$

$$s_1(t) = A_c \cos[2\pi f_c t + k_p m_1(t)]$$

$$s_2(t) = A_c \cos[2\pi f_c t + k_p m_2(t)]$$

$$s(t) \neq s_1(t) + s_2(t)$$

Viola o principio da superposição

QUINTA EDIÇÃO

Propriedades das ondas com modulação angular

III. Irregularidade de cruzamento em zero – Os cruzamentos em zero de uma onda FM e PM não tem a mais perfeita regularidade em seu espaçamento ao longo da escala de tempo.

IV. Dificuldade de visualização da forma de onda da mensagem – Característica da não linearidade das ondas com modulação angular.

V. Relação de compromisso entre o aumento da largura de banda de transmissão e a melhora no desempenho em relação a ruído – O ângulo de uma onda portadora é menos sensível à presença de ruído do que a AM. Em contrapartida, na modulação angular uma largura de banda maior é requerida.

Assim, existe a possibilidade de se trocar um aumento na largura de banda de transmissão por um melhoramento no desempenho em relação a ruído.

Cruzamento em zero

Consideremos uma onda modulante: $m(t) = \begin{cases} at, & t \geq 0 \\ 0, & t < 0 \end{cases}$

$f_C = \frac{1}{4}\ Hz$ $\qquad a = 1$ volt/s

- Modulação em fase:

$$\boxed{s(t) = A_c \cos[2\pi f_c t + k_p m(t)]}$$

$$\boxed{s(t) = \begin{cases} A_c \cos(2\pi f_c t + k_p a t), & t \geq 0 \\ A_c \cos(2\pi f_c t), & t < 0 \end{cases}}$$

- Modulação em frequência:

$$\boxed{s(t) = A_c \cos[2\pi f_c t + 2\pi k_f \int m(\tau) d\tau]}$$

$$\boxed{s(t) = \begin{cases} A_c \cos(2\pi f_c t + \pi k_f a t^2), & t \geq 0 \\ A_c \cos(2\pi f_c t), & t < 0 \end{cases}}$$

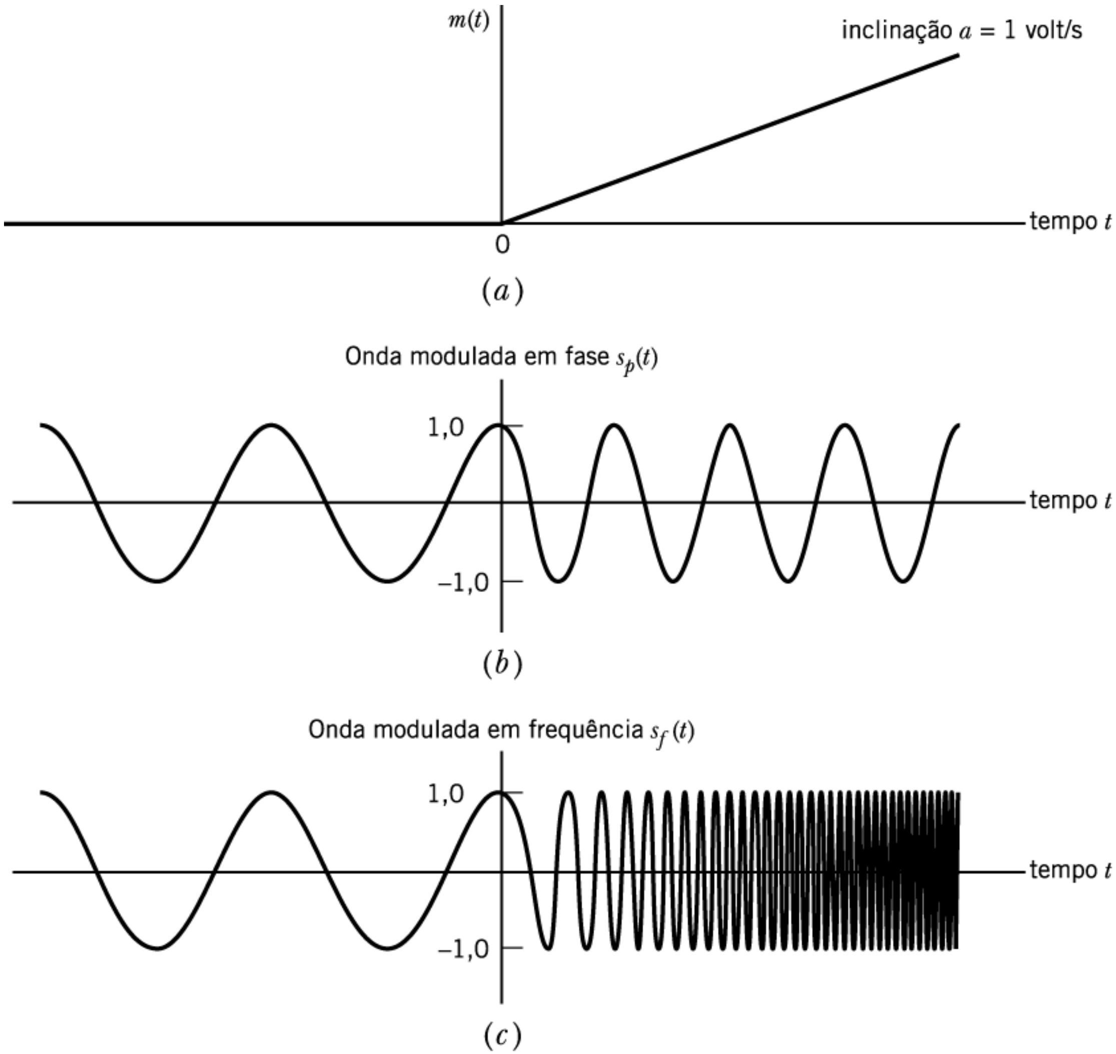


Figura 4.2 Começando no tempo $t = 0$, a figura mostra (*a*) aumento linear do sinal de mensagem *m*(*t*), (*b*) onda modulada em fase, (*c*) onda modulada em frequência.

$$m(t) = \begin{cases} at, & t \geq 0 \\ 0, & t < 0 \end{cases}$$

- Modulação em fase:

$$\boxed{s(t) = \begin{cases} A_c \cos(2\pi f_c t + k_p a t), & t \geq 0 \\ A_c \cos(2\pi f_c t), & t < 0 \end{cases}}$$

- Modulação em frequência:

$$\boxed{s(t) = \begin{cases} A_c \cos(2\pi f_c t + \pi k_f a t^2), & t \geq 0 \\ A_c \cos(2\pi f_c t), & t < 0 \end{cases}}$$

Relação entre modulação FM e PM

(a) Esquema de geração de FM usando um modulador de fase.
(b) Esquema de geração de PM usando um modulador de freqüência.

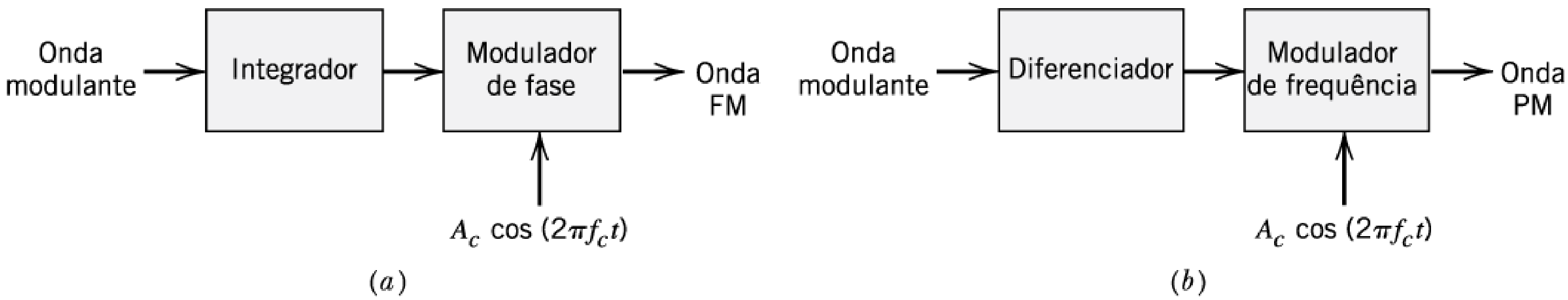


Figura 4.3 Ilustração da relação entre a modulação em frequência e a modulação em ângulo. (*a*) Esquema para a geração de uma onda FM utilizando um modulador em fase, (*b*) esquema para a geração de uma onda PM utilizando um modulador em frequência.

- Modulação em frequência:

$$\boxed{s(t) = A_c \cos[2\pi f_c t + 2\pi k_f \int m(t)dt]}$$

- Modulação em fase:

$$\boxed{s(t) = A_c \cos[2\pi f_c t + k_p m(t)]}$$

Modulação em Frequência (FM)

- Observa-se que o processo de modulação FM é um processo não linear, pois o sinal s(t) é uma função não linear do sinal de mensagem m(t).

$$s(t) = A_c \cos[2\pi f_c t + 2\pi k_f \int m(t) dt]$$

- Isto dificulta sobremaneira a análise espectral do sinal, ao contrário do sistema de modulação em amplitude.

Modulação em Frequência (FM)

- Consideremos um sinal senoidal como sinal modulador. Assim, tem-se que:

$$m(t) = A_m \cos(2\pi f_m t)$$

- Assim, a frequência instantânea do sinal modulado pode ser escrita como:

$$f_i = f_c + k_f A_m \cos(2\pi f_m t) =$$
$$= f_c + \Delta f .\cos(2\pi f_m t)$$

- Onde ***Δf =kf.Am*** é chamado de **desvio de frequência** e representa o afastamento máximo da frequência instantânea da portadora ***fc***.

Modulação em Frequência (FM)

- Assim sendo, o sinal FM pode ser escrito como:

$$s(t) = A_c \cos[\theta_i(t)] \qquad f_i = f_c + \Delta f \,.\cos(2\pi f_m t)$$

$$\theta_i(t) = 2\pi \int_0^t f_i(t)dt = 2\pi f_c t + \frac{\Delta f}{f_m}.sen(2\pi f_m t) =$$

$$\boxed{\theta_i(t) = 2\pi f_c t + \beta sen(2\pi f_m t)}$$

- $\beta = \Delta f / fm$ - é chamado de **índice de modulação do sinal FM**.

Modulação em Frequência (FM)

- O sinal FM pode então ser escrito como:

$$\boxed{s(t) = A_c \cos[2\pi f_c t + \beta sen(2\pi f_m t)]}$$

- ✓ Se β for pequeno comparado a *1 rad*, tem-se a modulação FM faixa estreita (*Narrowband FM*);

- ✓ Se β for grande comparado a *1 rad*, tem-se a modulação FM faixa larga (*Wideband FM*);

Modulação FM Faixa Estreita

- Através da relação anterior tem-se que:

$$s(t) = A_c \cos[2\pi f_c t + \beta sen(2\pi f_m t)] =$$
$$A_c \cos(2\pi f_c t).\cos[\beta sen(2\pi f_m t)] - A_c sen(2\pi f_c t).sen[\beta sen(2\pi f_m t)]$$

- Considerando β<<1rad, tem-se que:

$$\boxed{\cos[\beta.sen(2\pi f_m t)] \approx 1}$$

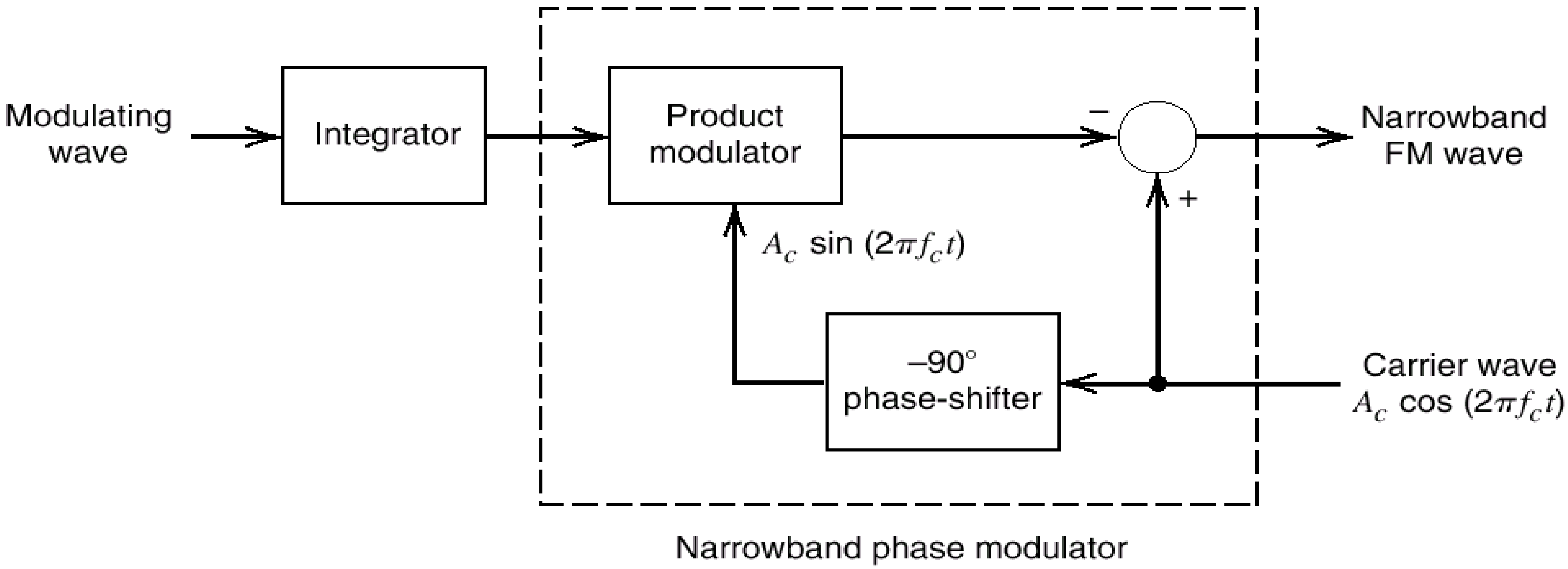
$$\boxed{sen[\beta.sen(2\pi f_m t)] \approx \beta.sen(2\pi f_m t)}$$

- Sinal FM fica assim:

$$\boxed{s(t) \cong A_c \cos(2\pi f_c t) - \beta.A_c sen(2\pi f_c t).sen(2\pi f_m t)}$$

Método de geração de FM faixa estreita - diagrama de blocos

$$\boxed{s(t) \cong A_c \cos(2\pi f_c t) - \beta . A_c sen(2\pi f_c t).sen(2\pi f_m t)}$$



- O sinal FM faixa estreita fica assim:

$$\boxed{s(t) \cong A_c \cos(2\pi f_c t) - \beta.A_c sen(2\pi f_c t).sen(2\pi f_m t)}$$

$$\boxed{\rightarrow S(f) = \frac{A_c}{2}[\delta(f - f_c) + \delta(f + f_c)] + \frac{A_c\beta}{2j}[G_M(f - f_c) - G_M(f + f_c)]}$$

- Comparemos com o sinal AM:

$$\boxed{s(t) = A_c.\cos(2\pi f_c t) + A_c k_a m(t).\cos(2\pi f_c t)}$$

$$\boxed{\rightarrow S(f) = \frac{A_c}{2}[\delta(f - f_c) + \delta(f + f_c)] + \frac{A_c.k_a}{2}[M(f - f_c) + M(f + f_c)]}$$

- ✓ Largura de faixa 2Wm;
- ✓ AM - Amplitude constante e espectro da faixa lateral em fase com a portadora;
- ✓ Ruído de fase.

Ruído de fase:

- ✓ Uso não intencional da modulação em fase banda estreita;
- ✓ Introduzido por osciladores em comunicação passa faixa;
- ✓ Na modulação angular o ruído de fase tem um efeito multiplicativo.

- Supondo *s(t)* um sinal com modulação angular, e *c(t)* um oscilador receptor com ruído de fase de $\phi n(t)$, então quando o sinal for transladado de *fc* para *fb*, a saída será:

$$s(t)c(t) = A_C \cos[2\pi f_C t + \emptyset(t)] * \cos[2\pi(f_C - f_b)t + \emptyset_n(t)]$$

$$s(t)c(t) = \frac{A_C}{2}[\cos(2\pi f_b t + \emptyset(t) - \emptyset_n(t)) + \cos(2\pi(2f_C - f_b)t + \emptyset(t) + \emptyset_n(t))]$$

$$s(t)c(t) \approx \frac{A_C}{2}\cos[2\pi f_b t + \emptyset(t) - \emptyset_n(t)]$$

➢ Após Filtro Passa Faixa

- O ruído de fase devido a osciladores afeta diretamente a componente de informação do sinal com modulação angular.

Modulação FM - Faixa larga

$$FM \qquad s(t) = A_c \cos[2\pi f_c t + \beta sen(2\pi f_m t)]$$

- O sinal FM pode ser escrito como:

$$s(t) = \mathrm{Re}[A_c e^{j2\pi f_c t}.e^{j\beta sen(2\pi f_m t))}]$$

$$\boxed{s(t) = \mathrm{Re}[\tilde{s}(t)e^{j2\pi f_c t}]} \qquad \boxed{\tilde{s}(t) = A_c e^{j\beta sen(2\pi f_m t)}}$$

- $\tilde{s}(t)$ é chamado de envoltória complexa do sinal FM.
- $\tilde{s}(t)$ é uma função periódica do tempo com uma frequência fundamental igual a frequência de modulação fm.
- Observe que a envoltória complexa é um sinal periódico, portanto é possível determinar a sua série de Fourier Complexa.

Modulação FM - Faixa larga

- Série de Fourier complexa: $$\tilde{s}(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} c_n e^{jn2\pi f_m t}$$

- Onde os coeficientes de Fourier complexos são: $$c_n = f_m \int_{-T/2}^{T/2} \tilde{s}(t) e^{-jn2\pi f_m t} dt$$

- Envoltória complexa do sinal FM $$\boxed{\tilde{s}(t) = A_c e^{j\beta sen(2\pi f_m t)}}$$

$$\boxed{c_n = f_m A_c \int_{-1/2\,fm}^{1/2\,fm} e^{[\,j\beta sen(2\pi f_m t) - jn2\pi f_m t\,]} dt}$$

Modulação FM - Faixa larga

$$c_n = f_m A_c \int_{-1/2\,fm}^{1/2\,fm} e^{[j\beta sen(2\pi f_m t) - jn2\pi f_m t]} dt$$

Seja:

$$x = 2\pi f_m t$$

$$\frac{dx}{dt} = 2\pi f_m$$

$$c_n = \frac{A_c}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} e^{[j\beta sen(x) - jnx]} dx$$

Funções de Bessel de primeira espécie e n-ésima ordem e argumento β:

$$Jn(\beta) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} e^{[j(\beta sen(x) - nx)]} dx$$

Então: $$\boxed{c_n = A_C Jn(\beta)}$$

Modulação FM - Faixa larga

$$\boxed{c_n = A_C Jn(\beta)}$$

- Substituindo-se na representação inicial do sinal, tem-se que:

$$\tilde{s}(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} c_n e^{jn2\pi f_m t}$$

Série de Fourier complexa

$$\boxed{s(t) = \mathrm{Re}[\tilde{s}(t) e^{j2\pi f_c t}]}$$

Representação do sinal FM

Representação da série de Fourier do sinal de FM, s(t), para uma valor arbitrário de β

$$\boxed{s(t) = A_c \sum_{-\infty}^{\infty} J_n(\beta) \cos[2\pi(f_c + nf_m)t]}$$

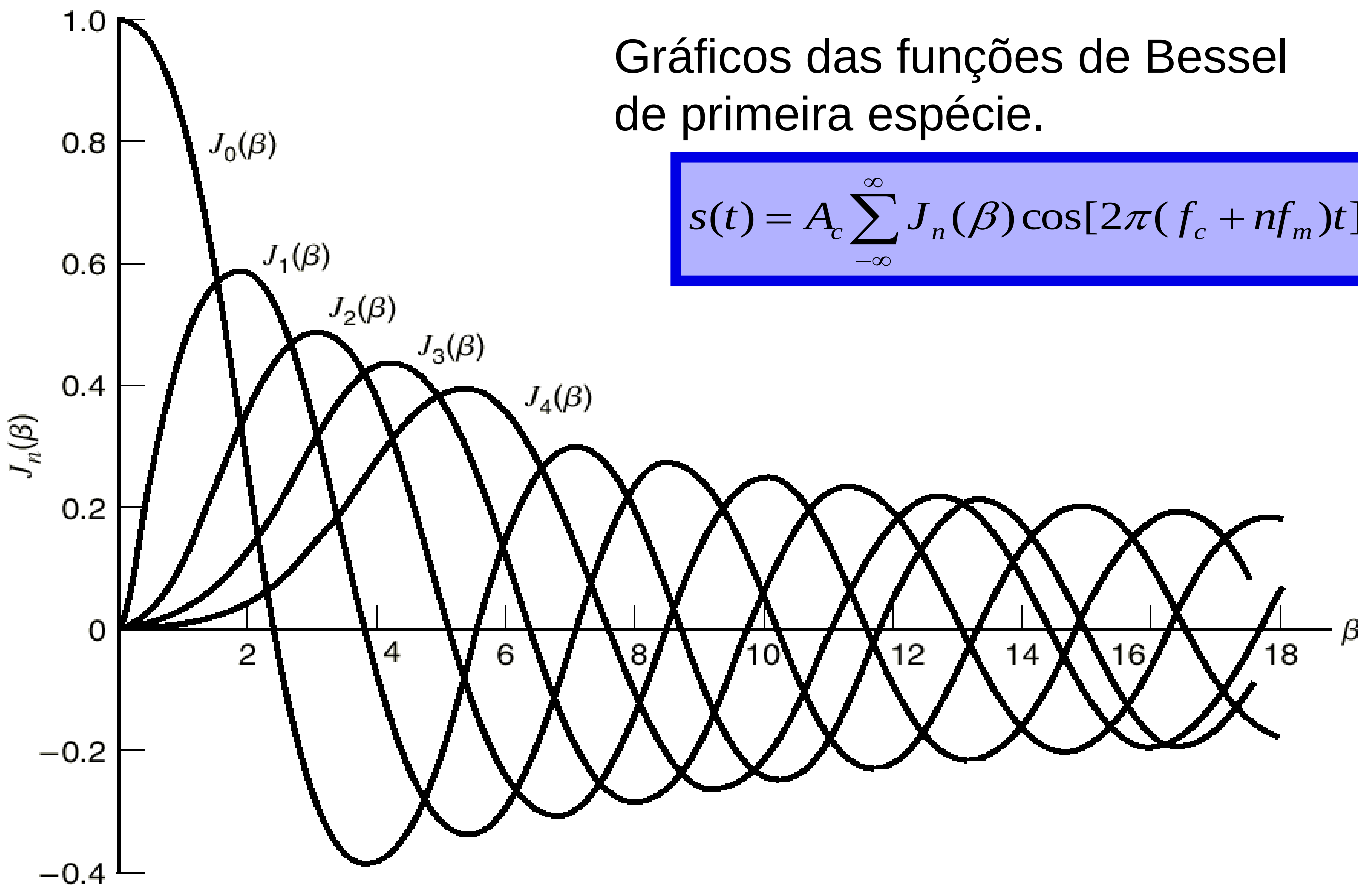
Modulação FM - Faixa larga

O espectro discreto de *s(t)* é obtido tomando-se as Transformadas de Fourier de ambos os lados da equação:

$$S(f) = \frac{A_c}{2} \sum_{-\infty}^{\infty} J_n(\beta)[\delta(f - f_c - nf_m) + \delta(f + f_c + nf_m)]$$

Gráficos das funções de Bessel de primeira espécie.

$$\boxed{s(t) = A_c \sum_{-\infty}^{\infty} J_n(\beta) \cos[2\pi(f_c + nf_m)t]}$$



$$\left.\begin{array}{c} J_0(\beta) \cong 1 \\ J_1(\beta) \cong \beta/2 \\ J_n(\beta) \cong 0 \end{array}\right\}$$

Modulação FM - Faixa larga

- O espectro do sinal FM contém uma componente portadora e um conjunto infinito de frequências laterais localizadas simetricamente em qualquer um dos lados e em separações de *fm, 2fm, 3fm* ...

- $\beta <<< 1$ – Apenas os coeficientes de Bessel $J_0(\beta)$ e $J_1(\beta)$ têm valores significativos. Então o sinal FM será composto de uma portadora e um par de frequências laterais em *fc+/-fm* (caso especial de FM banda estreita).

- A amplitude da componente portadora varia com o índice de modulação (β) de acordo com $J_0(\beta)$, pois a envoltória de um sinal FM é constante. A potência média desse sinal, desenvolvida através de um resistor de 1Ω, será:

$$P = \frac{1}{2} A_C{}^2 \qquad P = \frac{1}{2} A_C{}^2 \sum_{n=-\infty}^{\infty} J^2{}_n(\beta) \qquad \sum_{-\infty}^{\infty} J_n{}^2(\beta) = 1$$

Largura de Faixa para transmissão FM

- ✓ UM SINAL FM CONTÉM UM NÚMERO INFINITO DE FREQUENCIAS LATERAIS, LOGO SUA LARGURA DE BANDA É INFINITA.

❖ Regra de Carson's (empírica)

$$\boxed{B_T \cong 2\Delta_f + 2f_m = 2\Delta_f\left(1+\frac{1}{\beta}\right)}$$

$\Delta f = k_f.A_m$

✓ Desvio de frequência - afastamento máximo da frequência da portadora fc.

$$\beta = \frac{\Delta_f}{f_m}$$

✓ Índice de modulação do sinal FM.

Espectro de um sinal FM

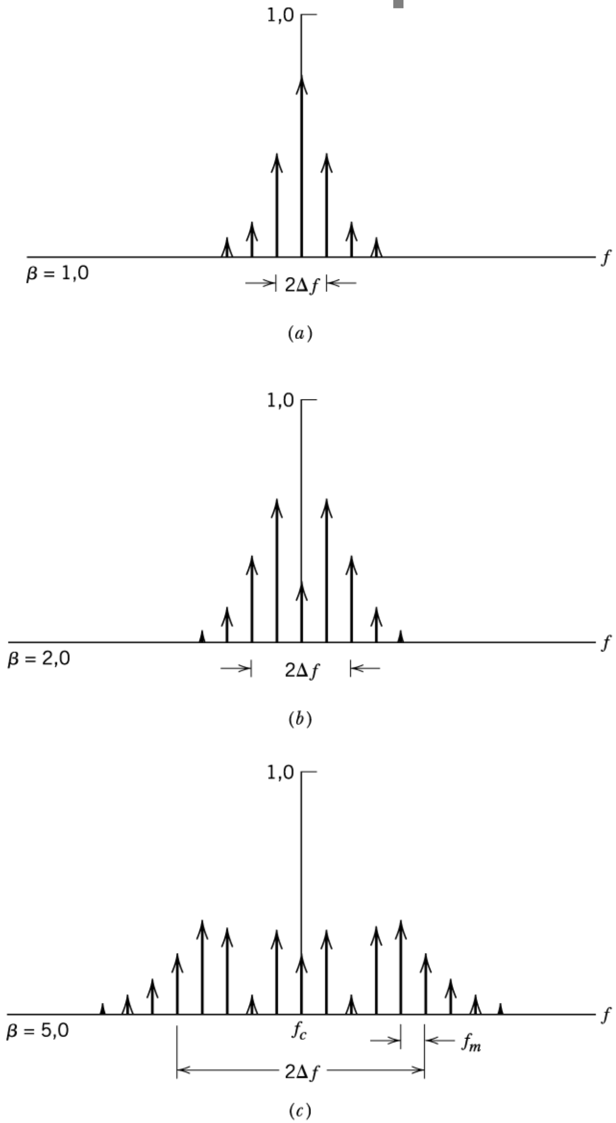


Figura 4.7 Espectros de magnitude discretos para um sinal FM, normalizados em relação à amplitude da portadora, para o caso da modulante senoidal de frequência fixa e amplitude variável. Apenas os espectros correspondentes às frequências positivas são mostrados.

Frequência fixa e amplitude variável

$$\beta = \frac{\Delta_f}{f_m}$$

$\Delta f = k_f . A_m$ Desvio de frequência - afastamento máximo da frequência da portadora fc.

$$B_T \cong 2\Delta_f + 2 f_m = 2\Delta_f (1 + \frac{1}{\beta})$$

Espectro de um sinal FM

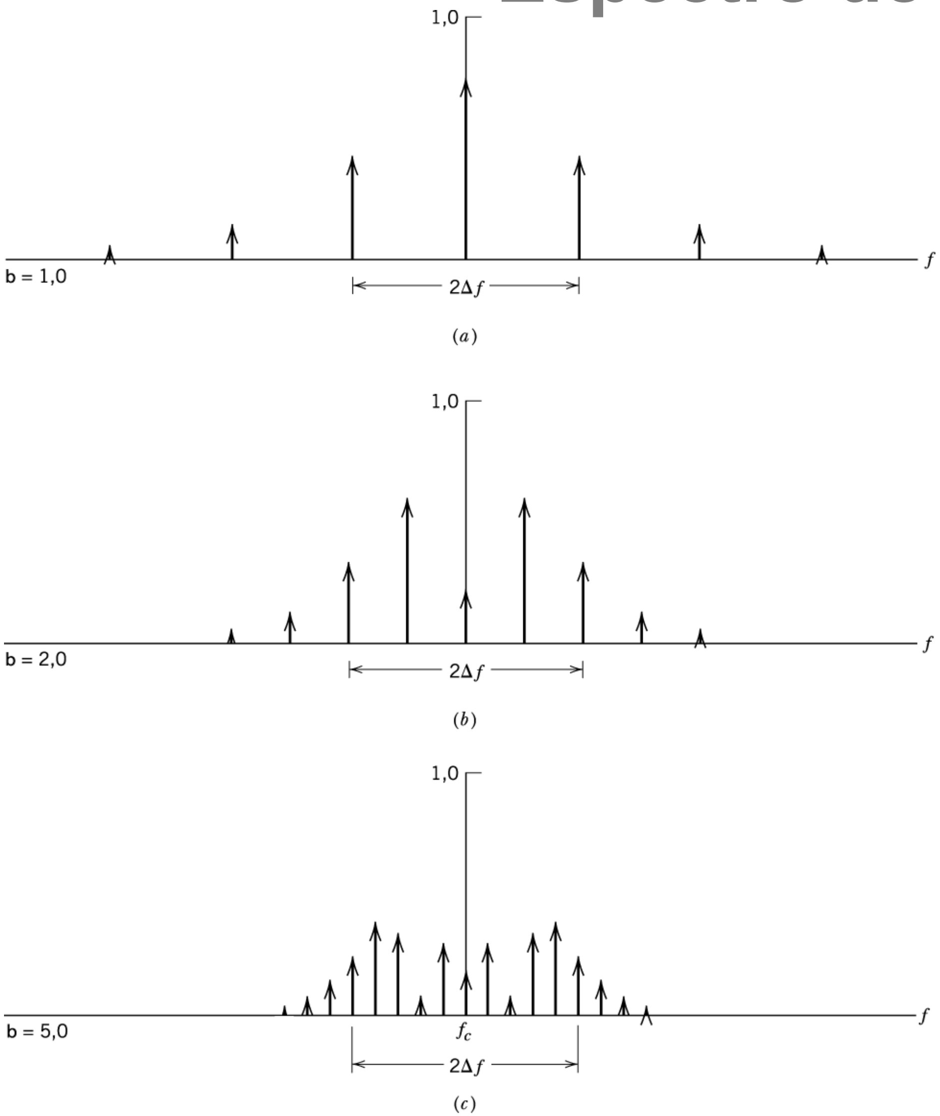


Figura 4.8 Espectros de magnitude discretos para um sinal FM, normalizados em relação à amplitude da portadora, para o caso da modulante senoidal de frequência variável e amplitude fixa. Apenas os espectros correspondentes às frequências positivas são mostrados.

Frequência variável e amplitude fixa

$$\beta = \frac{\Delta_f}{f_m}$$

$\Delta f = k_f . A_m$

$$B_T \cong 2\Delta_f + 2 f_m = 2\Delta_f (1 + \frac{1}{\beta})$$

- Quando β se aproxima do infinito, a largura de banda da onda FM se aproxima do valor limite de *2Δf.*

Largura de Faixa para transmissão FM

✓ UM SINAL FM CONTÉM UM NÚMERO INFINITO DE FREQUENCIAS LATERAIS, LOGO SUA LARGURA DE BANDA É INFINITA.

❖ Regra de Carson's (empírica)

$$\boxed{B_T \cong 2\Delta_f + 2f_m = 2\Delta_f(1+\frac{1}{\beta})}$$

❖ Critério de 1%

Largura de Banda de transmissão de uma onda FM como a separação entre as duas frequências além das quais nenhuma das frequências laterais é maior que 1% da amplitude de portadora obtida quando a modulação é retirada.

Modulação Faixa Larga

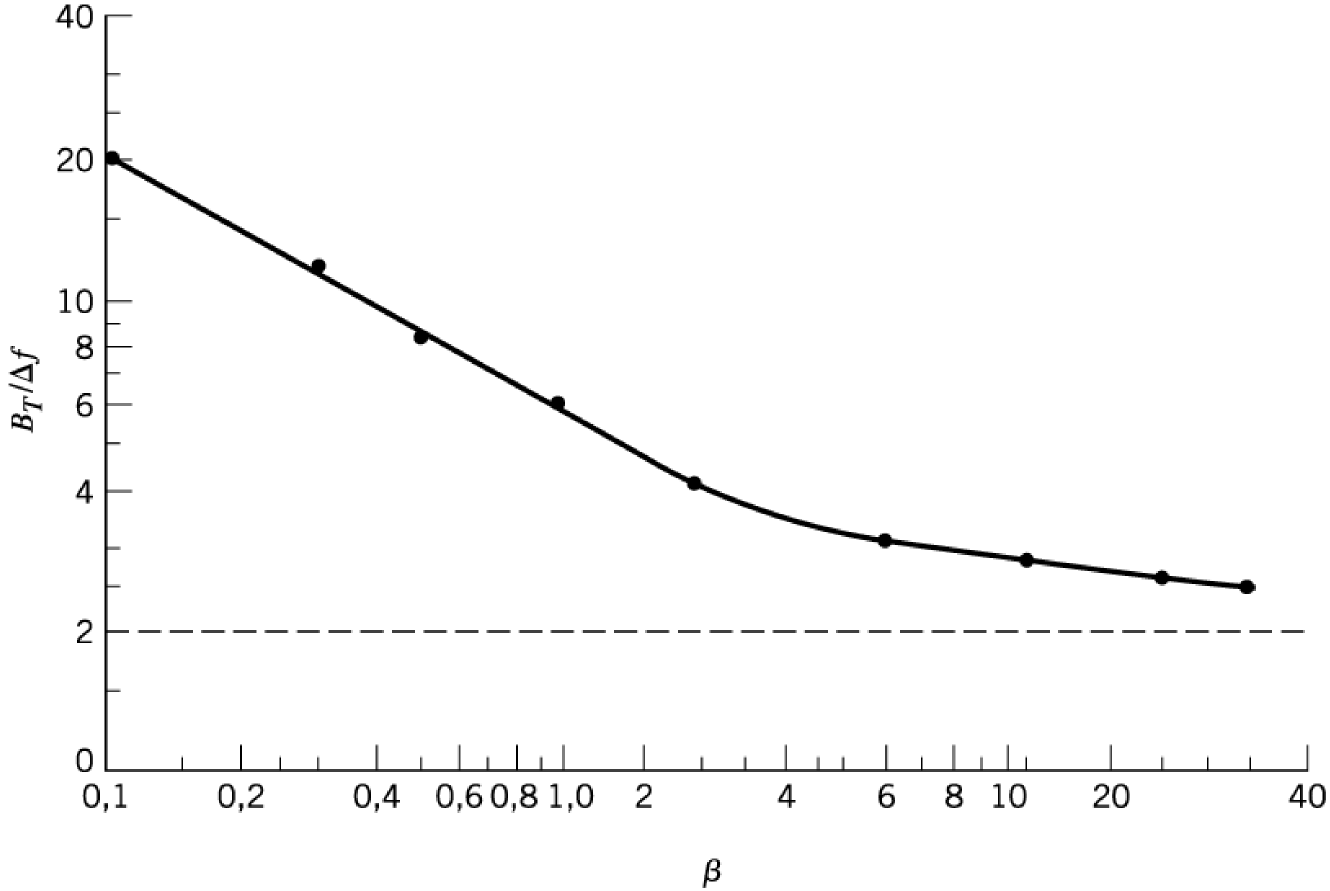


Figura 4.9 Curva universal para avaliar a largura de banda de 1% de uma onda FM.

Curva universal para avaliar a largura de banda pelo critério de 1% de uma onda FM.

Exemplo:

Exemplo

Nos Estados Unidos, o máximo valor do desvio de frequência Δf é 75 kHz para FM comercial. Se a largura em banda base é de 15 kHz, que é tipicamente a máxima frequência de áudio de interesse, qual é largura de faixa requerida.

Exemplo

O índice de modulação é dado pela razão entre o desvio máximo de freqüência e a máxima freqüência do sinal de modulação, ou seja:

$$\beta = \frac{\Delta_{\mathrm{f}}}{\mathrm{f_m}} = \frac{75\,\mathrm{kHz}}{15\,\mathrm{kHz}} = 5$$

De acordo com o critério da regra de Carson

$$B_T = 2\Delta_f(1+\frac{1}{\beta}) = 2*75k(1+\frac{15k}{75k}) = 180kHz \quad \beta = \frac{\Delta_f}{f_m}$$

Exemplo

De acordo com o critério de 1%, analisando-se o gráfico dado anteriormente, tem-se que: $\Rightarrow$

$$B_T = 3.2\Delta f = 3.2(75) = 240\,\text{kHz}$$

Na prática é alocada para cada rádio FM uma largura de faixa de 200 kHz

Modulação Faixa Larga

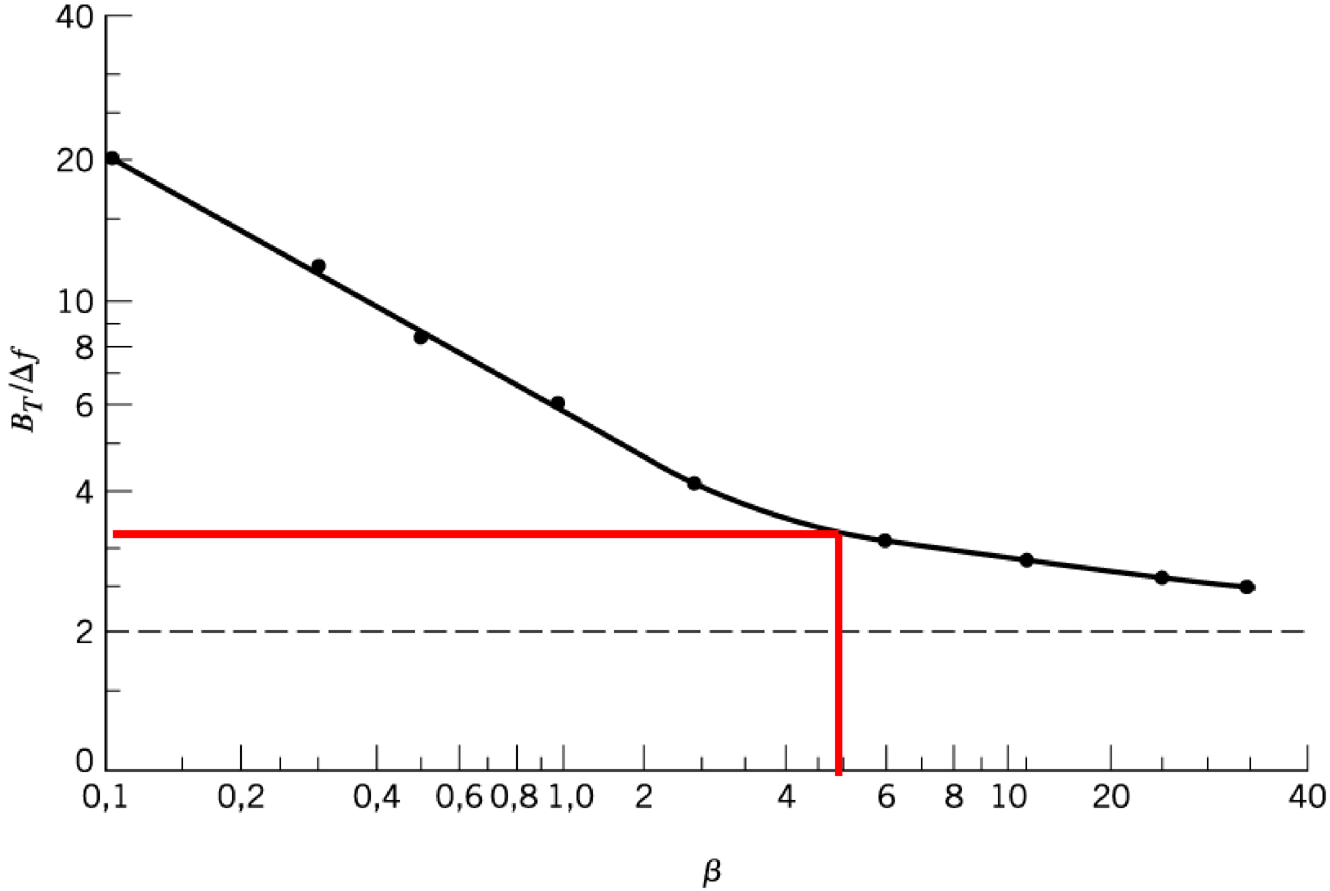


Figura 4.9 Curva universal para avaliar a largura de banda de 1% de uma onda FM.

Oscilador

Circuitos eletrônicos que geram sinais de corrente alternada a partir de uma tensão continua de alimentação, sem a necessidade da aplicação de um sinal externo.

Os osciladores são construídos a partir de amplificadores realimentados de forma a tornar o circuito instável oscilando numa frequência fixa bem determinada.

Geração de sinais FM - direta

Frequência de oscilação do Oscilador de Hartley

$$\boxed{f_i(t) = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L_1 + L_2)C(t)}}}$$

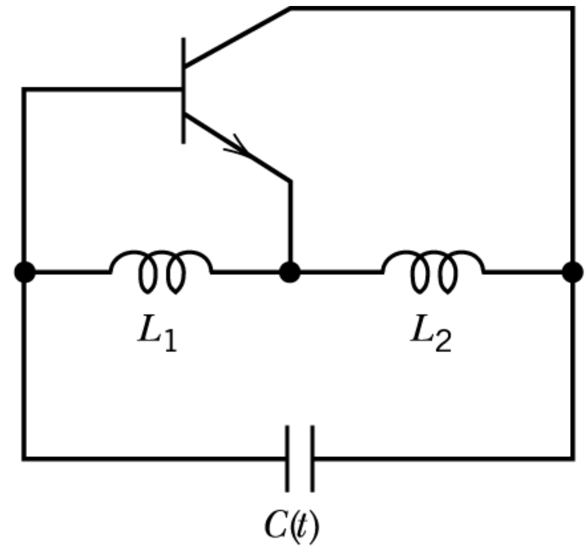


Figura 4.10 Oscilador de Hartley.

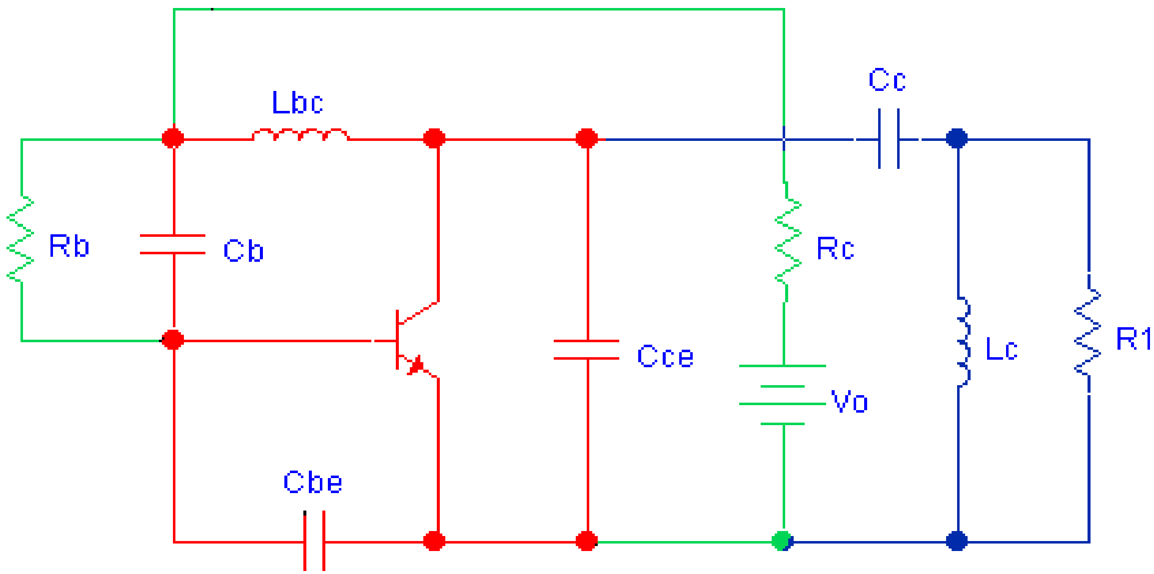
$$C(t) = C_0 + \Delta C\cos(2\pi f_m t)$$

Capacitância total = capacitor fixo + capacitor de tensão variável

Após devidas considerações:

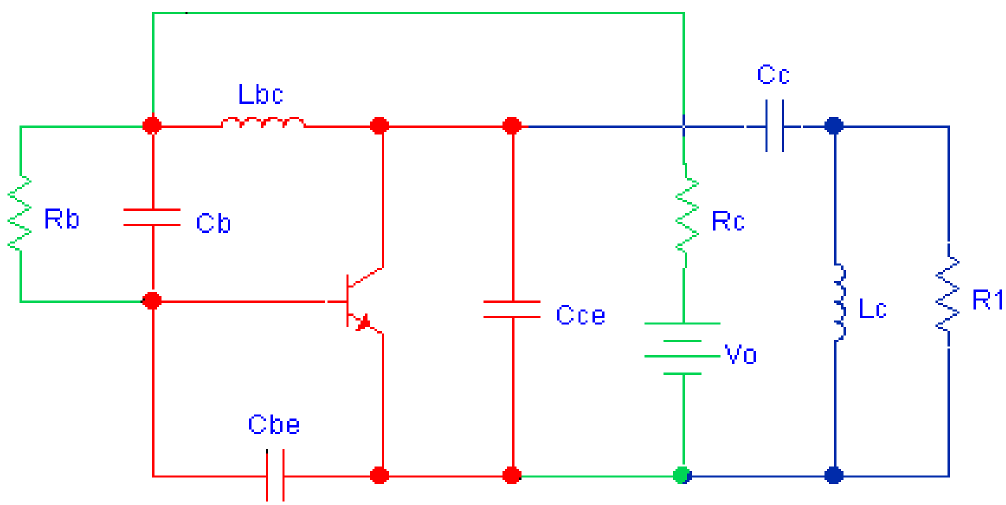
$$f_i(t) \cong f_0 + \Delta f\cos(2\pi f_m t)$$

Oscilador - Colpitts



R1 - saída do oscilador
Cc e Lc - realizam o casamento de impedâncias com R1
Cb - comporta-se como um curto-circuito na frequência de oscilação
Rb e Rc - fornecem o ponto ótimo de polarização do transistor a fim de obter o maior ganho de tensão possível a partir a fonte de tensão Vo
Lbc, Cbe e Cce - produzem três realimentações paralelas no transistor de forma a tornar o circuito instável oscilando numa frequência determinada pelos seus valores.

Oscilador



O **oscilador Colpitts** com frequência de oscilação:

$$F = \frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \sqrt{\frac{C_{ce} + C_{be}}{L_{bc} \cdot C_{ce} \cdot C_{be}}}$$

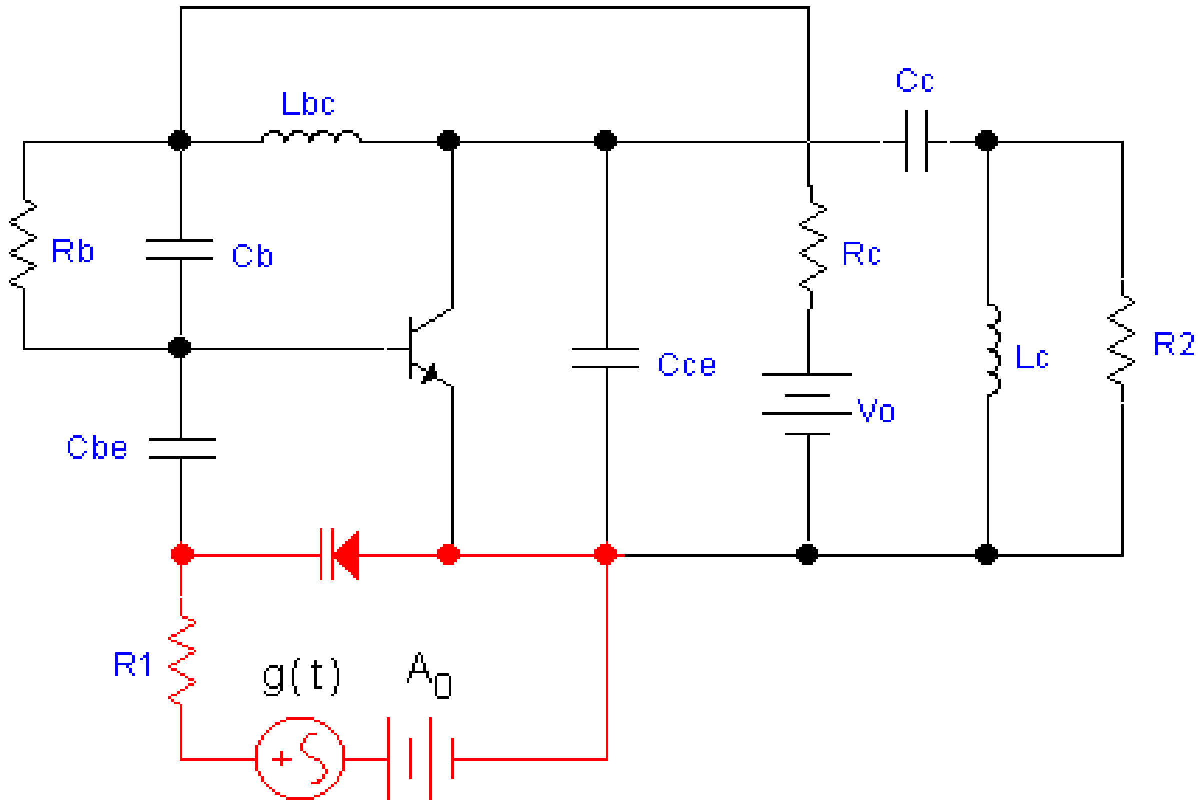
Adicionado Cbc << (Cbe e Cce) em série com o indutor Lbc, tem-se o **oscilador Clapp** cuja frequência de oscilação vale:

$$F = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L_{bc} \cdot C_{bc}}}$$

Substituído Lbc for por um cristal ressonante, tem-se o **oscilador Pierce** (XCO - cristal controlled oscillator), cuja frequência de oscilação é a própria frequência F de ressonância do cristal. (alta estabilidade em frequência)

Modulador FM

Um diodo varactor reversamente polarizado é utilizado para alterar a capacitância de um dos elementos que definem a frequência de oscilação do oscilador a transistor.



O circuito é um oscilador Colpitts no qual o valor de Cbe é alterado pela conexão em série do diodo varactor, cuja capacitância é controlada pelo sinal modulador aplicado através de R1.

$$F(t) = \frac{1}{2\cdot\pi\cdot\sqrt{L_{bc}}}\cdot\sqrt{\sqrt{1+\frac{g(t)}{A_0}}\cdot\frac{1}{C_0}+\frac{1}{C_{be}}+\frac{1}{C_{ce}}} = F + \frac{(F_0)^2}{4\cdot F\cdot A_0}\cdot g(t)$$

F(t) é a frequência instantânea do VCO.

Se g(t) << Ao, a frequência instantânea varia linearmente com o sinal modulador.

Geração de sinais FM banda larga – Método direto

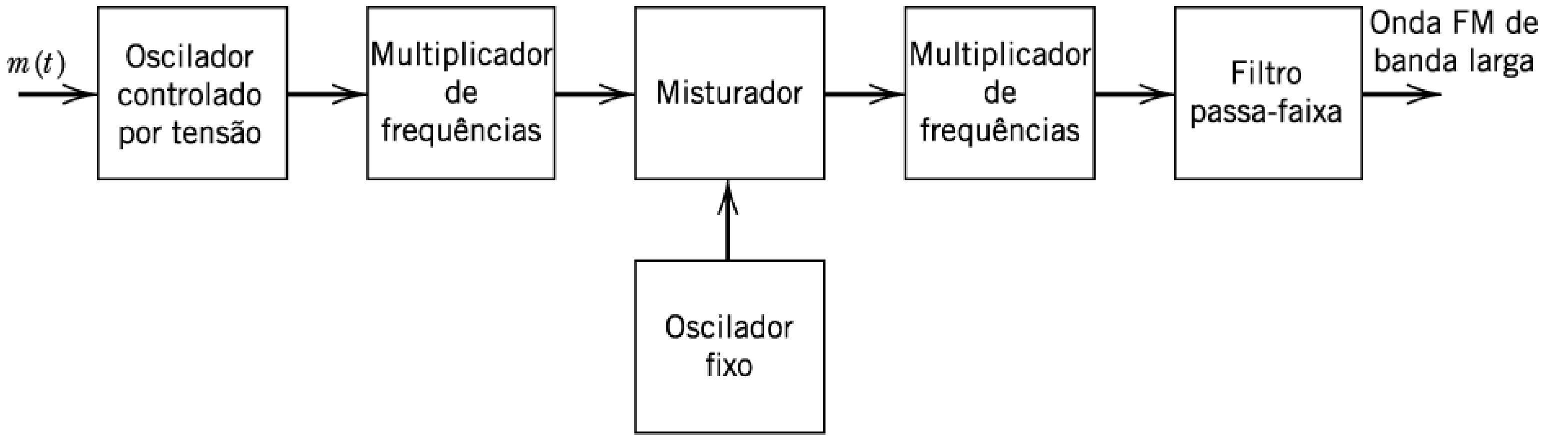


Figura 4.11 Diagrama de blocos de um modulador de frequência de banda larga que utiliza um oscilador controlado por tensão.

Desvantagem: a frequência da portadora não é obtida de um oscilador altamente estável;

Geração de sinais FM banda larga – Método direto

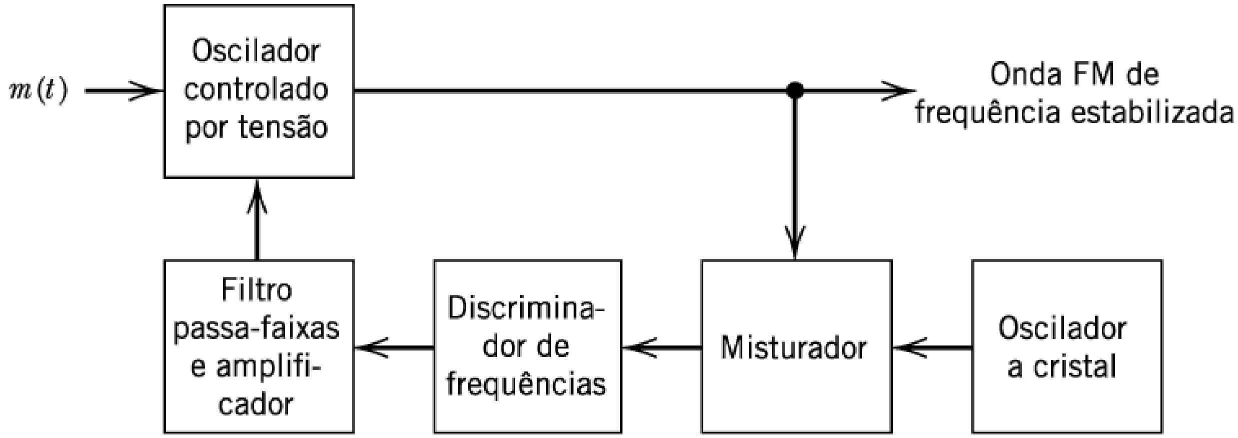
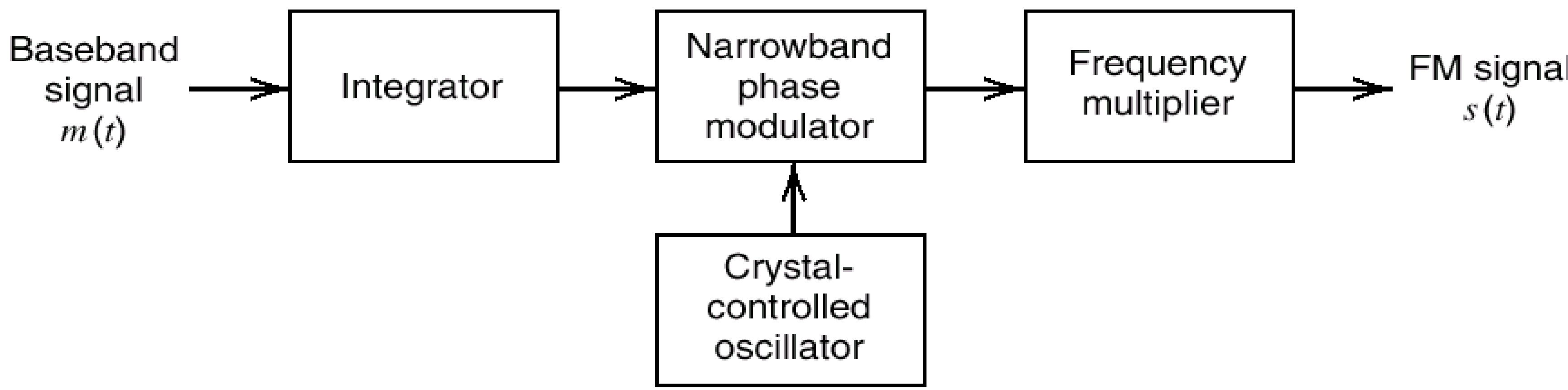


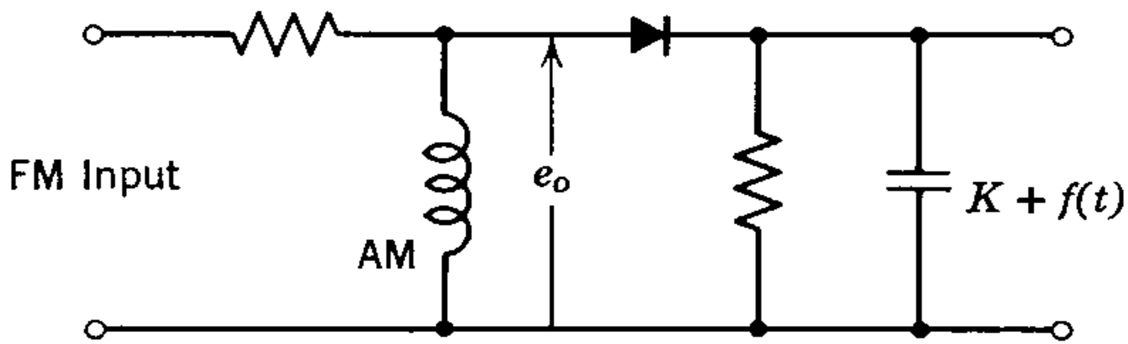
Figura 4.12 Um esquema de realimentação para estabilização de frequência de um modulador de frequências.

- Uma frequência bastante estável gerada por um cristal será capaz de controlar a frequência da portadora;

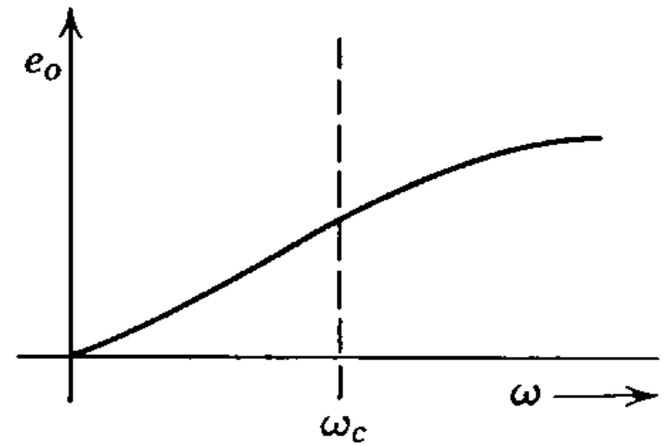
Diagrama de blocos da geração indireta do sinal de FM – Método de Armstrong



Demodulação FM



(a) Simple R–L discriminator

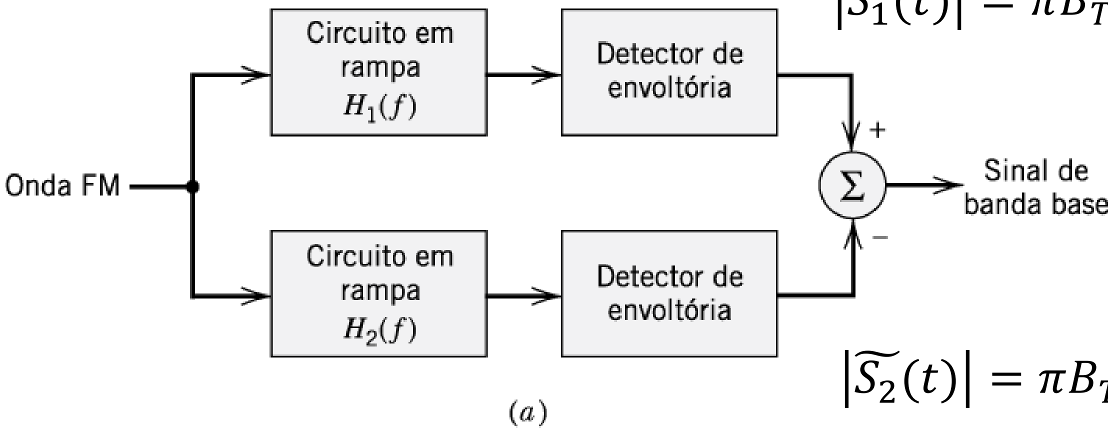


(b) Characteristic of an R–L discriminator

Demodulação FM

Discriminador de frequência balanceado

$$\left|\tilde{S}_1(t)\right| = \pi B_T a A_C \left[1 + \frac{2K_f}{B_T} m(t)\right]$$



$$S_0(t) = \left|\tilde{S}_1(t) - \tilde{S}_2(t)\right|$$
$$= 4\pi K_f a A_C m(t)$$

$$\left|\tilde{S}_2(t)\right| = \pi B_T a A_C \left[1 + \frac{2K_f}{B_T} m(t)\right]$$

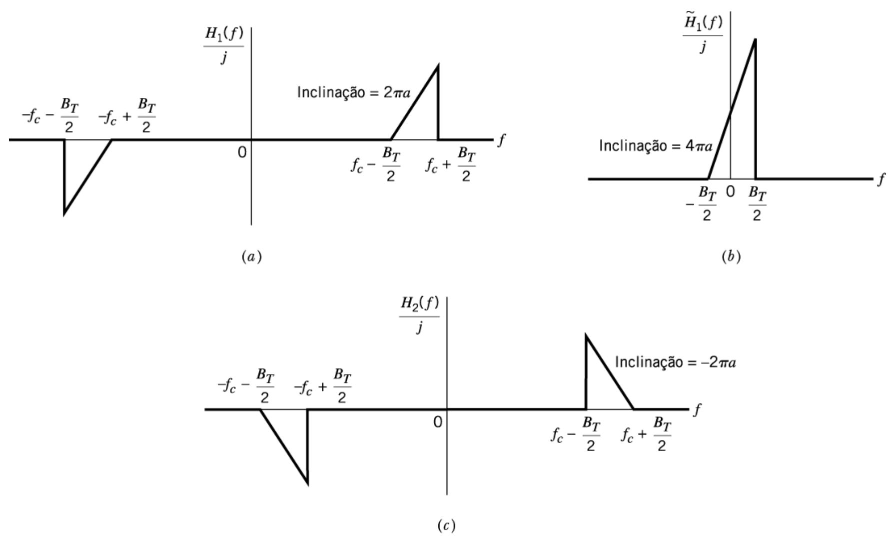
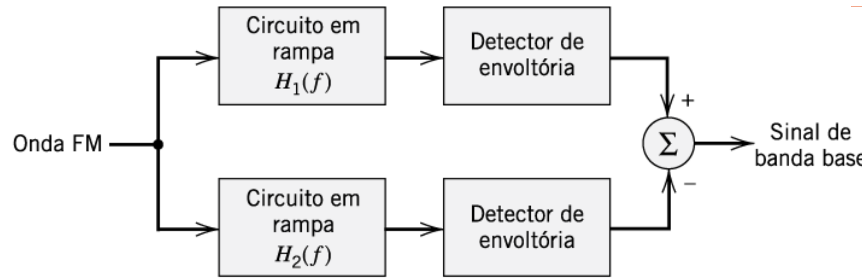
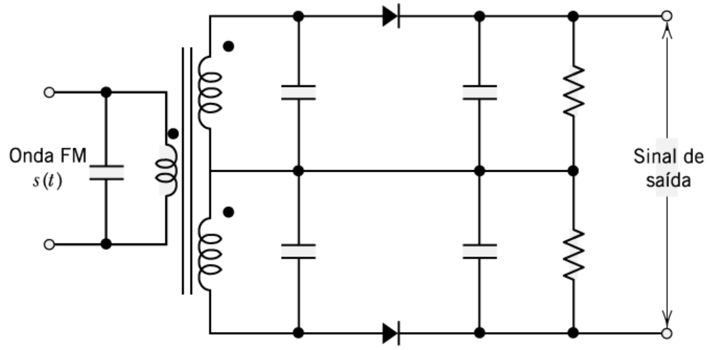


Figura 4.13 (*a*) Resposta em frequência de um circuito em rampa ideal. (*b*) Resposta do circuito em rampa. (c) Resposta em frequência do filtro passa-baixas complexo equivalente ao circuito em rampa ideal complementar ao da parte (*a*).



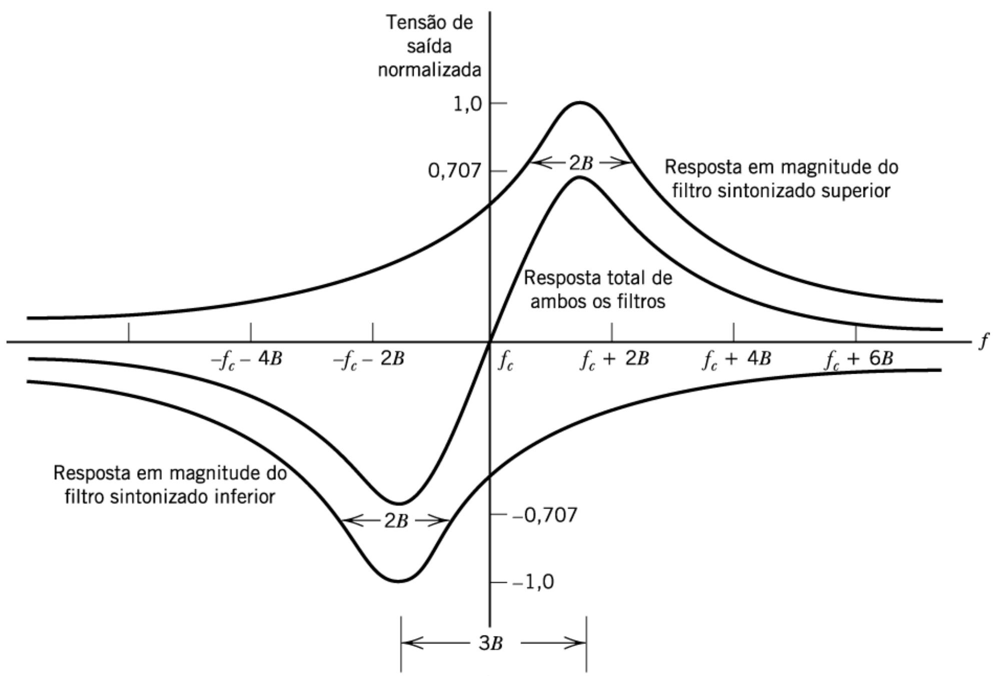
(a)



(b)

Demodulação FM

Discriminador de frequência balanceado

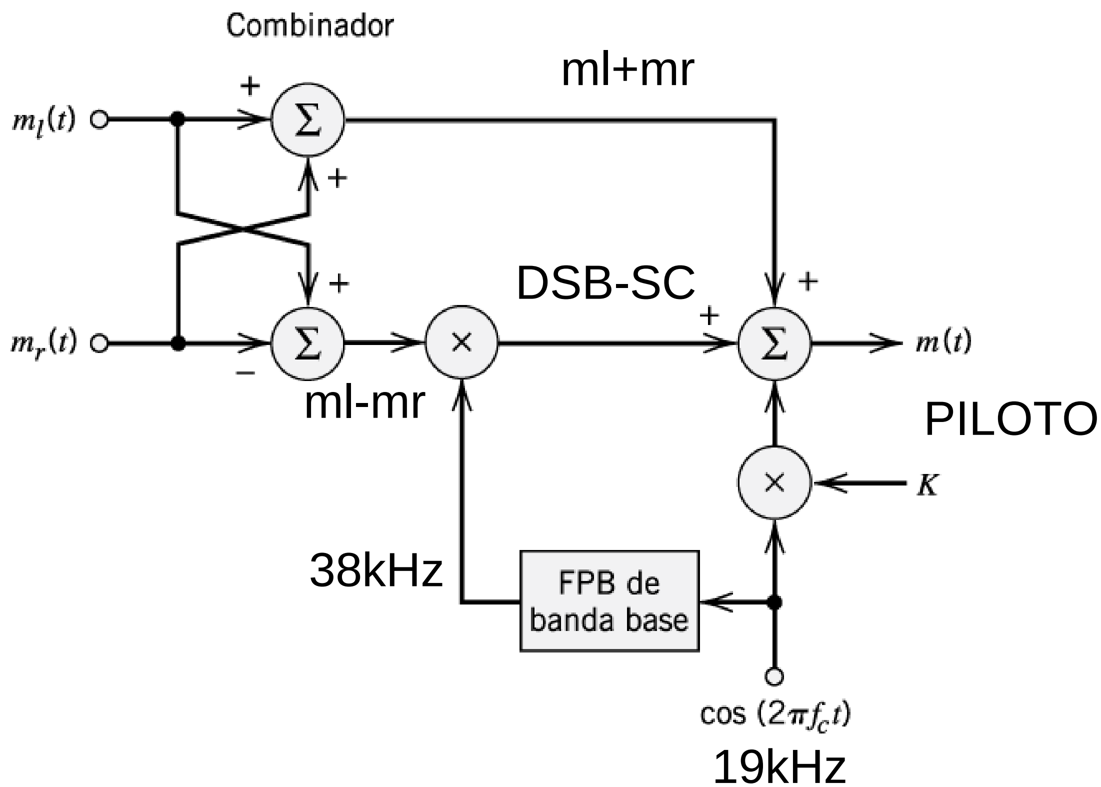


(b)

Figura 4.14 Discriminador de frequências balanceado. (*a*) Diagrama de blocos. (*b*) Diagrama do circuito. (*c*) Resposta em frequência.

Multiplexação Estereofônica de FM

É uma forma de FDM projetado para transmitir dois sinais distintos através da mesma portadora.



$$m(t) = [m_L(t) + m_R(t)] + [m_L(t) - m_R(t)]\cos(4\pi f_C t) + k\cos(2\pi f_C t)$$

Multiplexação Estereofônica de FM

$$m(t) = [m_L(t) + m_R(t)] + [m_L(t) - m_R(t)]\cos(4\pi f_C t) + k\cos(2\pi f_C t)$$

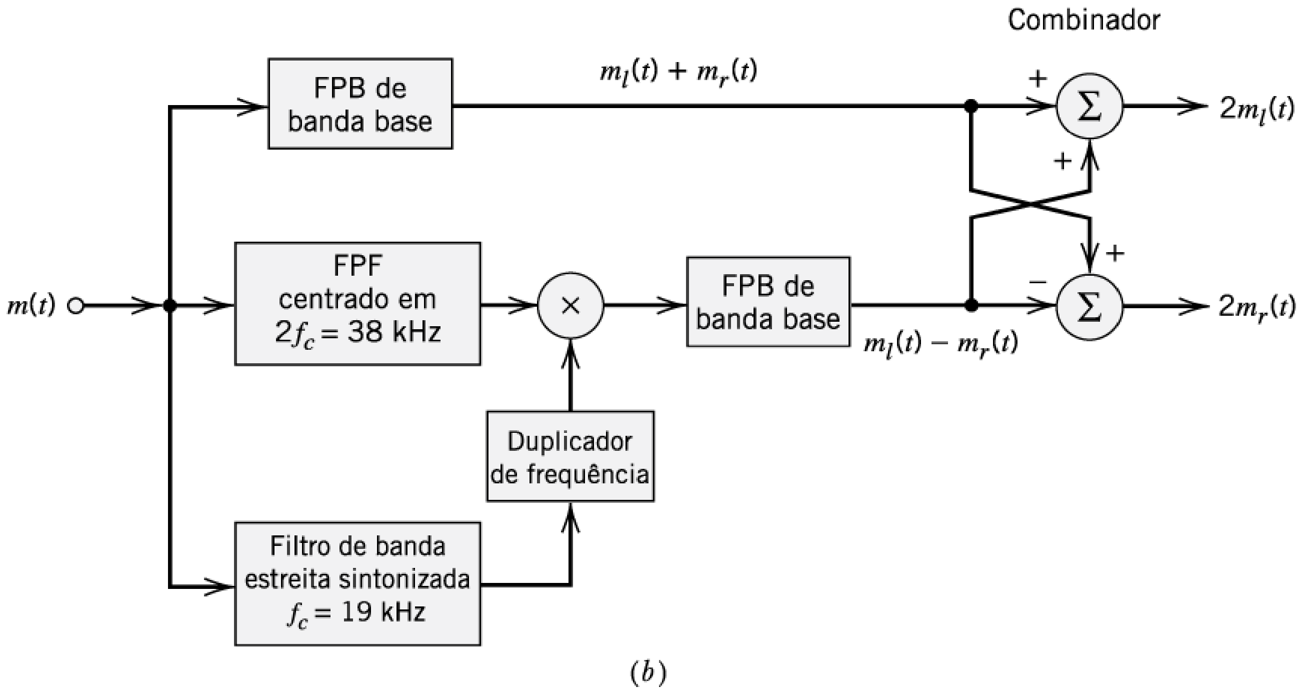


Figura 4.15 (*a*) Multiplexador no transmissor de FM estéreo. (*b*) Demultiplexador no transmissor de FM estéreo.

Malha de Sincronismo de Fase
PLL (*Phase-Locked Loop*)

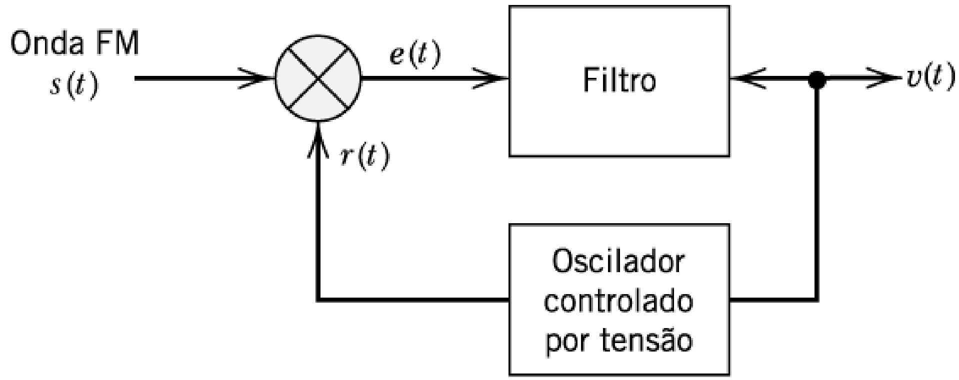


Figura 4.16 Malha de sincronismo de fase.

Objetivo do PLL: é gerar uma saída do VCO, *r(t),* que tenha o mesmo ângulo de fase que o sinal FM de entrada *s(t)*.

Malha de Sincronismo de Fase – PLL (*Phase-Locked Loop*)

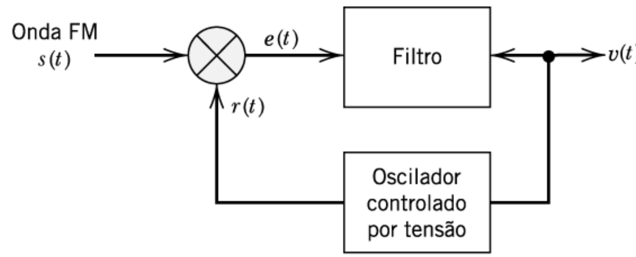


Figura 4.16 Malha de sincronismo de fase.

Suposição para o ajuste inicial de VCO, quando a tensão de controle for zero:

- A frequência do VCO é definida de maneira precisa na frequência da portadora não modulada fc;

- A saída VCO tem um deslocamento de fase de 90º em relação a portadora não modulada;

No VCO é gerador senoide cuja a frequência é determinada por uma fonte externa.

kv - É A SENSIBILIDADE À FREQUENCIA DO VCO MEDIDA EM HZ/V.

Malha de Sincronismo de Fase – PLL (*Phase-Locked Loop*)

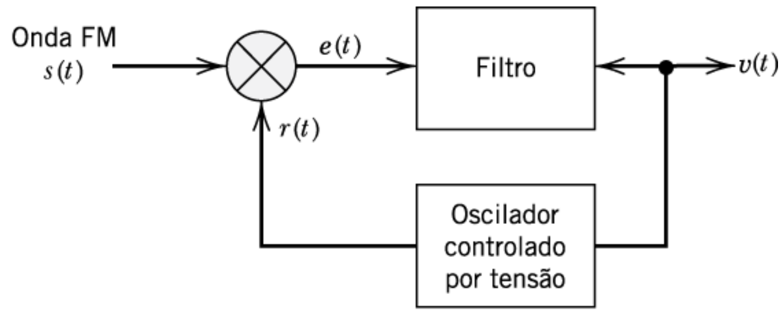


Figura 4.16 Malha de sincronismo de fase.

O ângulo de fase ϕ_1 variante no tempo, que caracteriza s(t), pode ser devido:

- à modulação por um sinal de mensagem m(t);
  - Recupera ϕ_1 a fim de estimar m(t).

- a um deslocamento de fase indesejável causado por flutuações no canal de comunicação;
  - Rastreia ϕ_1 de forma a produzir um sinal que tenha o mesmo ângulo de fase para servir na **detecção coerente**.

Malha de Sincronismo de Fase – PLL (*Phase-Locked Loop*)

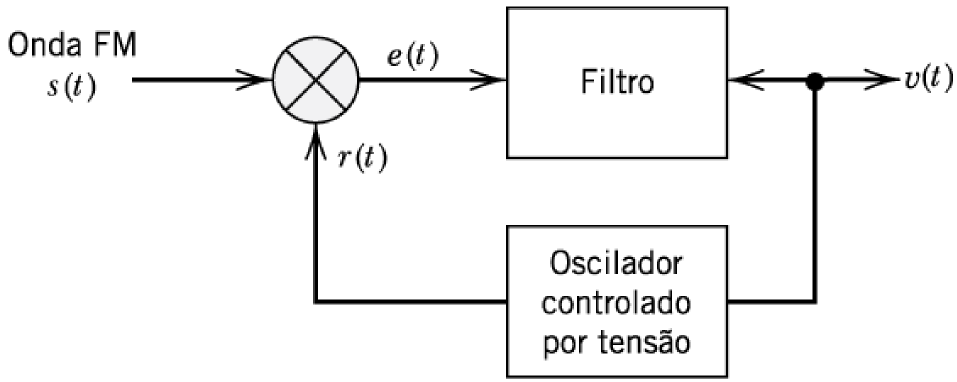


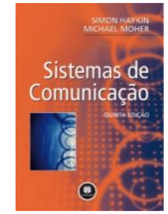
Figura 4.16 Malha de sincronismo de fase.

Suponha a entrada aplicada ao PLL, seja um sinal FM definido por:

$$s(t) = A_c sen[2\pi f_c t + \phi_1(t)] \qquad \phi_1(t) = 2\pi k_f \int_0^t m(\tau)d\tau$$

Seja a saída do VCO no PLL definida por:

$$r(t) = A_V \cos[2\pi f_c t + \phi_2(t)] \qquad \phi_2(t) = 2\pi k_V \int_0^t v(t)dt$$



Malha de Sincronismo de Fase – PLL (*Phase-Locked Loop*)

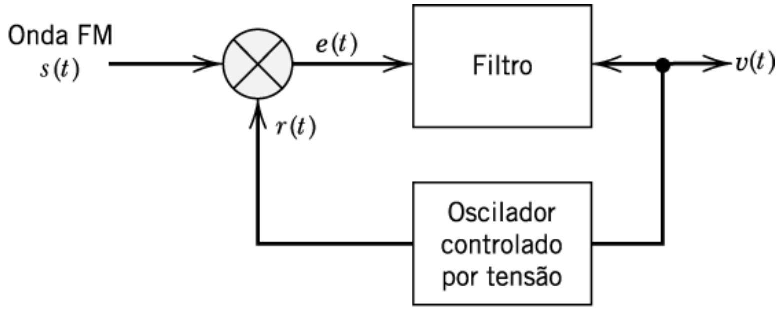


Figura 4.16 Malha de sincronismo de fase.

- *s(t)* e *r(t)* são aplicados ao multiplicador, produzindo:

I. Uma componente em alta frequência: $k_m A_C A_v sen[4\pi f_C t + \phi_1(t) + \phi_2(t)]$

II. Uma componente em baixa frequência: $k_m A_C A_v sen[\phi_1(t) - \phi_2(t)]$

onde *km* é o ganho do multiplicador.

A componente em alta frequência é atenuada pelo VCO, resultando na entrada do filtro: $e(t) = k_m A_C A_v sen[\phi_e(t)]$

O erro de fase será: $\phi_e(t) = \phi_1(t) - \phi_2(t) = \phi_1(t) - 2\pi k_V \int_0^t v(\tau) d\tau$

Malha de Sincronismo de Fase – PLL (*Phase-Locked Loop*)

- O filtro opera sobre o erro para produzir uma saída *v(t)* definida pela integral de convolução:

$$v(t) = \int_{-\infty}^{\infty} e(\tau)h(t-\tau)\,d\tau$$

h(t) – Resposta ao impulso do filtro

- Descrevendo o comportamento dinâmico do PLL por meio da eq. Diferencial não linear:

$$\frac{d\phi_e(t)}{dt} = \frac{d\phi_1(t)}{dt} - 2\pi k_0 \int_{-\infty}^{\infty} sen[\phi_e(\tau)]h(t-\tau)d\tau$$

$$k_0 = k_m k_v A_c A_v$$

Parâmetro de ganho de malha

Modelo não linear do PLL

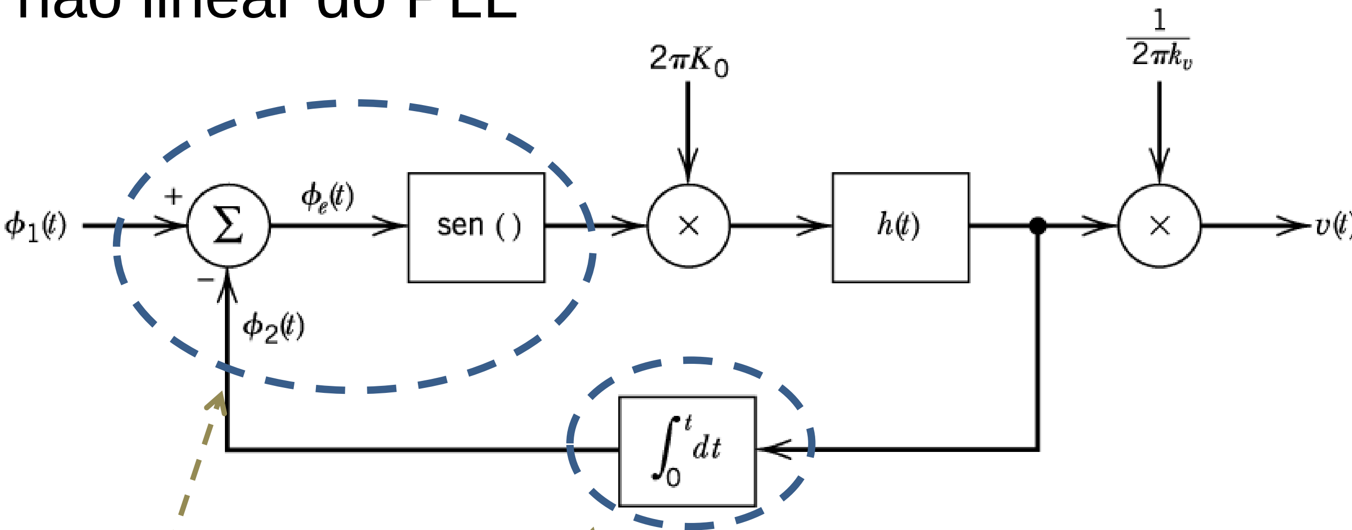


Figura 4.17 Modelo não linear do PLL.

$$\frac{d\phi_e(t)}{dt} = \frac{d\phi_1(t)}{dt} - 2\pi k_0 \int_{-\infty}^{\infty} sen[\phi_e(\tau)]h(t-\tau)d\tau$$

$$k_0(Hz) = k_m(1/V)k_v(Hz/V)A_c(V)A_v(V)$$

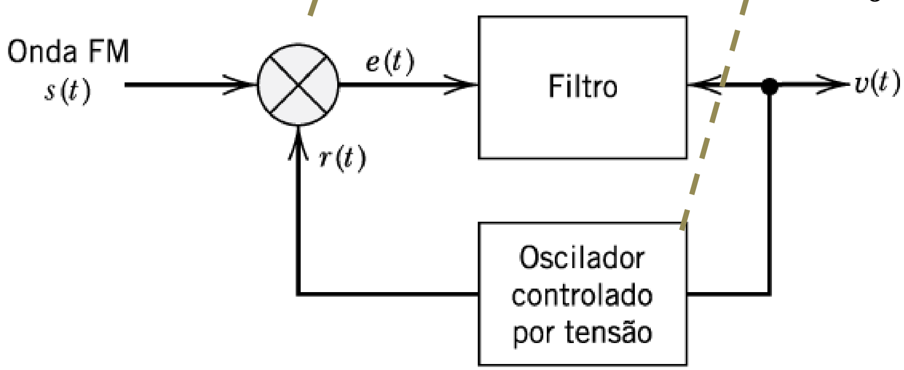


Figura 4.16 Malha de sincronismo de fase.

QUINTA EDIÇÃO

Quando o erro de fase é próximo de 0 (fase bloqueada) e a não linearidade pode ser desconsiderada.

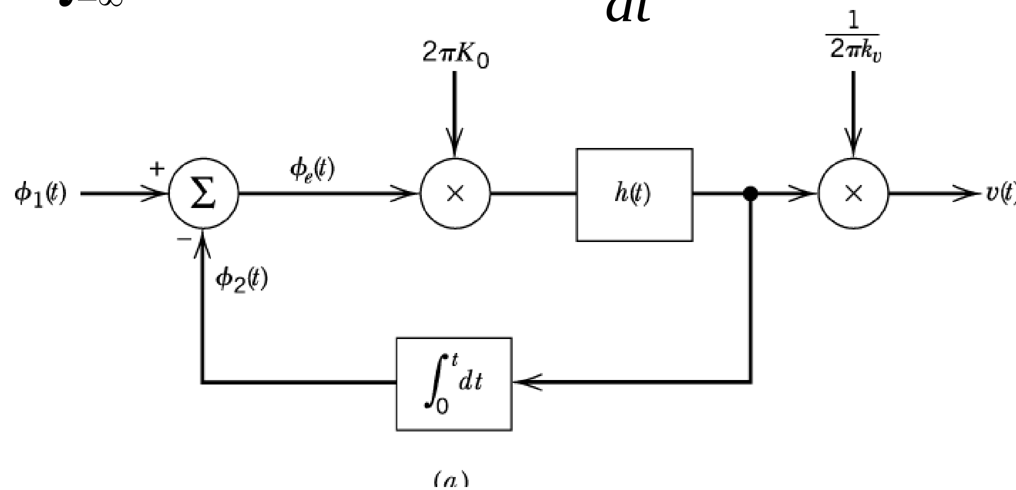
Modelo linear do PLL

$$\phi_e(t) < 0{,}5 rad$$

$$sen[\phi_e(t)] \cong \phi_e(t)$$

- Comportamento dinâmico do PLL por meio da eq. Diferencial linear:

$$\frac{d\phi_e(t)}{dt} + 2\pi k_0 \int_{-\infty}^{\infty} \phi_e(\tau) h(t-\tau) d\tau = \frac{d\phi_1(t)}{dt}$$



- Domínio da frequência (T. F.):

$$\phi_e(f) = \frac{1}{1+L(f)} \phi_1(f)$$

- Sendo a função *L(f)* definida por:

$$L(f) = K_0 \frac{H(f)}{jf}$$

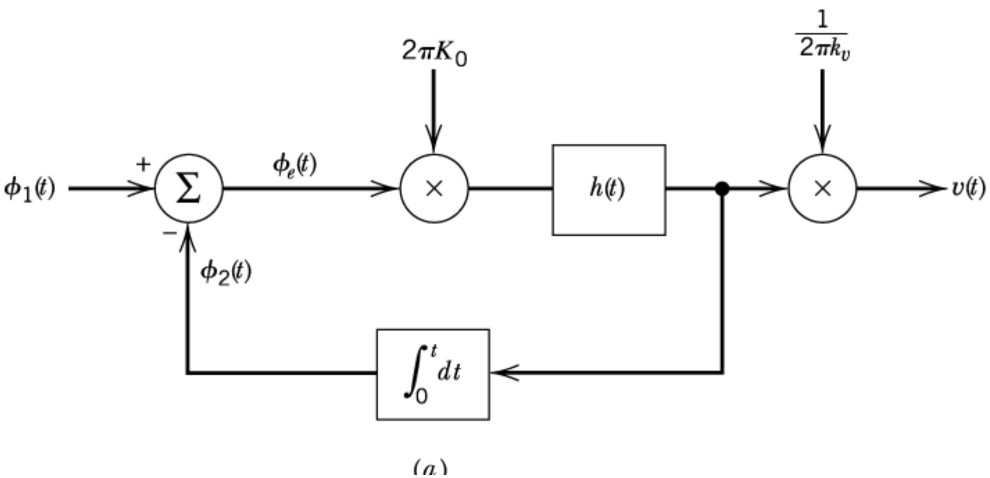
- *L(f) - função de transferência de malha aberta do PLL.*
- *H(f) - função de transferência do filtro.*

Modelo linear do PLL

- Considerando a magnitude de L(f) muito grande em comparação com a unidade, para todos valores de f dentro da banda base.

$$\phi_e(f) = \frac{1}{1+L(f)}\phi_1(f) \cong 0$$

- O PLL é estabilizado pois a fase do VCO se torna assintoticamente igual à fase do sinal de entrada.



$$V(f) = \frac{K_0}{k_v}H(f)\phi_e(f)$$

$$L(f) = K_0\frac{H(f)}{jf}$$

$$V(f) = \frac{jf}{k_v}L(f)\phi_e(f)$$

$$\phi_e(f) = \frac{1}{1+L(f)}\phi_1(f)$$

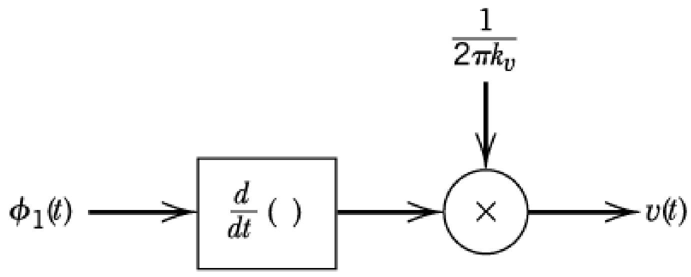
$$V(f) = \frac{(jf/k_v)L(f)}{1+L(f)}\phi_1(f)$$

- *L(f)>>1 para banda de frequência de interesse:*

$$V(f) \cong \frac{jf}{k_v}\phi_1(f)$$

$$V(t) \cong \frac{1}{2\pi k_v}\frac{d\phi_1(t)}{dt}$$ Domínio do tempo

Método indireto da utilização do PLL como demodulador de frequência



(b)

$$V(t) \cong \frac{1}{2\pi k_v}\frac{d\phi_1(t)}{dt}$$

Figura 4.18 Modelos do PLL. (*a*) Modelo linearizado. (*b*) Modelo simplificado quando o ganho de malha é muito grande em comparação com a unidade.

$$\phi_1(t) = 2\pi k_f \int_0^t m(\tau)d\tau$$

$$V(t) \cong \frac{k_f}{k_v} m(t)$$

PLL de segunda ordem que utiliza um filtro com a função de transferência:

$$H(f) = 1 + \frac{a}{jf}$$

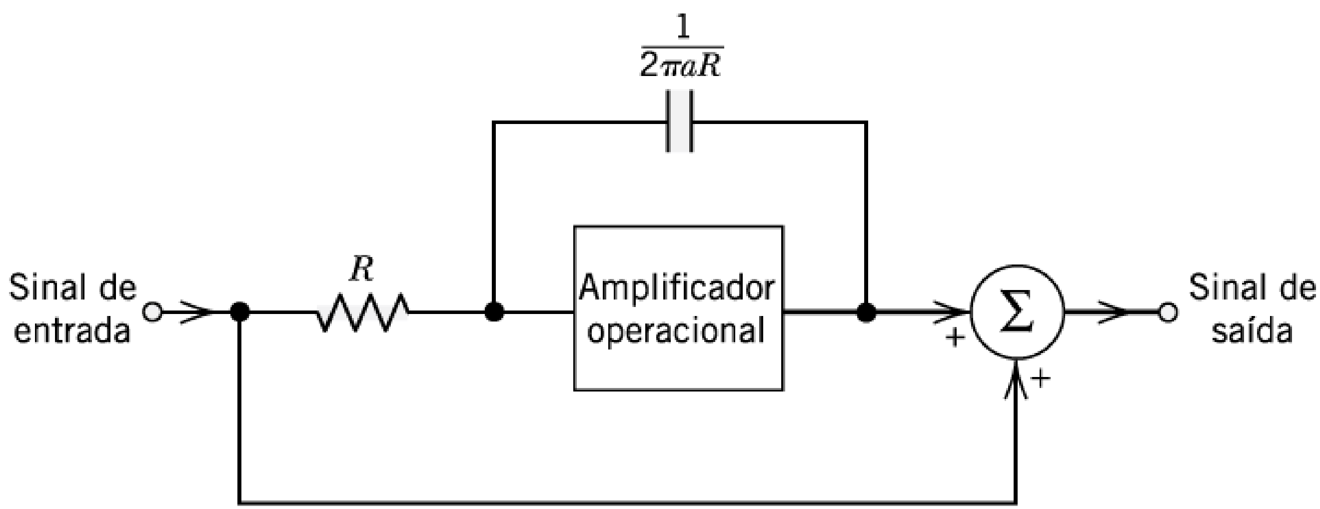


Figura 4.19 Filtro para o PLL de segunda ordem.

Receptor super-heteródino

Supera a dificuldade de se construir um filtro altamente seletivo e variável. Ex. receptores de rádio e TV

- Sintonização de frequência;
- Filtragem;
- Amplificação;

Heterodinização – O sinal é convertido para uma frequência intermediaria fixa predeterminada, produzindo uma frequência definida por:

$$\boxed{f_{FI} = f_{OL} - f_{RF}}$$

Interferência de imagem

Receptor super-heteródino

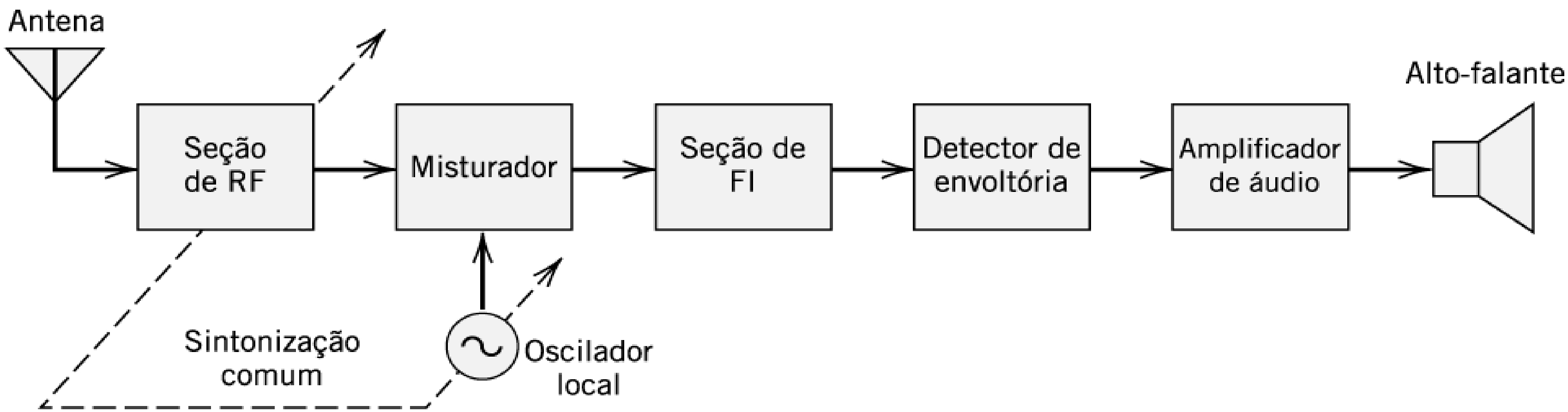


Figura 4.21 Elementos básicos de um receptor AM do tipo super-heteródino.

	Rádio AM	*Rádio FM*
Banda da portadora de RF	0,535–1,605 MHz	88–108 MHz
Freqüência de banda intermediária da seção de FI	0,455 MHZ	10,7 MHz
Largura de banda de FI	10 kHz	200 kHz

Etapa de F.I.

Principal responsável pela seletividade e pelo ganho do receptor.

Exemplo temático – Telefone celulares analogicos e digitais

O **AMPS** (Advanced Mobile Phone System) utiliza múltiplo acesso por divisão de frequência (**FDMA**).

Canal (Transmissão e Recepção) com **30 kHz** de banda cada.

Os canais no AMPS utilizam **modulação FM** para transmissão de voz **e modulação FSK (chaveamento em frequência)** para transmissão de dados.

No AMPS, um canal de voz é alocado e permanece dedicado a uma chamada durante toda a sua duração.

- Regra de Carson's (empírica)

$$B_T \cong 2\Delta_f + 2f_m = 2\Delta_f(1+\frac{1}{\beta})$$

$$\boxed{= 2*(12+3) = 30kHz}$$

GSM (*Global System for Mobile Communications)*

$$s(t) = A_c \cos[2\pi f_c t + 2\pi k_f \int_0^t m(\tau)d\tau]$$

$$m(t) = \sum_{k=0}^{K} b_k p(t - kT)$$

- b_k são os bits que representam uma fonte de áudio.
- p(t) – forma de pulso com espectro:

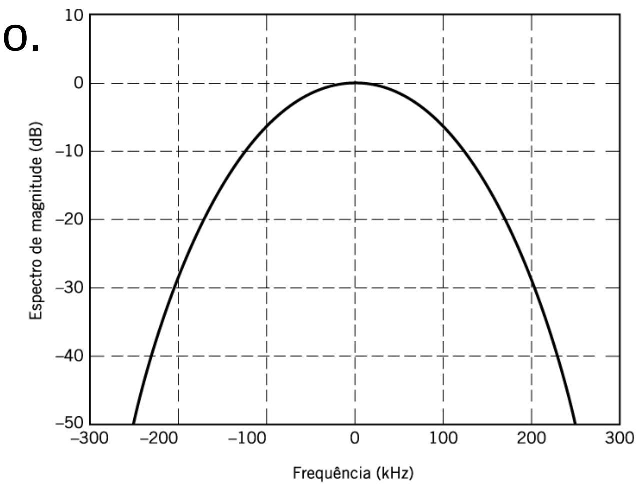


Figura 4.22 Espectro do pulso de banda base utilizado em GSM.

Canais **200kHz**

Modulação: **0,3GMSK** (Gaussian Minimum Shift Keying)

0,3G descreve a Banda do filtro Gaussiano

Quando MSK (Minimum Shift Keying) tipo de modulação FSK onde a taxa de bits do sinal modulante é quatro vezes o deslocamento da portadora, para minimizar o espectro da portadora. (Taxa de dados: 273,33kbits/s e deslocamento de frequência de RF 67,708 kHZ

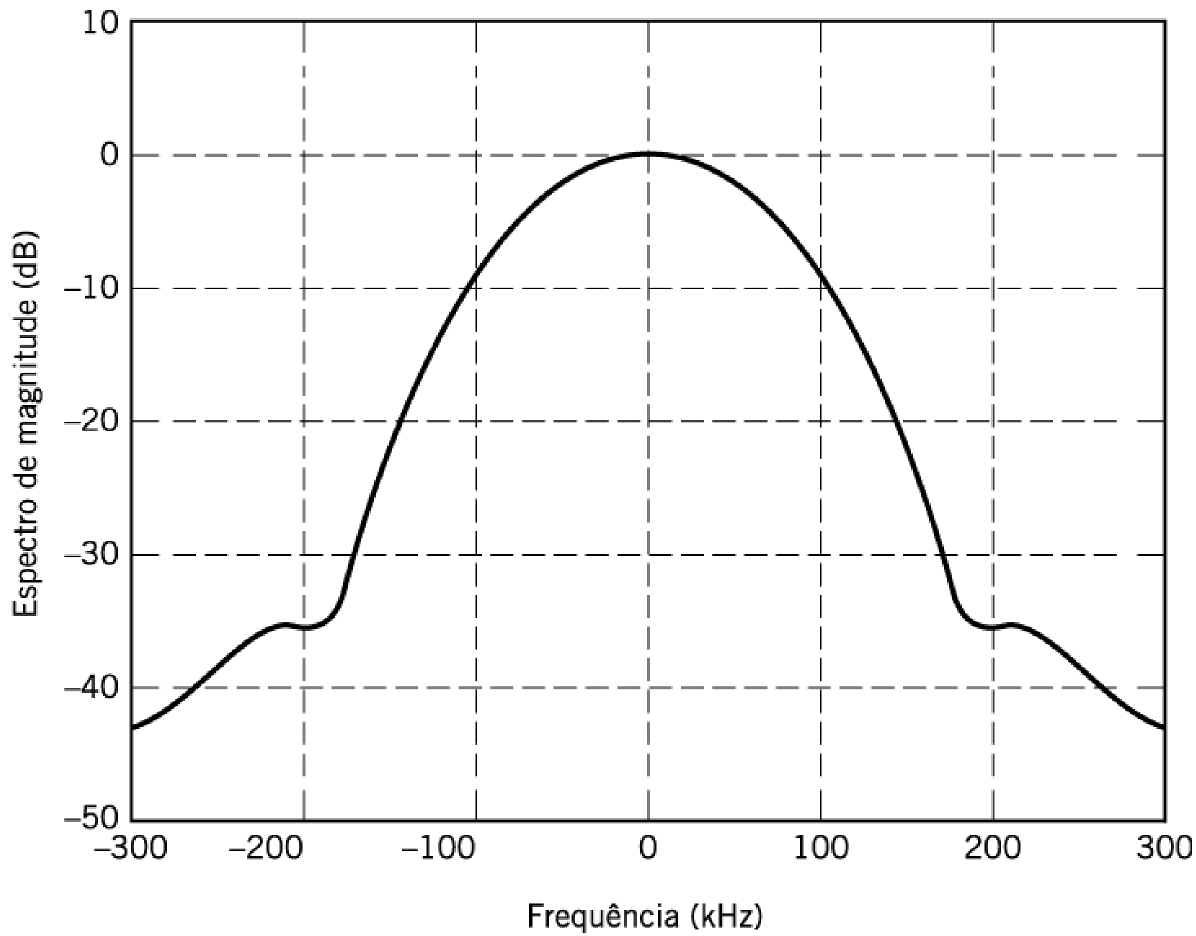


Figura 4.23 Espectro de um sinal GSM.