

# 4

# TRANSMISSÃO DE DADOS DIGITAIS

Dados digitais são informações codificadas sob a forma de dígitos que podem assumir um certo número de estados possíveis. Quando esses dígitos podem assumir dois estados, dizemos que são dígitos binários ou "bits" ("Blnary digiTS"). Normalmente, quando falamos "dado digital", estamos implicitamente nos referindo a "dado digital binário".

Os dois estados possíveis para os dígitos binários (bits) recebem diversos nomes:

"0"(zero)	= F (falso)	= BAIXO	= OFF	= ESPAÇO	= 0v
"1"(um)	= V(verdade)	= ALTO	= ON	= MARCA	= +5v

O importante é você observar que só existem dois estados possíveis para o bit. Se eu lhe disser que um bit não é "0", significa que ele é "1".

Transmitir dados digitais é transmitir bits e isto significa transportá-los de um ponto a outro.

Podemos considerar que a transmissão de dados digitais se iniciou em 1832 com a primeira comunicação telegráfica utilizando o código Morse. No mínimo, devemos reconhecer que este fato foi um marco muito importante. São, portanto, mais de 150 anos de história até chegarmos aos dias de hoje.

A mensagem codificada em Morse era gerada pela ação direta de um operador sobre um contato e interpretado do outro lado por outro operador que identificava a seqüência de sons recebidos. A velocidade e a qualidade da transmissão ficava, basicamente, por conta da perícia do operador. Não é assim que a coisa acontece hoje em dia: a velocidade e a qualidade das transmissões estão fortemente ligadas aos equipamentos projetados especificamente para transmitir dados.

Algum tempo após o nascimento do telégrafo, foram surgindo as máquinas digitais (computadores, controladores de processo, sensores, etc...) e, em seguida, a necessidade de interligá-las.

Interligar duas máquinas digitais é fazer transmissão de dados digitais entre elas. Basicamente, os dados podem ser transmitidos de duas formas: paralela ou serial. Na transmissão paralela, vários bits (um conjunto) são transmitidos simultaneamente, ou seja, a transmissão é feita por blocos de bits, e para cada bit deve haver um fio interligando as duas máquinas, além do fio de referência de tensão.

Na transmissão serial, os bits são transmitidos um após o outro, o que exige apenas um par de fios.

Para curtas distâncias a transmissão paralela pode ser interessante pois permite maior velocidade, mas para longas distâncias a transmissão serial se mostra mais adequada pois é mais econômica.

Abordarei a transmissão serial de dados digitais, pois é desta forma que as máquinas digitais se comunicam quando estão em locais razoavelmente distantes (normalmente a mais de 30 metros).

Na transmissão serial, o conceito de sincronismo é muito importante. Imagine que os bits chegam no receptor um após o outro. Existe, portanto, a necessidade do receptor saber quais bits pertencem a cada mensagem, normalmente codificada por caracteres, e onde está o centro de cada bit a fim de recuperar corretamente a mensagem.

A transmissão serial pode ser feita no modo síncrono ou no modo assíncrono.

No modo assíncrono, cada caractere do código utilizado possui uma informação de sincronismo própria.

A forma mais usual de se fazer isto, é introduzir dois elementos a cada caractere transmitido:

elemento de partida ("start") = no início do caractere

elemento de parada ("stop") = no final do caractere

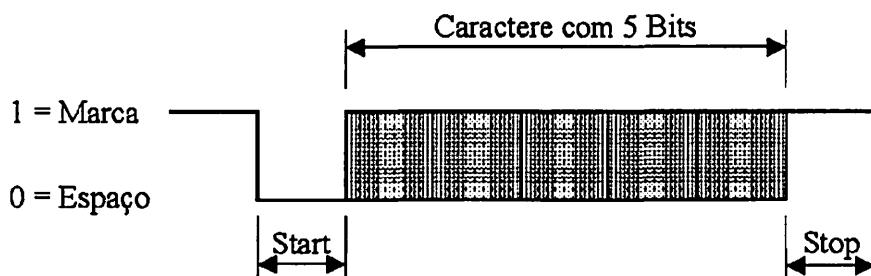


Fig.4.1: caractere assíncrono

Normalmente, o elemento de partida tem o comprimento de 1 bit e o elemento de parada tem o comprimento de 1 bit, 1,5 bit ou 2 bits.

Na transmissão síncrona, um sinal específico de sincronismo deve ser transmitido junto com os dados, a fim de marcar o centro de cada bit para o receptor.

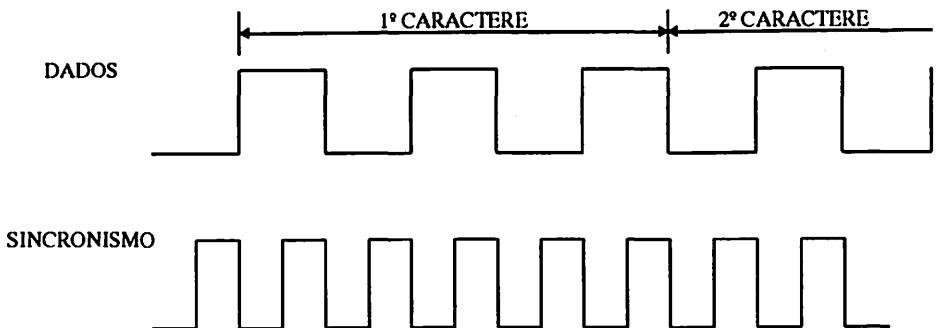


Fig.4.2: Caractere síncrono

Resumindo:

Transmissão digital	{	paralela
serial		}

{	assíncrona
}	síncrona

Você pode ver, na tabela abaixo, as principais vantagens e desvantagens de cada tipo.

assíncrona	síncrona
Ineficiente pois precisa dos elementos de partida e parada para cada caractere.	Eficiente pois dispensa os elementos de partida e parada.
Não se consegue alta velocidade devido a possíveis erros de sincronismo	É possível alta velocidade pois o sinal de sincronismo garante a posição dos bits.
Simples de gerar e detectar, permite a construção de equipamentos baratos.	Complexa de gerar e detectar, exige a construção de equipamentos mais caros.

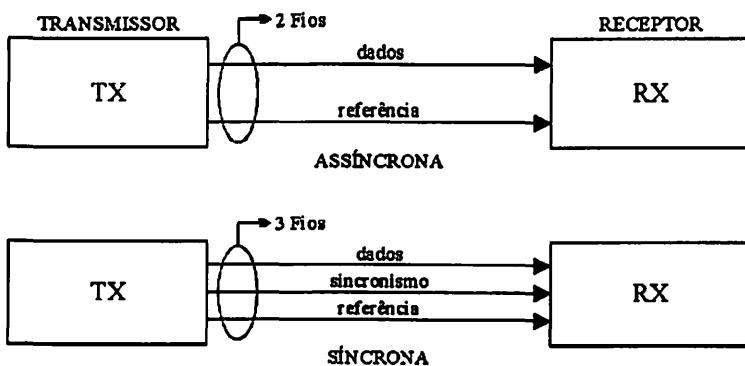


Fig.4.3: Transmissão serial

A figura 4.3 mostra que um transmissor, operando no modo assíncrono, necessita apenas de 2 fios para enviar sua informação, ao passo que um transmissor, operando no modo síncrono, precisa de 3 fios.

Observe que as comunicações ilustradas na figura 4.3, somente ocorrem num sentido. Na prática, nem sempre acontece assim. O que eu quero dizer é que uma comunicação às vezes exige transmissões nos dois sentidos e, de fato, esta é a forma mais comum.

Com relação ao sentido de transmissão, as comunicações foram divididas em três tipos:

Simplex:	só há transmissão em um sentido.
Semiduplex:	há transmissão nos dois sentidos, porém um de cada vez.
Duplex :	há transmissão nos dois sentidos simultaneamente.

Na figura 4.4, você pode ver duas máquinas digitais interligadas por meio de 5 fios, o que permite as seguintes formas de comunicação:

Sentido	modo	fios	sinais utilizados
simplex	assíncrona	2	DTX, 0V
simplex	síncrona	3	DTX, TCK, 0V
semiduplex	assíncrona	2	DTX, 0V
semiduplex	assíncrona	3	DTX, DRX, 0V
semiduplex	síncrona	3	DTX, TCK, 0V
semiduplex	síncrona	5	DTX, TCK, DRX, RCK, 0V
duplex	assíncrona	3	DTX, DRX, 0V
duplex	síncrona	5	DTX, TCK, DRX, RCK, 0V

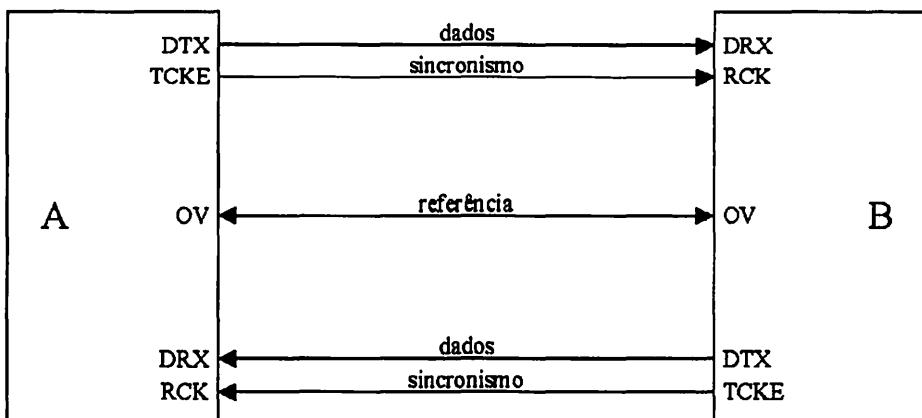


Fig.4.4: Ligação de duas máquinas digitais

## 4.1 MEIO DE TRANSMISSÃO: LINHA TELEFÔNICA

Você viu pela figura 4.4 que, para conseguir efetivar as 8 formas de comunicação citadas, as duas máquinas devem estar ligadas com 5 fios. Algumas formas exigem apenas 2 fios, no entanto, outras exigem 5 fios. Então, como essas comunicações, que utilizam transmissão serial, podem ser efetuadas pela linha telefônica, se esta possui apenas dois fios ? Além desta, na verdade, uma série de condições devem ser satisfeitas para que se consiga transmitir dados digitais seriais pela linha telefônica:

- a. Nas transmissões síncronas, o sinal deve possuir, além da informação referente aos bits de dados, a informação de sincronismo. Desta forma, a transmissão síncrona, em um sentido, também pode utilizar somente 2 fios.
- b. No caso da linha telefônica genérica, o sinal transmitido deve estar contido na faixa de voz (300 a 3.400 Hz).
- c. O receptor deve ser capaz de recuperar o sinal caso ele esteja contaminado por uma ou várias degenerações impostas pela linha.
- d. Para conseguir uma comunicação duplex a dois fios o sinal de transmissão deve coexistir com o de recepção.

O equipamento que permite adaptar os sinais da máquina digital à forma necessária para a transmissão pela linha telefônica, é o "MODEM".

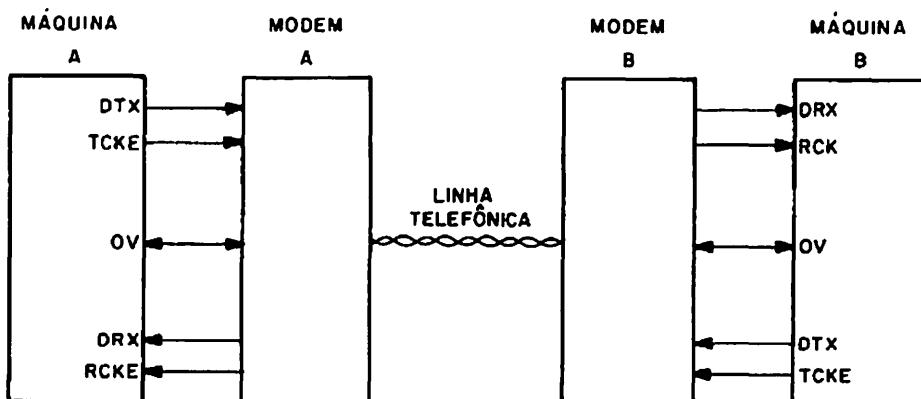


Fig.4.5: Utilização do modem

Como já falei anteriormente, a linha telefônica pode ser simplesmente um par de fios (par físico), que não impõe uma limitação abrupta na freqüência. Neste caso, o sinal do modem não precisa satisfazer a condição "b", podendo apenas ser um sinal digital, contanto que satisfaça as condições "a", "c" e "d", se for o caso.

Você viu na seção 3.3.1.1, que um sinal transmitido por um par físico sofre distorção de amplitude, tanto mais severa quanto maior for o comprimento da linha.

Na verdade, a transmissão digital, utilizando exclusivamente um par físico como meio de comunicação, será limitada em distância devido às distorções de amplitude.

Quando os dados são transmitidos da forma descrita acima, dizemos que a transmissão é do tipo banda-base ou digital, ou seja, o espectro do sinal transmitido não é deslocado por nenhuma modulação, mantendo-se em sua banda-base.

No caso da linha telefônica genérica, que é um canal de voz, o modem deve satisfazer a condição "b".

A seqüência de dados a ser transmitida possui um espectro de freqüência que, além de possuir componentes abaixo de 300 Hz, pode ultrapassar os 3.400 Hz. Este espectro depende da velocidade de transferência dos dados, dada por  $1/T_t$  bits por segundo.

A figura 4.6 ilustra uma seqüência de dados e o seu espectro correspondente. Observe que o espectro irá além da faixa de voz se  $1/T_t > 3.400$  Hz, ou seja, se a transmissão for feita a uma velocidade maior que 3.400 bits por segundo.

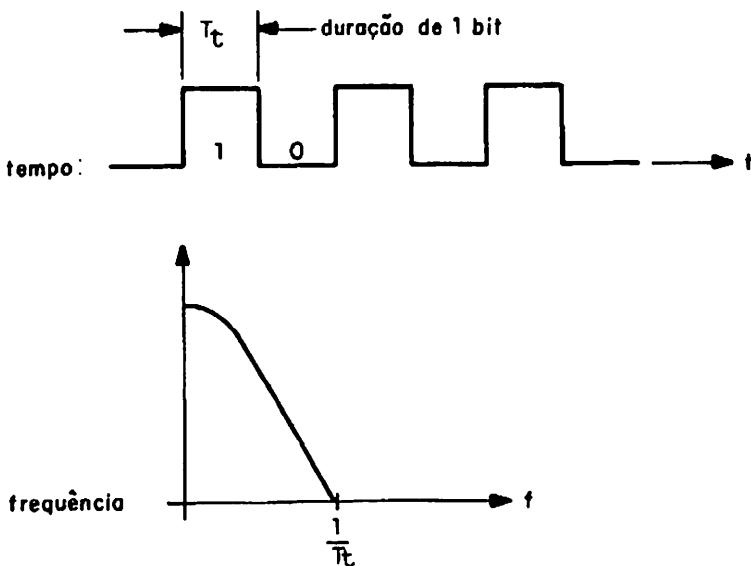


Fig.4.6: Seqüência de dados

Você deve ter observado que a seqüência de dados "não pode" ser transmitida diretamente na linha telefônica e o motivo é que ela ocupa a faixa de 0 a 300 Hz, que não passa pelo canal de voz. Se a transmissão for mais rápida do que 3.400 bits por segundo, surgirá outro impedimento: o espectro vai além do limite superior do canal de voz.

Como contornar isso? Ou seja, como transformar o sinal digital, que possui um espectro que se estende de 0 a  $1/T_t$  Hz, para um sinal que possua um espectro confinado na faixa de voz?

A solução é a "modulação", que "transforma" o sinal digital em sinal analógico.

Portanto, a transmissão na linha telefônica genérica, deve ser do tipo analógica.

A transmissão analógica é aquela onde os dados digitais modulam uma portadora senoidal, gerando um espectro que fica localizado na faixa de voz. Resumindo:

Transmissão	Meio
Digital ou banda-base	Par físico (par de fios)
Analógica	Linha telefônica (canal de voz)

Existem modems específicos para transmissão em par físico, que é o modem banda-base, cuja principal função é satisfazer a condição "a" através de uma codificação apropriada do sinal digital, e existem modems para transmissão na linha telefônica genérica, que é o modem analógico, cuja principal função é satisfazer a condição "b" através da modulação de uma onda portadora.

Resumindo:

Par físico:	modem banda-base
Linha telefônica:	modem analógico

## 4.2 MODULAÇÃO

Modular é modificar uma onda portadora, conforme o sinal principal a ser transmitido.

Os métodos de modulação mais comuns são:

Modulação em amplitude - AM

Modulação em freqüência - FM

Modulação em fase - PM

Outros três métodos, mais específicos para a transmissão de dados, são utilizados pelos modems:

Deslocamento de freqüência - FSK

Deslocamento diferencial de fase - DPSK

Deslocamento de fase e amplitude - QAM

Modular em FSK é alterar a freqüência da portadora para F1 quando o bit de dados for "1" (marca) e para F2 quando ele for "0" (espaço).

Modular em DPSK é alterar a fase da portadora, em graus diferentes, conforme o bit de dados seja "0" ou "1", mantendo a amplitude constante. DPSK é um caso particular de QAM, como você poderá constatar mais adiante.

A figura abaixo, ilustra esses dois métodos, mostrando os dados binários (que é um sinal digital) e as respectivas modulações.

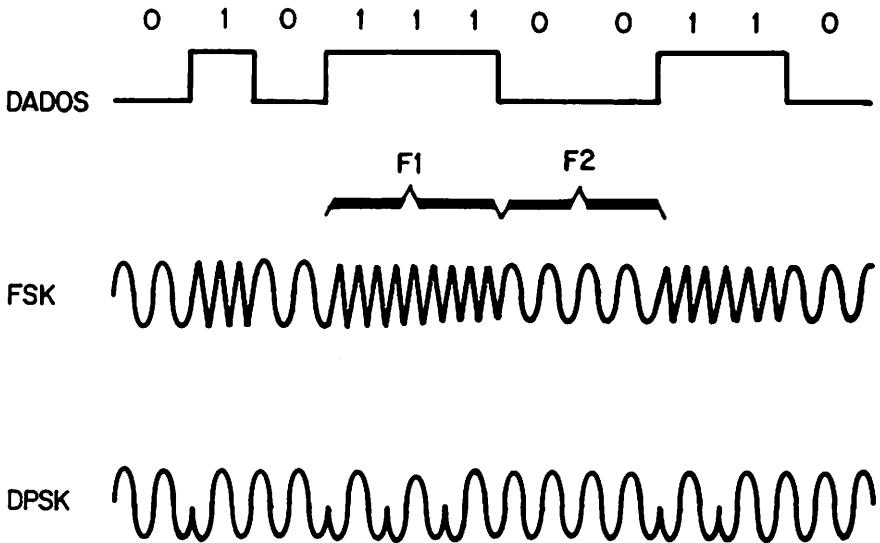


Fig.4.7:Modulações FSK e DPSK

Na figura 4.7, os dados modulam as portadoras em dois níveis, ou seja, somente existem dois símbolos para cada processo de modulação:

Modulação	Símbolos
FSK	Freqüências F1 e F2
DPSK	Deslocamentos de fase 01 e 02

Observe que nos dois casos acima, a cada símbolo corresponde um bit. Gostaria de falar agora, sobre velocidade da transmissão e velocidade em que a portadora é modulada. Algumas pessoas confundem as duas coisas pois em certos casos, elas têm realmente o mesmo valor numérico.

A velocidade de uma transmissão digital serial (taxa de transmissão) é medida em bits por segundo (bps), ou seja, indica quantos bits são transmitidos em 1 segundo.

$$vt = \frac{1}{T}$$

Tt = duração de 1 bit [s]

Por exemplo, numa transmissão a 1.200 bps cada bit tem a duração aproximada de 0,83 ms.

A velocidade em que a portadora é modulada está relacionada com o sinal analógico transmitido pela linha e chamarei de taxa de modulação. É definida como sendo a quantidade de modulações feitas durante 1 segundo e a unidade é "baud". Se a modulação somente possui dois símbolos, como citei anteriormente, a taxa de modulação será igual à taxa de transmissão.

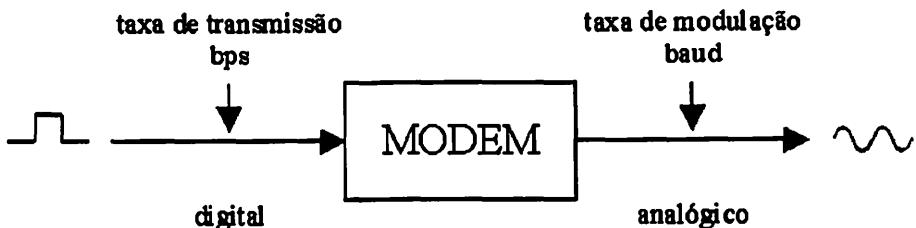


Fig.4.8: Taxas de transmissão e modulação

No entanto, em transmissão de dados, também se utilizam modulações com mais de 2 símbolos, ou seja, a cada símbolo corresponde 2,3 ou 4 bits. De uma forma genérica, o número total de símbolos será uma potência de 2, pois o sinal digital é binário:

$$M = 2^N$$

Onde: M= total de símbolos  
N= bits por símbolo (4.2.1)

Uma modulação será realizada a cada grupo de N bits.

Então, a taxa de modulação será menor ou igual à taxa de transmissão:

$$vm = \frac{vt}{N} = \frac{vt}{\log_2 M}$$

[baud] (4.2.2)

Onde:  $vm$  = taxa de modulador [baud]  
 $vt$  = taxa de transmissão [bps]  
 $N$  = bits por símbolo  
 $M$  = total de símbolos  
 $\log_2$  = logaritmo na base 2

O resultado do logaritmo na base 2 de "M", é exatamente o número de bits em cada símbolo, conforme você pode ver abaixo:

M	$\log_2 M$
2	1
4	2
8	3
16	4

A vantagem que você obtém em agrupar vários bits (2 a 4) para formar um símbolo é, justamente, conseguir uma taxa de modulação [baud] mais baixa que a velocidade de transmissão [bps].

Como sabemos, a linha telefônica genérica somente garante o tráfego de sinais contidos na faixa de freqüência limitada entre 300 e 3.400 Hz, ou seja, numa faixa de 3.100Hz.

A faixa de freqüência ocupada pelo sinal modulado depende basicamente da taxa de modulação, não da velocidade de transmissão. Por este motivo, a taxa de modulação fica praticamente limitada a 2.800 baud em uma transmissão por linha telefônica.

Apesar da taxa de modulação estar limitada, a velocidade pode ir além de 2.400 bps, desde que se utilize uma modulação com mais de 2 símbolos.

A seguir, você pode ver algumas relações utilizadas em transmissão de dados via linha telefônica .

velocidade Tt	taxa vm	símbolos M	bits/símbolo N
1.200 bps	1.200 baud	2	1
2.400 bps	1.200 baud	4	2
4.800 bps	1.600 baud	8	3
9.600 bps	2.400 baud	16	4

Normalmente as modulações que utilizam 2 símbolos são do tipo FSK e as que utilizam mais de 2, são DPSK ou QAM.

O espectro ocupado por um sinal modulado é dado aproximadamente por:

$$B(FSK) = vm \cdot (1 + r) + (F2 - F1) \quad \dots(4.2.3.a)$$

$$B(QAM) = vm \cdot (1 + r) \quad \dots(4.2.3.b)$$

Onde:

- B(FSK) = espectro do sinal FSK [Hz]
- B(QAM) = espectro do sinal QAM ou DPSK [Hz]
- F1 = freqüência de marca [Hz]
- F2 = freqüência de espaço [Hz]
- vm = taxa de modulação [baud]
- r = fator de filtragem

O espectro FSK fica centrado em “(F2-F1)/2 + F1”, e o espectro QAM fica centrado em “Fc”, que é a freqüência da portadora senoidal.

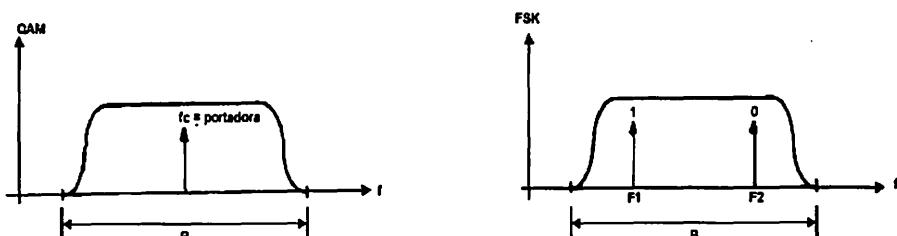


Fig.4.9: Espectros FSK e QAM

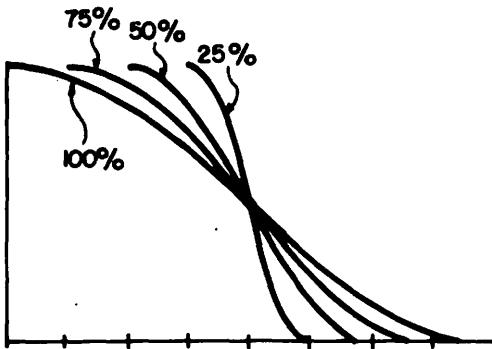


Fig. 4.10: Fator de filtragem

O fator de filtragem “r” (“roll-off”) corresponde ao grau de inclinação das bordas do filtro de transmissão do modem e seu valor vai de 0% (corresponde a um filtro ideal que não existe na prática) a 100%. Quanto menor o fator de filtragem, mais crítica é a geração do sinal por parte do modem.

Como o canal de voz corresponde a 3100 Hz, este valor não pode ser ultrapassado pelos espectros “B” citados.

Por exemplo, qual o espectro ocupado por um sinal FSK com as seguintes características ?

$$\begin{aligned} F_1 &= 1.200 \text{ Hz (marca)} \\ F_2 &= 2.400 \text{ Hz (espaço)} \\ v_m &= 1.200 \text{ baud } (v_t = 1.200 \text{ bps}) \\ r &= 50\% \end{aligned}$$

Solução:

$$B(FSK) = (2400 - 1200) + 1200 \cdot (1+0,5) = 1.200 + 1.800 = 3.000 \text{ Hz}$$

E qual o espectro ocupado por um sinal QAM com as seguintes características?

$$\begin{aligned} v_m &= 1.600 \text{ baud} \\ r &= 50\% \end{aligned}$$

$$\text{Solução: } B(QAM) = 1.600 \cdot (1+0,5) = 2.400 \text{ Hz}$$

Observe que, para uma mesma taxa  $v_m$ , a modulação QAM é mais eficiente em termos da banda passante necessária.

No caso da linha telefônica, a taxa de modulação QAM máxima permitida será:

$$v_m = B(QAM) = 3.100 \text{ baud } (r=0\%)$$

Um trabalho matemático, desenvolvido por Shannon, conclui que a capacidade teórica máxima de um canal, contaminado por ruído branco, é dada pela fórmula abaixo:

$$C = B \log_2 (1 + S/R)$$

...(4.2.4)

onde:  $C$  = capacidade máxima do canal [bps]  
 $B$  = banda passante do canal [Hz]  
 $S/R$  = relação sinal ruído

Novamente, no caso da linha telefônica, supondo que a relação sinal-ruído seja 24dB (máximo especificado para as LPCD tipos N e B), a taxa de transmissão máxima conseguida será:

$$C = 3.100 \log_2 (1 + 251); S/R = 10^{2.4} = 251$$

$$C = 3.100 \cdot 8 = 24.800 \text{ bps}$$

Chegamos a dois limites para a linha telefônica:

$$\begin{aligned} v_m \text{ máxima} &= 3.100 \text{ baud} \\ v_t \text{ máxima} &= 24.800 \text{ bps} \end{aligned}$$

Então, qual será a quantidade máxima de bits por símbolo, possível de se transmitir nesta linha telefônica?

Veja, se:  $v_m = v_t / \log_2 M$

$$\text{Então: } M = 2^{v_t/v_m} = 2^{24.800/3.100} = 2^8$$

Podemos concluir que, no máximo, se consegue transmitir 8 bits por símbolo, o que levaria a um total de 256 símbolos possíveis.

Compare esses limites com as relações utilizadas na prática, que citei anteriormente, e tire suas conclusões.

Observe que, para calcular esses limites, de todas as degenerações impostas pela linha, considerei somente o ruído branco, quando utilizei a fórmula de Shannon, além de ter utilizado  $r=0\%$ , o que é um caso limite e difícil de alcançar.

Você viu pela figura 4.7, que a modulação DPSK associa um deslocamento de fase a cada símbolo e agora, vamos utilizar uma representação vetorial para representá-la: utilizaremos um diagrama onde cada ponto representa um possível símbolo com seu deslocamento de fase correspondente. Chamarei este diagrama de constelação.

A distância do ponto ao centro dos eixos corresponde à amplitude, e sua posição angular em relação ao eixo horizontal (X) corresponde ao deslocamento de fase do símbolo.

$A$	= Amplitude da portadora
$\Delta\phi$	= Defasagem da portadora com relação ao símbolo anterior (no tempo).
$x$	$= A \cdot \cos(\Delta\phi)$ = componente na quadratura X
$y$	$= A \cdot \sin(\Delta\phi)$ = componente na quadratura Y

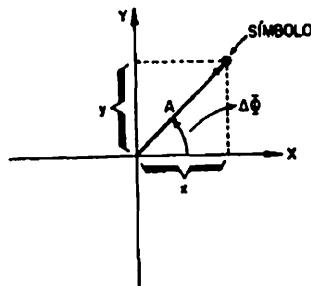


Fig.4.11: Representação de um símbolo

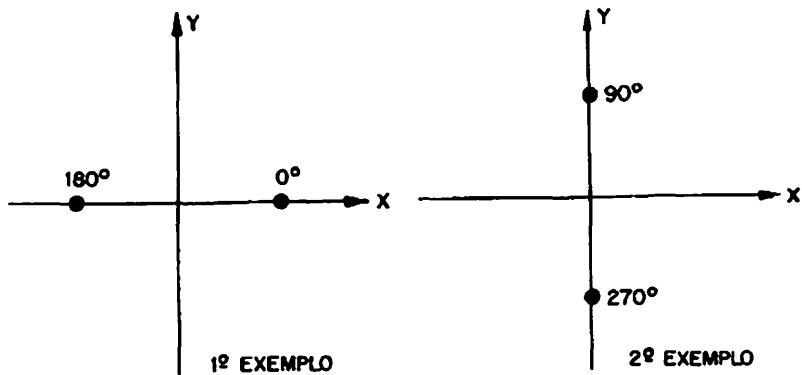


Fig.4.12: DPSK - 2 símbolos

A figura 4.12 mostra duas constelações possíveis para uma modulação DPSK com 2 símbolos. Naturalmente, existe uma infinidade de constelações possíveis, mas normalmente se utilizam aquelas cujos pontos estão igualmente distribuídos em ângulo. No primeiro exemplo, existe um símbolo correspondente a "0" graus e outro a "180" graus e no segundo, existe um símbolo correspondente a "90" graus e outro a "270" graus.

A figura 4.13 mostra uma constelação com 4 símbolos e outra com 8.

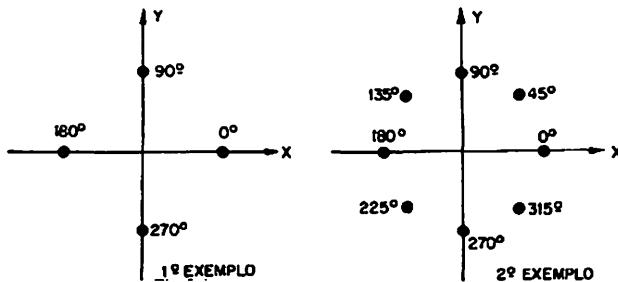


Fig.4.13: DPSK - 4 e 8 símbolos

Observe que em todos os casos apresentados nas figuras 4.12 e 4.13, os símbolos possíveis estão igualmente espaçados em ângulo e contidos em um círculo, cujo raio corresponde à amplitude da portadora.

Para modulações com mais de 8 símbolos, a desfasagem entre símbolos fica muito pequena, tornando o sinal muito sensível a distorções de fase. Por este motivo as modulações com 16 símbolos utilizam diferentes amplitudes, a fim de diminuir a sensibilidade a distorções e oscilações de fase.

A modulação que utiliza deslocamento de fase e amplitude é chamada de QAM. A figura 4.14 mostra duas constelações utilizadas em modems 9600 bps cuja taxa de modulação é de 2.400 baud.

A primeira refere-se à recomendação CCITT V29 acatada também no Brasil, e a segunda refere-se à norma Bell 209 utilizada nos Estados Unidos.

Compare as figuras 4.13 e 4.14. Verifique que a modulação DPSK pode ser considerada como um caso particular da modulação QAM, onde a amplitude dos possíveis símbolos é constante.

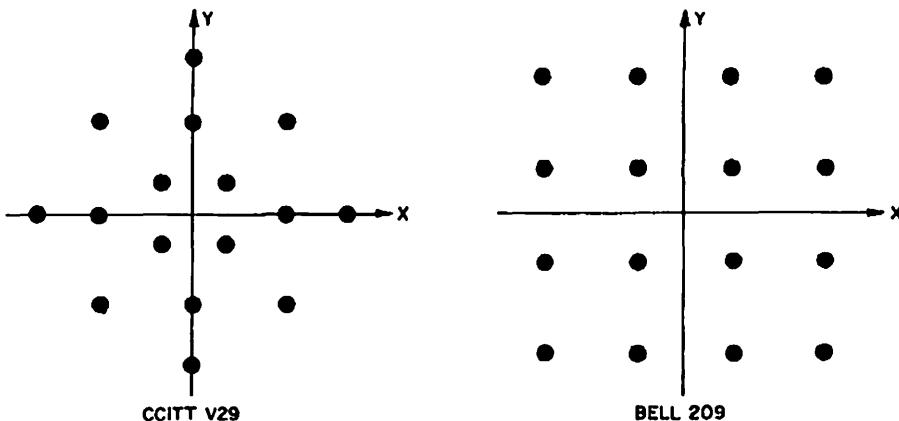


Fig.4.14: QAM - 16 símbolos

No caso da modulação QAM, o sinal transmitido pela linha terá um aspecto semelhante ao ilustrado na figura 4.15

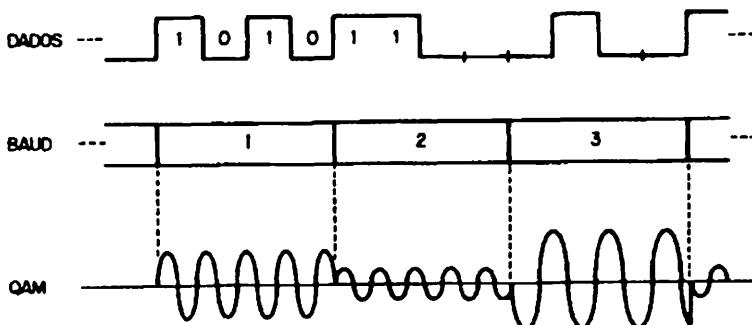


Fig.4.15: Modulação QAM

## 4.3 TÉCNICAS DE MODULAÇÃO

Neste segmento, abordarei, com certa profundidade, as técnicas básicas de modulação e, para isto, terei que lançar mão de alguma teoria.

Você pode passar diretamente ao capítulo 5, sem perda de continuidade, se não estiver interessado em um enfoque mais teórico.

Na verdade, quero mostrar que as modulações

AM-SC: Modulação em amplitude com portadora suprimida  
AM-SSB: Modulação em amplitude com uma banda suprimida  
PM : Modulação em fase

são casos particulares da modulação:

QAM: Modulação em amplitude por quadratura

Desta forma, você terá uma boa visão da modulação QAM, que é a base do funcionamento da maioria dos modems, desde os mais simples, de 1.200 bits por segundo, até os mais recentes e avançados: os modems de 19.200 bps.

Antes de iniciarmos propriamente esta análise, vamos relembrar algumas relações matemáticas que usarei mais adiante.

Trigonometria:

$$\cos(A \pm B) = \cos A \cdot \cos B \mp \sin A \cdot \sin B \quad (4.3.1)$$

$$\cos A \cdot \cos B = \frac{1}{2} \{\cos(A-B) + \cos(A+B)\} \quad (4.3.2)$$

$$\sin A \cdot \sin B = \frac{1}{2} \{\cos(A-B) - \cos(A+B)\} \quad (4.3.3)$$

$$\sin A \cdot \cos B = \frac{1}{2} \{\sin(A-B) + \sin(A+B)\} \quad (4.3.4)$$

Transformada de Fourier:

$$a(t) \leftrightarrow A(\omega) \quad (4.3.5)$$

$$\cos \omega_c t \leftrightarrow p \{ \delta(\omega + \omega_c) + \delta(\omega - \omega_c) \} \quad (4.3.6)$$

$$\sin \omega_c t \leftrightarrow j\pi \{ \delta(\omega + \omega_c) - \delta(\omega - \omega_c) \} \quad (4.3.7)$$

$$a(t) \cdot b(t) \leftrightarrow \frac{1}{2p} A(\omega) * B(\omega) \quad (4.3.7)$$

$$A(\omega) = Ac(-\omega) \quad \text{sc} \quad a(t) \in IR \quad (4.3.8)$$

A equação (4.3.8) afirma que sinais reais possuem transformada de Fourier com amplitude par (simétrica em torno de  $\omega=0$ ) e fase ímpar (inverso do simétrico em torno de  $\omega=0$ ).

## Símbolos:

$\longleftrightarrow$	equivalência de transformação
$\pi$	$\pi = 3,141592$
$\delta(\cdot)$	função impulso unitário
$j$	$\sqrt{-1}$
*	operador de convolução
$a(t)$	sinal representado no tempo
$A(w)$	sinal representado em freqüência
$A_c(w)$	complexo conjugado de $A(w)$
$\omega_c$	freqüência da portadora = $2\pi f_c$
$\text{sgn}(x)$	função sinal $\text{sgn}(x) = \begin{cases} 1 & x > 0 \\ -1 & x < 0 \end{cases}$

### 4.3.1 AM-SC

Modulação em amplitude com portadora suprimida. É o caso mais simples dentre os que vamos ver.

Deseja-se transmitir um determinado sinal  $a(t)$  que tem suas componentes de freqüência confinadas em uma faixa conhecida. Veja  $A(w)$  na figura 4.17.

A modulação AM-SC é realizada simplesmente multiplicando o sinal modulante  $a(t)$  pela portadora  $\cos\omega_c t$ . O sinal modulado,  $s(t)$ , é transmitido pelo canal até o receptor, onde ele deve ser demodulado.

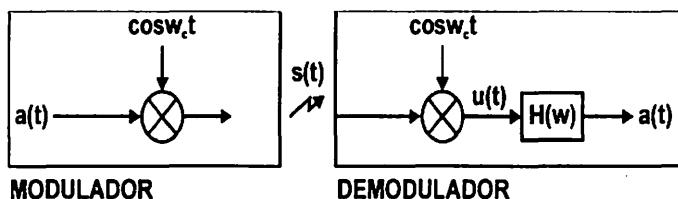


Fig. 4.16 - Modulação AM-SC

$$s(t) = a(t) \cos\omega_c t \quad (4.3.9)$$

Para visualizar o que acontece no domínio da freqüência, basta aplicarmos as equações (4.3.5) e (4.3.6).

$$s(t) \longleftrightarrow S(w) = \frac{1}{2} \{A(w+\omega_c) + A(w-\omega_c)\} \quad (4.3.10)$$

Esta equação nos diz que a modulação deslocou o espectro do sinal modulante,  $A(w)$  para  $\omega_c$  e  $-\omega_c$ , multiplicando por  $1/2$ .

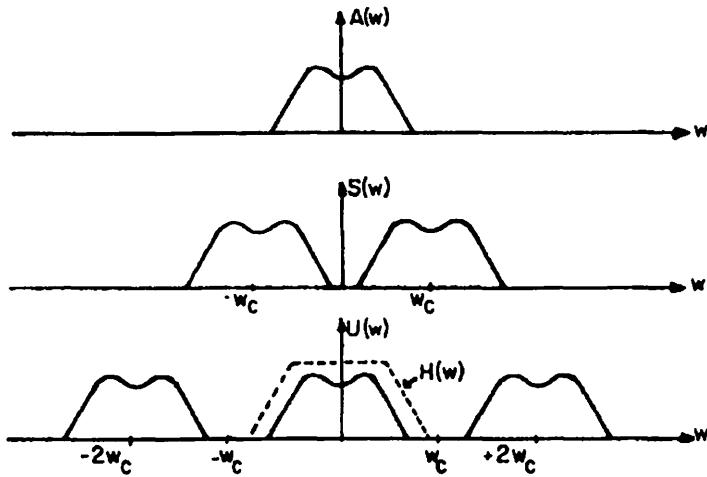


Fig. 4.17: Espectros AM-SC

Os gráficos da figura 4.17 mostram o efeito da equação (4.3.10), não considerando a atenuação causada pelo fator 1/2, a fim de simplificar a apresentação (podemos sempre imaginar que existe um amplificador de ganho 2 que compensa este fator).

Na recepção, o sinal  $s(t)$  é multiplicado pela portadora  $\cos\omega_ct$  e filtrado por  $H(\omega)$ .

$$u(t) = s(t) \cdot \cos\omega_ct = a(t) \cdot \cos^2\omega_ct = a(t) \frac{1}{2} \{1 + \cos 2\omega_ct\}$$

$$u(t) = \frac{a(t)}{2} + \frac{a(t)}{2} \cos 2\omega_ct \quad (4.3.11)$$

Passando a equação (4.3.11) para o domínio da freqüência, encontramos:

$$U(\omega) = \frac{A(\omega)}{2} + \frac{1}{4} \{A(\omega+2\omega_c) + A(\omega-2\omega_c)\} \quad (4.3.12)$$

O sinal  $U(\omega)$  está representado na figura 4.17, e possui três réplicas do sinal  $A(\omega)$ , a menos das constantes.

Quando o sinal  $U(\omega)$  passa pelo filtro  $H(\omega)$ , a operação realizada, no domínio da freqüência, é a multiplicação:

$$A(\omega) = U(\omega) \cdot H(\omega)$$

O filtro  $H(\omega)$ , do tipo passa-baixo, corta as réplicas de  $A(\omega)$  situadas em  $+2\omega_c$  e somente deixa passar o próprio sinal  $A(\omega)$ , que está em sua posição original  $\omega=0$ .

Observe que o sinal original,  $A(\omega)$ , não foi transmitido pelo canal. O sinal  $S(\omega)$ , que é uma réplica de  $A(\omega)$ , centrada em  $\omega_c$ , é que foi transmitido pelo canal.

Este é o grande mérito da modulação: fazer uma réplica do sinal a ser transmitido, na faixa que o canal de comunicação oferece.

Neste caso, então, podemos imaginar que o canal nos oferece uma faixa de freqüências centrada em  $\omega_c$ . Lembre-se que a linha telefônica genérica oferece um canal que vai de 300 a 3400 Hz.

A modulação AM-SC não deve ser confundida com a modulação AM comum, utilizada pelas transmissões de rádio. A transmissão AM possui a portadora adicionada ao sinal, a fim de propiciar um receptor mais barato. Observe que não existe geração de portadora no demodulador AM, que consiste de um simples retificador seguido do mesmo filtro  $H(\omega)$ .

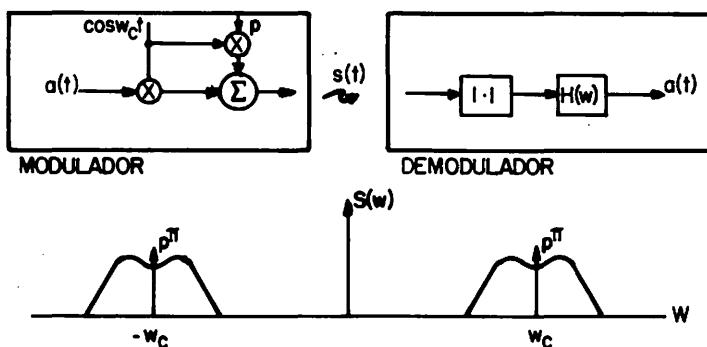


Fig. 4.18: Modulação AM

$$s(t) = a(t) \cdot \cos\omega_ct + p \cdot \cos\omega_ct = \{a(t) + p\} \cdot \cos\omega_ct \quad (4.3.13)$$

Utilizando as equações (4.9) e (4.11):

$$S(\omega) = \frac{1}{2} \{A(\omega + \omega_c) + A(\omega - \omega_c)\} + p\pi \{\delta(\omega + \omega_c) + \delta(\omega - \omega_c)\} \quad (4.3.14)$$

Compare as equações (4.14) e (4.18). Note que a modulação AM possui dois impulsos, em  $\omega_c$  e  $-\omega_c$ , somados às réplicas de  $A(\omega)$ ; esses impulsos correspondem à portadora.

Por este motivo, a modulação AM-SC ganhou o nome de AM portadora suprimida.

### 4.3.2 AM-SSB

Você sabe que sinais reais (só estamos falando deles) possuem um espectro redundante, simétricos em torno de  $\omega=0$ , conforme mostra a equação (4.3.8). Podemos, então, imaginar que a mesma informação está presente duas vezes. No caso do sinal  $S(\omega)$ , gerado pela modulação AM-SC, equação (4.3.10), a mesma informação está presente quatro vezes, pois temos 2 réplicas de  $A(\omega)$ .

O princípio da modulação AM-SSB é eliminar a metade desse espectro, de tal forma que o espectro resultante continue satisfazendo (4.3.8), pois queremos gerar um sinal real.

A vantagem imediata é que o sinal AM-SSB vai ocupar a metade da faixa ocupada pelo AM-SC.

A forma trivial de se obter o sinal AM-SSB é filtrando uma banda lateral do sinal AM-SC, conforme ilustra a figura 4.19. Daí se explica a sigla SSB, que significa “supressed side band” ou banda lateral suprimida.

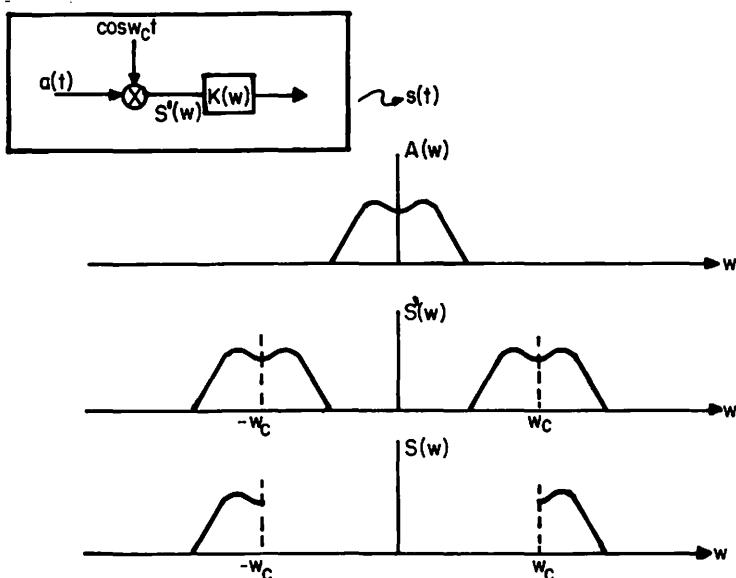


Fig. 4.19: Modulação AM-SSB (filtragem)

Observe que o sinal  $S(\omega)$  é o sinal  $S'(\omega)$  filtrado por  $K(\omega)$ :

$$S(\omega) = K(\omega) \cdot S'(\omega)$$

Existe uma outra forma de gerar o sinal AM-SSB, na qual estou interessado em centralizar sua atenção, não pelo fato de que o filtro  $K(\omega)$  seja difícil de ser implementado, mas para demonstrar a tese proposta.

Esta outra forma de realizar a modulação AM-SSB utiliza um circuito chamado transformador de Hilbert.

A fim de visualizar melhor o que ocorre na modulação AM-SSB, vamos imaginar um caso particular, onde  $a(t)$  é uma cossenoide de freqüência  $\omega_s$ .

$$a(t) = \cos\omega_s t \quad (4.3.15)$$

Passando pelo multiplicador:

$$s'(t) = a(t) \cdot \cos\omega_c t = \cos\omega_s t \cdot \cos\omega_c t \quad (4.3.16)$$

Aplicando (4.3.2):

$$s'(t) = \frac{1}{2} \{ \cos(\omega_c + \omega_s)t + \cos(\omega_c - \omega_s)t \} \quad (4.3.17)$$

banda superior      banda inferior

Filtrando a banda inferior, fica:

$$s(t) = \cos(\omega_c + \omega_s)t \quad (4.3.18)$$

Aplicando (4.3.1):

$$s(t) = \cos\omega_st \cdot \cos\omega_ct - \sin\omega_st \cdot \sin\omega_ct \quad (4.3.19)$$

Observe, na equação (4.23):

$$\cos\omega_st = a(t)$$

$$\sin\omega_st = \cos(\omega_st - \frac{\pi}{2}) \Rightarrow a(t) \text{ defasado de } -\frac{\pi}{2} = a^i(t)$$

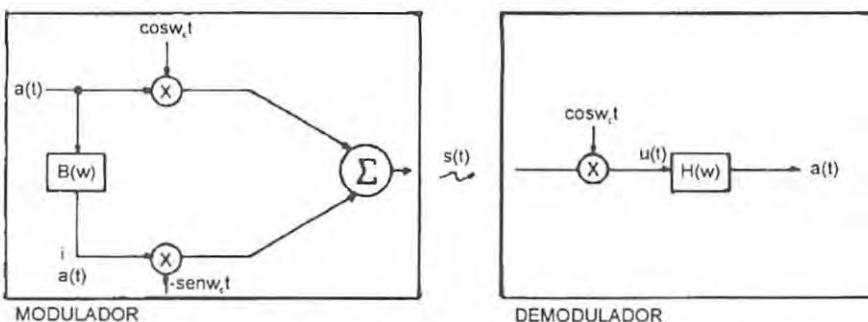


Fig. 4.20: Modulação AM-SSB (Hilbert)

Podemos reescrever a equação (4.3.19):

$$s(t) = a(t) \cdot \cos\omega_ct - a^i(t) \cdot \sin\omega_ct \quad (4.3.20)$$

Esta equação sugere-nos implementar o modulador AM-SSB conforme ilustra a figura 4.20, onde o circuito defasador é o bloco indicado por  $B(\omega)$ .

Se quisermos que este modulador funcione para qualquer sinal  $a(t)$ , o bloco defasador deve operar a defasagem de  $-\pi/2$  em todas as freqüências (imagine o sinal  $a(t)$ , qualquer, sendo composto de várias componentes senoidais).

Devemos fazer mais duas observações sobre o bloco defasador:

- Não deve atuar na amplitude do sinal de entrada.
- Deve atuar na fase de forma ímpar com relação a  $\omega=0$ , caso contrário, sua saída seria um sinal não real.

Então:

se:

$$B(\omega) = |B(\omega)| e^{j\theta(\omega)} \quad (4.3.21)$$

podemos afirmar que:

$$|B(\omega)| = 1 \quad (4.3.22a)$$

$$\theta(\omega) = \begin{cases} -\pi/2 & : \omega > 0 \\ +\pi/2 & : \omega < 0 \end{cases} = -\frac{\pi}{2} \operatorname{sgn}(\omega) \quad (4.3.22b)$$

Então o bloco defasador deve ter uma resposta:

(4.3.23)

$$B(\omega) = e^{-j\frac{\pi}{2} \operatorname{sgn}(\omega)}$$

$$B(\omega) = \begin{cases} \cos\pi/2 - j \sin\pi/2 : \omega > 0 \\ \cos\pi/2 + j \sin\pi/2 : \omega < 0 \end{cases}$$

$$\therefore \boxed{B(\omega) = -j \operatorname{sgn}(\omega)} \quad (4.3.24)$$

Quero agora, determinar a transformada inversa do bloco defasador, ou seja, sua resposta impulsional:

(4.3.25)

$$\begin{aligned} b(t) &\longleftrightarrow B(\omega) \\ b(t) &= \mathcal{F}^{-1}\{B(\omega)\} = \mathcal{F}^{-1}\{-j \operatorname{sgn}(\omega)\} \\ b(t) &= -j \mathcal{F}^{-1}\{\operatorname{sgn}(\omega)\} \end{aligned} \quad (4.3.26)$$

Sabendo que (veja Ref[1]):

$$\mathcal{F}^{-1}\{\operatorname{sgn}(\omega)\} = j/\pi t \quad (4.3.27)$$

encontramos finalmente:

$$\boxed{b(t) = \frac{1}{\pi t}} \quad (4.3.28)$$

As equações (4.3.24) e (4.3.29) definem o bloco defasador, que é conhecido como transformador de Hilbert.

O transformador de Hilbert não deve ser confundido com um circuito de retardo, que proporciona um retardo fixo para todas as componentes de freqüência, ou seja, provoca uma variação linear da fase.

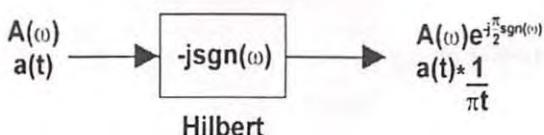
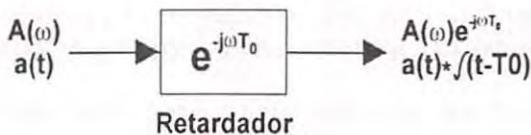


Fig. 4.21: Retardador e transformador de Hilbert

Vejamos, agora, a demodulação AM-SSB, conforme sugere a figura 4.20.

$$u(t) = s(t) \cdot \cos \omega_c t \quad (4.3.29)$$

$$\begin{aligned} &= a(t) \cdot \cos 2\omega_c t - a^i(t) \cdot \sin \omega_c t \cdot \cos \omega_c t \\ &= \frac{a(t)}{2} \{ 1 + \cos 2\omega_c t \} - \frac{a^i(t)}{2} \cdot \sin 2\omega_c t \end{aligned} \quad (4.3.30)$$

O filtro  $H(\omega)$  corta as componentes em  $2\omega_c$  conforme já vimos para o caso AM-SC e está ilustrado na figura 4.17.

Note que o mesmo demodulador opera sinais AM-SC e AM-SSB.

### 4.3.3 PM

Modulação em fase, do inglês "Phase Modulation".

Consiste em alterar a fase da portadora de forma proporcional à amplitude do sinal modulante  $a(t)$ .

$$s(t) = A \cdot \cos \{\omega_c t + \phi(t)\} : \phi(t) = k \cdot a(t) \quad (4.3.31)$$

onde:  
 $\phi(t)$  = fase variável no tempo  
 $A$  = amplitude máxima da portadora  
 $k$  = constante

Desmembrando a equação acima conforme (4.3.31):

$$s(t) = A \cdot \cos \phi(t) \cdot \cos \omega_c t - A \cdot \sin \phi(t) \cdot \sin \omega_c t \quad (4.3.32)$$

$$\text{fazendo } a'(t) = A \cdot \cos \phi(t) \quad (4.3.33a)$$

$$a^i(t) = A \cdot \sin \phi(t) \quad (4.3.33b)$$

$$\therefore \boxed{s(t) = a'(t) \cdot \cos \omega_c t - a^i(t) \cdot \sin \omega_c t} \quad (4.3.34)$$

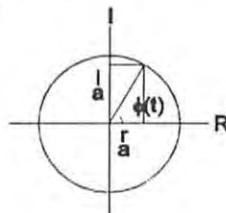
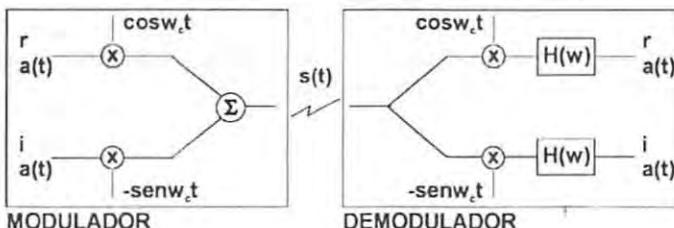


Fig. 4.22: Modulação PM

A equação (4.3.34) propõe a implementação apresentada na figura 4.22, onde o sinal modulante,  $a(t)$ , foi desmembrado em duas componentes em quadratura, conforme equação (4.3.33).

A informação a ser transmitida, que é representada pelo sinal  $a(t)$ , pode ser vista como um vetor  $a(t)$ , bidimensional, cujas coordenadas  $a(t)$  e  $\dot{a}(t)$  são tais que a intensidade deste vetor é sempre constante.

$$\overset{r}{a}(t)^2 + \overset{i}{a}(t)^2 = a^2$$

#### 4.3.4 QAM

Compare os moduladores discutidos: AM-SC, AM-SSB e PM (fase). A diferença entre essas técnicas é a regra que correlaciona os sinais em quadratura, conforme ilustra a figura 4.23:

Fica demonstrada a tese de que a modulação QAM é o caso geral pois todas as demais podem ser realizadas com um modulador QAM, como o da figura 4.22, apenas criando uma regra de correlação entre as componentes do sinal de entrada.

AM-SC:	Só existe uma dimensão e o vetor transmitido assume qualquer valor no eixo R.
AM-SSB:	A componente do eixo I é nula.
PM :	A componente do eixo I é a transformada de Hilbert da componente do eixo R.
QAM :	O vetor transmitido pode assumir qualquer ângulo, porém sempre a mesma amplitude (intensidade).
	O vetor transmitido é qualquer. Suas componentes não possuem qualquer correlação.

Note que todas essas modulações e demodulações podem ser efetivadas com um único circuito: aquele da figura 4.22.

AM-SC		$i(t) = 0$
AM-SSB		$i(t) = \frac{1}{\pi t} * r(t)$
PM		$i^2(t) + r^2(t) = a^2$
QAM		$i(t) = \text{qualquer}$ $r(t) = \text{qualquer}$

Fig. 4.23: Técnicas de Modulação

## 4.4 TRANSMISSÃO VIA SATÉLITE

O satélite artificial do tipo geostacionário é colocado em órbita para permitir que duas, ou mais, estações terrestres se comuniquem entre si. O satélite de comunicações é um elemento importante a ser considerado na fase de projeto da rede. Antes de abordar como se processa a comunicação de dados com auxílio do satélite, vamos ver como ele se mantém estacionário, no espaço, em um ponto fixo com relação à Terra.

Para que o satélite de comunicação fique parado sobre um determinado ponto da Terra, é preciso que ele acompanhe a rotação desta, ou seja, fique trasegando no espaço, em uma órbita circular, na mesma velocidade angular de rotação da Terra. Portanto, o tempo de revolução do satélite será igual ao dia sideral, ou seja, 23 horas, 59 minutos e 4,09 segundos! O satélite segue sua trajetória no conhecido movimento circular uniforme. Sua velocidade é dada por:

$$v = \omega \cdot d$$

....(4.4.1)

Onde:

$v$  = velocidade do satélite

$\omega$  = velocidade angular do satélite

$d$  = distância do satélite ao centro da Terra

Em um movimento circular uniforme sempre existe uma força "puxando" o objeto para o centro da trajetória (força centrípeta) e, no caso do satélite, é exatamente o que acontece. Lembrando um pouco da física:

$$F_c = \frac{M_s v^2}{d}$$

...(4.4.2)

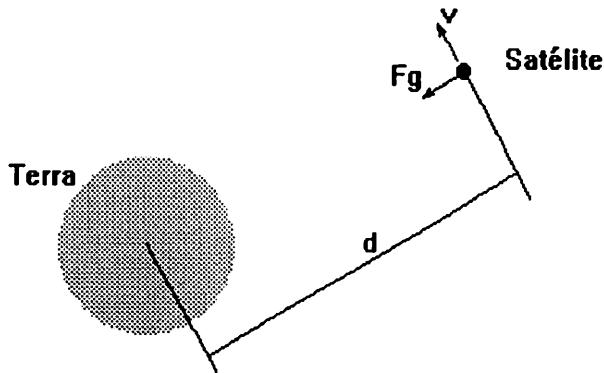
Onde:

$F_c$  = força centrípeta

$M_s$  = massa do satélite

$v$  = velocidade do satélite

$d$  = distância do satélite ao centro da Terra



Mas que força centripeta é essa que age sobre o satélite? É a força de gravidade da Terra, dada pela lei da gravitação universal:

$$F_g = \frac{GM_t M_s}{d^2} \quad \dots(4.4.3)$$

Onde:

$F_g$  = força de atração gravitacional

$G$  = cte de gravitação =  $6,67 \times 10^{-11}$  [N.m<sup>2</sup>/kg<sup>2</sup>]

$M_t$  = massa da Terra

$M_s$  = massa do satélite

$d$  = distância do satélite ao centro da Terra

Sabendo-se que as duas forças  $F_c$  e  $F_g$ , na verdade, é uma única, podemos igualar as equações (4.4.2) e (4.4.3):

$$\frac{M_s v^2}{d} = \frac{GM_t M_s}{d^2} \quad \dots(4.4.4)$$

Substituindo o valor de "v", no lado esquerdo da equação, pelo valor tirado de (4.4.1), e manipulando, fica:

$$\omega^2 d^2 = \frac{GM_t}{d^2} \quad \dots(4.4.5)$$

Observe que o único parâmetro desconhecido é "d", a distância do satélite ao centro da Terra. Explicitando "d" em função dos outros parâmetros, fica:

$$d = \left[ \frac{G \cdot M_t}{\omega^2} \right]^{1/3}$$

... (4.4.6)

Substituindo os valores conhecidos:

$$G = 6,67 \cdot 10^{-11} \text{ [N.m}^2/\text{kg}^2]$$

$$M_t = 5,98 \cdot 10^{24} \text{ [kg]}$$

$$\omega = 7,27 \cdot 10^{-5} \text{ [rad/s]}$$

encontramos  $d \approx 42.260$  km. Sabemos que o raio da Terra mede aproximadamente 6.440 km. Então, a menor distância do satélite até a superfície da Terra é  $h = 42.260 - 6.440 = 35.820$  km.

Concluímos que, para o satélite se manter estacionário, ele deve estar, aproximadamente, a 36.000 km da superfície da Terra. É nessa altitude que estão todos os satélites desse tipo. Com três satélites estacionados a 120 graus um do outro, praticamente toda a superfície da Terra fica coberta por suas transmissões.

Basicamente, o satélite age como um repetidor (ou um refletor) das transmissões de microondas vindas de uma estação terrena. O satélite recebe (rota de subida) em uma faixa de freqüência e transmite (rota de descida) em outra faixa de freqüência. As duas faixas de freqüência, ou bandas, mais usadas são:

Banda	Subida [GHz]	Descida [GHz]	Largura [MHz]
C	5.925 a 6.425	3.700 a 4.200	500
Ku	14.000 a 14.500	10950 a 11200 11.450 a 11.700	500

A velocidade de propagação de um sinal de microondas é aproximadamente igual à da luz, ou seja, igual a  $3 \cdot 10^8$  m/s. Vimos que a menor distância do satélite até a superfície da Terra é cerca de 36.000 km, mas, devido à curvatura da Terra, essa distância pode chegar até a 42.000 km. Se considerarmos uma distância média de 39.000 km entre o satélite e suas duas estações terrenas que estão se comunicando, o tempo de propagação entre elas será de:

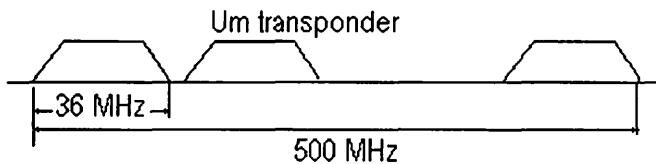
$$t = \frac{\text{espaço}}{\text{velocidade}} = \frac{2 \cdot 39 \cdot 10^6}{3 \cdot 10^8} = 260 \text{ ms}$$

... (4.4.7)

Esse tempo de propagação deve ser levado em conta ao se fazer o estudo de comunicação de dados ou voz via satélite, pois aumenta consideravelmente o tempo de resposta nos sistemas interativos e, numa conversação via satélite, um dos interlocutores deve aguardar cerca de meio segundo a mais para receber a resposta do outro.

Alguns fatos merecem ser mencionados pois já fazem parte do recente histórico das comunicações via satélite. Em 1945, o conceito de comunicação via satélite foi, pela primeira vez, exposto pelo escritor de ficção científica Arthur Clark. Em 1957, a Rússia lançou o primeiro satélite: o Sputnik. Em 1963, os Estados Unidos lançam o primeiro satélite geo-estacionário: Syncor. Em 1965, no cabo Kennedy, há o lançamento do INTELSAT I com 38 kg e 240 canais de voz, o primeiro satélite comercial. Em 1985, há o lançamento do Brasilsat I e em 1986 o lançamento do Brasilsat II.

A banda de 500 MHz, utilizada pelo satélite, é normalmente dividida em faixas de 36 MHz, cada uma operada por um transponder. O INTELSAT IV, lançado em 1971, por exemplo, possui 12 transponders.



As três principais técnicas utilizadas nas transmissões via satélite são:

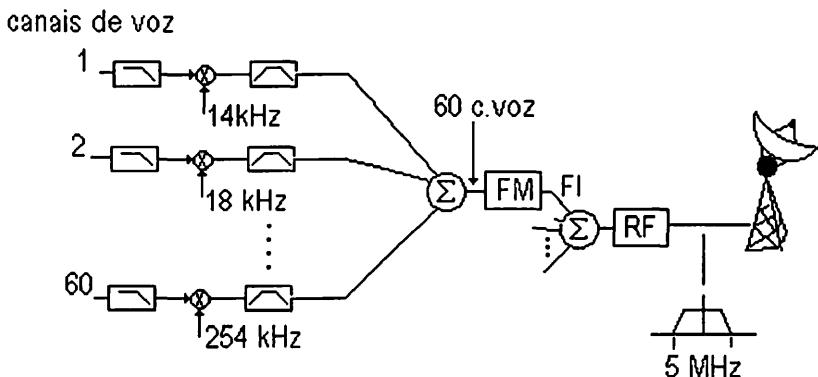
- FDMA: freqüência ("Frequency Division Multiple Access")
- SCPC: freqüência ("Single Channel Per Carrier")
- TDMA: tempo ("Time Division Multiple Access")

## FDMA

A faixa de freqüência do transponder (normalmente 36 MHz) é dividida em partições, cada uma carregando vários canais de voz. Dessa forma uma estação terrena pode utilizar uma ou mais partições, de forma independente. Por exemplo: 14 partições de 2,5 MHz com 24 canais de voz cada; 7 partições de 5 MHz com 60 canais de voz cada; 7 partições diferentes sendo uma de 10 MHz, uma de 7,5 MHz, duas de 5 MHz e três de 2,5 MHz, totalizando 420 canais de voz, etc. Quanto mais larga a partição, melhor o aproveitamento em termos de canais de voz. Os canais de voz entram em um mux FDM e então passam por um modulador FM que gera a portadora na faixa de 6 GHz.

Largura da partição [MHz]	2,5	5,0	7,5	10,0
Canais de voz por partição	24	60	96	132

A próxima figura é um exemplo de partição de um transponder, usando a técnica FDMA. Sessenta canais de voz são agrupados em freqüência ocupando uma banda de 240 KHz. Em seguida são modulados em FM gerando a partição com uma banda de 5 MHz em uma freqüência intermediária (FI). A partição é somada com as outras e transposta para a freqüência final de RF.



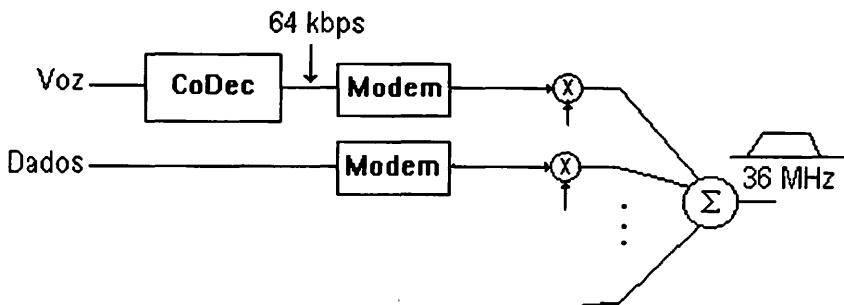
## SCPC

Essa técnica de múltiplo acesso gera uma portadora de rádio para cada canal de voz (digitalizado a 64 kbps) ou dados, que pode ser em velocidades de 48 kbps, 56 kbps, 64 kbps, 128 kbps, etc, permitindo bom aproveitamento da faixa de freqüência do transponder com uma ocupação de 100 % (observe que isto não acontece com o FDMA). Então, a cada partição da faixa do transponder corresponderá um canal de voz ou dados. O Intelsat IV, por exemplo, permite a transmissão de 800 canais de voz ou dados, a 64 kbps, espaçados de 45 kHz, dentro da faixa de 36 MHz de cada transponder.

No caso do sinal de voz, cada canal, codificado em PCM a 64 kbps, é modulado em QAM (PSK, 4 fases), em uma freqüência intermediária (FI) situada entre 52 e 88 MHz. A faixa ocupada pelo sinal QAM é:

$$B(QAM) = (1 + 0,1875) (32 \text{ kbaud}) = 38 \text{ kHz}$$

Observe, na próxima figura, os modems recebem o sinal de voz digitalizado a 64 kbps e os modula em QAM da mesma forma que os dados. Um canal de dados a 64 kbps vai ocupar a mesma faixa de freqüência que uma canal de voz, ou seja, 38 kHz.



A Embratel oferece o serviço de transmissão satélite DATASAT Plus, que é um serviço SCPC para transmissões duplex em velocidades de 19.200 bps até 2.048 Mbps. A principal característica desse serviço é que o canal é transparente a protocolos, ou seja, aceita qualquer transmissão síncrona independente do protocolo. Os multiplexadores voz-dados, por exemplo, utilizam um protocolo especial na saída agregada e precisam de um canal transparente.

No Brasil, alguns usuários de comunicação satélite SCPC são: Alpargatas com 11 estações e 10 circuitos, Bco. do Brasil com 10 estações e 16 circuitos, Bco. Central, Bco. Nacional com 4 estações e 5 circuitos, Dataprev, Gerdau com 5 estações, GSI, IBM com 10 estações e 14 circuitos, Bco. Itaú com 10 estações e 22 circuitos, Petrobrás com 10 estações e 15 circuitos, Usiminas com 3 estações, Vale do Rio Doce com 4 estações, Varig, dentre outros.

## TDMA

A transmissão é feita por partições no tempo, de forma que várias estações podem compartilhar o mesmo transponder do satélite usando uma mesma portadora que carrega dados em alta velocidade. A cada intervalo de "T" segundos uma estação mestre transmite um quadro com "n" partições que podem ser endereçadas, de forma independente, a várias estações terrenas. A primeira partição é utilizada como referência do bloco. Cada partição possui três segmentos básicos: um tempo de guarda para separar as partições, um preâmbulo que contém as informações de sincronismo e endereçamento, e os dados do usuário.

Essa técnica é dependente de protocolo pois tem que analisar os dados do usuário a fim de inseri-los nas partições de tempo. A Embratel oferece o DATASAT-BI, que é um TDMA para comunicações em baixa velocidade. A

transmissão é síncrona, bidireccional, e pode ter velocidades diferentes: a estação principal vai até 9600 bps e as microestações podem ir até 64 kbps. A Embratel tem capacidade de instalar até 2000 estações em 50 redes distintas. Os protocolos aceitos são X25, BSC e SDLC. O tempo de resposta, informado pela Embratel, é de aproximadamente 4 segundos. Alguns dos usuários são: Bamerindus com 250 estações, Banestado com 200, Banco Itaú com 500, Bradesco com 700, Prodases com 360, Sudameris com 50, dentre outros.

#### 4.4.1 MODEM SATÉLITE

O modem, incorporado no sistema de transmissão via satélite, utiliza a modulação QAM, normalmente com dois bits por símbolo, conhecida como QPSK, ou seja, PSK em quatro fases, que é um caso particular de QAM. Conforme mencionado anteriormente, o INTELSAT IV pode utilizar, em um transponder, a modulação QAM para transmitir 800 canais de 64 kbps, que podem ser dados ou voz.

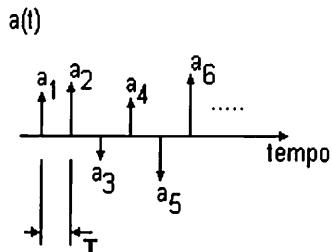
Há também modem satélite que utiliza o BPSK, ou modulação PSK em duas fases (também é um caso particular de QAM). Se dois esquemas, BPSK e QPSK, utilizam o mesmo fator de filtragem, digamos, 18,75%, as bandas ocupadas para transmitir 64 kbps são, respectivamente, 38 e 76 kHz. Note que a eficiência do QPSK é o dobro: 1,68 bps/Hz contra 0,84 bps/Hz do BPSK.

Alguns modems para satélite utilizam BPSK em transmissões até 64 kbps e QPSK de 64 kbps até 2.048 kbps.

#### 4.5 INTERFERÊNCIA INTERSÍMBOLICA

Vamos imaginar a transmissão de uma seqüência de impulsos a uma taxa fixa de  $v_m = 1/T$  [impulsos por segundo], ou seja, um impulso a cada "T" segundos. Cada impulso corresponde a um símbolo. Então, a equação do sinal transmitido é:

$$a(t) = \sum_n a_n \delta(t - nT) \quad \dots(4.5.1)$$



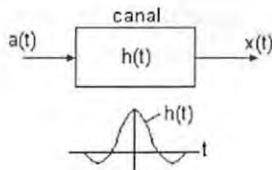
Onde:

$a_n$  = amplitude do enésimo impulso

$\delta(t - nT)$  = impulso que ocorre em  $t=nT$

Essa é uma transmissão em banda base, de símbolos no formato de impulsos. Suponha que essa transmissão se dê através de um canal de banda limitada, ou seja, o canal é um filtro passa-baixo. O sinal na recepção será a convolução do sinal transmitido com a resposta impulsional do canal:

$$x(t) = a(t) * h(t) = \int_{-\infty}^{\infty} a(\xi) h(t-\xi) d\xi \quad \dots(4.5.2)$$



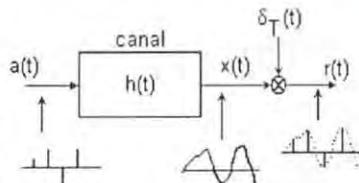
Como  $a(\xi)$  só existe para  $\xi=nT$ , então:

$$x(t) = \int_{-\infty}^{\infty} \{ \sum_n a_n \delta(\xi - nT) \} h(t-\xi) d\xi$$

$$x(t) = \sum_n a_n \delta(t - nT) h(t-nT)$$

$$x(t) = \sum_n a_n h(t-nT) \quad \dots(4.5.3)$$

Na recepção, o sinal deve ser mostrado a cada "T" segundos, a fim de se recuperar o sinal original  $a(t)$ . Note que o sinal  $x(t)$  é contínuo e corresponde a uma seqüência de réplicas da resposta impulsional do canal (filtro), escalonadas pelo fator  $a_n$ . A amostragem na recepção corresponde a multiplicar o sinal recebido por um trem de impulsos,  $\delta_T(t)$ , espaçados de "T" segundos e sincronizados com  $a(t)$ .



$$r(t) = x(t) \delta_T(t) \quad \dots(4.5.4)$$

$$r(t) = \sum_k x(t) \delta(t-kT) =$$

$$= \sum_k [ \sum_n a_n h(t-nT) ] \delta(t-kT) =$$

$$r(kT) = \sum_n a_n h(kT-nT) = \sum_n a_n h([k-n]T) \quad \dots(4.5.5)$$

Note que o sinal  $r(t)$  só existe nos instantes de  $t = kT$  e suas amostras podem ser expressas por:

$$r_k = \sum_n a_n h_{k-n} \quad \dots(4.5.6)$$

$$r_k = a_k h_0 + a_{k+1} h_{-1} + a_{k+2} h_{-2} + a_{k+3} h_{-3} + \dots + a_{k-1} h_1 + a_{k-2} h_2 + a_{k-3} h_3$$

Para recuperar o sinal  $a(t)$  devemos recuperar cada uma de suas amostras. Para obter cada amostra  $a_k$  devemos, de alguma forma, eliminar os outros termos da equação (4.5.6), deixando somente  $a_k h_0$ . Todos os outros termos são indesejáveis e são chamados de IIS, ou Interferência Inter-Simbólica, pois nada mais são do que as amplitudes dos símbolos adjacentes multiplicadas por um coeficiente da resposta impulsional do canal. Note que o fator  $h_0$  é um fator constante em todas as amostras e se considerarmos  $h_0 = 1$ , obtaremos a equação:

$$r_k = a_k + IIS \quad \dots (4.5.7)$$

$$\Rightarrow IIS = a_{k+1}h_{-1} + a_{k+2}h_{-2} + a_{k+3}h_{-3} + \dots + a_{k-1}h_1 + a_{k-2}h_2 + a_{k-3}h_3$$

A condição para que a IIS seja nula é que a resposta impulsional do canal cruce o eixo "t" em múltiplos de "T", que é o período de amostragem. Em outras palavras, para que  $IIS = 0$  devemos ter  $r_k = x(kT) = a(kT) = a_k h_0$ , ou seja, o canal deve satisfazer as seguintes condições:

$$h(0) = h_0$$

$$h(nT) = 0 \quad \forall n \neq 0$$

Finalmente, a condição no domínio do tempo, para que o canal não introduza IIS, pode ser expressa por:

$$h(t) \delta_T(t) = h_0 \delta(t) \quad \dots (4.5.8)$$

Passando a equação (4.5.8) para o domínio da freqüência fica:

$$(1/2\pi) H(\omega) * (2\pi/T) \delta_{2\pi/T}(\omega) = h_0 \mathcal{F}\{\delta(t)\} \quad \dots (4.5.9)$$

Onde:

$H(\omega)$  = transformada de Fourier de  $h(t)$

$(2\pi/T) \delta_{2\pi/T}(\omega)$  = transformada de Fourier da seqüência de impulsos espaçados de "T"

$\mathcal{F}\{\delta(t)\}$  = transformada de Fourier do impulso unitário

Finalmente, obtemos o que Nyquist concluiu em 1928:

$$\boxed{\sum_n H(\omega - n\omega_m) = h_0 T} \quad \text{onde } \omega_m = 2\pi/T \quad \dots (4.5.10)$$

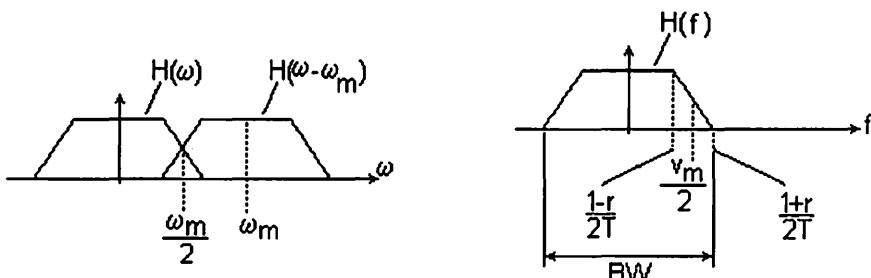
Observe que a soma de todas as réplicas da resposta em freqüência do canal deve ser uma constante. Portanto, a condição, no domínio da freqüência, para que não exista IIS, é o canal ser um filtro passa-baixo com freqüência de corte

$2\pi/2T = \omega_m/2$ , onde  $\omega_m$  = taxa de símbolo. A resposta em freqüência do canal pode ultrapassar  $1/2T$  desde que a descida da curva espectral seja simétrica em relação ao ponto de meia potência. A banda total do espectro ocupado pelo sinal, BW, que corresponde ao filtro do canal, é dada por:

$$BW[\text{Hz}] = 2(1+r)/2T = (1+r)/T$$

$$\boxed{BW[\text{Hz}] = v_m (1+r)}$$

... (4.5.11)



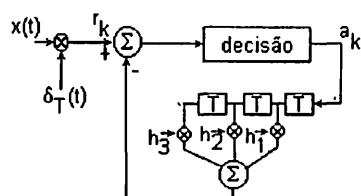
Note que a equação (4.5.11) já foi apresentada anteriormente e "r" é o fator de roll-off ou fator de filtragem.

#### 4.5.1 EQUALIZADOR TRANSVERSAL PARA ELIMINAR IIS

Vimos que a interferência intersimbólica provocada pelo canal é gerada pela filtragem incorreta do sinal. Podemos eliminar essa interferência na recepção? A resposta é sim e vou apresentar a forma teórica de se fazer isso, que se deduz imediatamente das equações. Na prática, poder-se-ia pensar que a IIS, em uma amostra, seria provocada somente pelas amostras anteriores, mas como há retardos envolvidos, a interferência ocorre dos dois lados. A fim de simplificar a apresentação, vamos supor que a amostra  $r_k$  sofre IIS somente dos três símbolos anteriores, então:

$$r_k = a_k h_0 + a_{k-1} h_1 + a_{k-2} h_2 + a_{k-3} h_3 \quad ... (4.5.12)$$

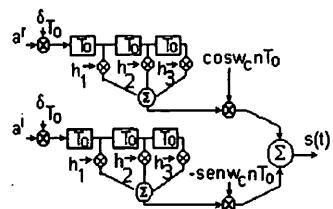
A simples observação da equação (4.5.12) sugere que um filtro transversal instalado no receptor pode eliminar a IIS se seus coeficientes forem exatamente aqueles amostrados da resposta impulsional do canal e se, de alguma forma, as decisões forem corretas, ou seja, o circuito de decisão sempre acerta. Veja a figura. O sinal  $x(t)$  chega ao receptor e é amostrado a cada intervalo de tempo "T", resultando no sinal



$r(t)$ , que está representado na figura pelas suas amostras  $r_k$ . A partir desse ponto, todo o circuito do receptor é digital, ou seja, manipula valores numéricos. As operações aritméticas são executadas por um microprocessador de sinal. De cada amostra  $r_k$  é subtraído um valor proveniente do filtro transversal e o resultado entra no circuito de decisão. O símbolo decidido corretamente,  $a_k$ , entra no circuito de retardo do filtro a cada intervalo de símbolo ( $T$  segundos). Os três últimos símbolos decididos corretamente são multiplicados pelos coeficientes do filtro, que são os mesmos do canal, e somados, obtendo-se assim um sinal que é exatamente a IIS. Finalmente, esse sinal é subtraído do sinal que chega no receptor. A esse tipo de circuito dá-se o nome de equalizador transversal com a resposta direta do canal. Naturalmente, na prática, não se dispõe desses coeficientes para implementar o equalizador, mas há métodos para se determinar tais coeficientes por técnicas adaptativas convergentes.

#### 4.5.2 FILTRAGEM NA MODULAÇÃO QAM

Vimos que a modulação QAM, para comunicação de dados, consiste em transmitir um símbolo complexo, em duas portadoras ortogonais,  $\cos(\omega_c t)$  e  $-\sin(\omega_c t)$ . Cada símbolo possui uma parte real e outra imaginária, que correspondem aos sinais  $a^r(t)$  e  $a^i(t)$ , já discutidos. Esses sinais, em suas formas originais, possuem um espectro de freqüência que se estende indefinidamente, devido às transições bruscas que ocorrem entre dois símbolos consecutivos. Antes de multiplicar pela portadora correspondente, esses sinais devem ser filtrados a fim de confinar seus espectros dentro da faixa que se quer posicionar no canal telefônico. Sabendo que a filtragem deve evitar IIS, os filtros de transmissão devem seguir o critério de Nyquist. Então, concluímos que os filtros devem possuir freqüência de corte igual à metade da taxa de modulação e devem ter suas descidas simétricas com um determinado roll-off. Observe a figura. O circuito do modulador é implementado por processamento digital. Os sinais em quadratura,  $a^r(t)$  e  $a^i(t)$ , são inicialmente amostrados na taxa  $f_0 = 1/T_0$ , que normalmente corresponde a uma freqüência de 9600 Hz. A partir desse ponto, todo o circuito vai funcionar no ritmo  $1/T_0$ . As amostras dos sinais em quadratura entram em dois filtros Nyquist, transversais, exatamente iguais, a cada intervalo de " $T_0$ " segundos, e todas as amostras armazenadas são deslocadas de uma posição. Note que os valores  $a^r$  e  $a^i$  assumem novo valor a cada intervalo de símbolo ( $T$ ). Cada filtro realiza três multiplicações e uma soma. Após filtragem, cada amostra dos sinais  $a^r(t)$  e  $a^i(t)$  em quadratura, é



multiplicada pela amostra  $\cos(\omega_C nT_0)$  e  $-\sin(\omega_C nT_0)$  respectivamente. As duas resultantes são finalmente somadas para gerar o sinal de saída  $s(t)$ , que também só possui valores a cada  $nT_0$ , ou seja, a saída é um sinal  $s(nT_0)$ , discreto.

$$s(nT_0) = \sum_n a'_n h(T-nT) \cos(\omega_C nT_0) - \sum_n a'_n h(T-nT) \sin(\omega_C nT_0) \quad \dots (4.5.13)$$

Nesse exemplo, portanto, o processamento no filtro, a cada  $T_0$  segundos, consiste de 8 multiplicações, 3 somas e 6 deslocamentos. Se a taxa de modulação é  $v_m = 1/T$ , então o processamento a cada símbolo será  $T/T_0 = f_0/v_m$  vezes maior. Quando a taxa de amostragem é múltipla da taxa de modulação, a implementação do circuito modulador fica mais fácil. Por exemplo, um modem que opera a 2400 baud com freqüência de amostragem de 9600 Hz, possui  $f_0/v_m = 9600/2400 = 4$ , ou seja, cada símbolo ocupa quatro ciclos completos de processamento do modulador.

#### 4.5.3 FILTRO RETANGULAR IDEAL

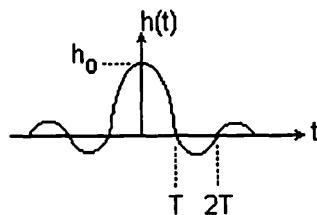
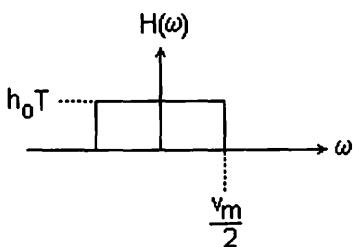
Um filtro com resposta em freqüência da forma retangular, ou filtro ideal, atende ao critério de Nyquist para evitar IIS. Tal filtro não é realizável na prática e para se conseguir uma boa aproximação é muito difícil. O filtro desejável é aquele que tem o maior roll-off possível, e não o filtro ideal que possui roll-off zero. A fim de embasar o próximo item, vamos falar sobre o filtro retangular e calcular sua resposta impulsional. A resposta em freqüência do filtro retangular, com corte em  $v_m/2$  é dada por:

$$H(\omega) = \begin{cases} h_0 T & \text{para } -v_m/2 < f < +v_m/2 \\ 0 & \text{para } \forall \text{ freqüência fora da faixa acima.} \end{cases}$$

A resposta impulsional será:

$$h(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} H(\omega) \cdot e^{j\omega t} d\omega = (h_0 T) \int_{-v_m/2}^{+v_m/2} [e^{j\omega t}] \cdot df \quad \dots (4.5.14)$$

$$h(t) = \frac{h_0 \operatorname{sen}(v_m \pi t)}{v_m \pi t} \quad \dots (4.5.15)$$



A equação (4.5.15) possui zeros em  $h(t) = kT$ , ou seja,  $h(t)$  é zero no centro de todos os outros símbolos e tem valor  $h_0$  na origem. Note que, se um trem de impulsos passar por esse filtro, não haverá IIS pois a cada impulso será gerada uma função  $h(t-nT)$ , conforme já vimos. Fica, portanto, provado que o filtro retangular ideal não gera IIS. É importante notar que, para não haver interferência intersimbólica, a resposta impulsional do filtro deve ser zero em  $nT$  e ter um valor qualquer  $h_0$  em  $t = 0$ . Na prática, o instante de amostragem nunca é exatamente no centro do símbolo, sendo importante que nas proximidades de  $nT$ , ou seja, em cada instante que a resposta impulsional do filtro corta o eixo  $t$ , a função tenha um valor pequeno para, nos casos de erro de amostragem, não gerar muita IIS. O filtro retangular é fraco nesse sentido: sua resposta impulsional possui passagens pelo zero muito verticais, ou seja, qualquer erro na amostragem vai gerar muita IIS. Na verdade, quanto maior for o roll-off, melhor será o filtro com relação a esse aspecto, ou seja, mais a sua resposta impulsional vai cruzar o eixo  $t$  com um ângulo horizontal menor.

#### 4.5.4 FILTRO COSENHO LEVANTADO

Esse tipo de filtro permite estabelecer um roll-off de até 100%, com uma descida suave que segue a curva do cosseno. Sua resposta impulsional cruza o eixo  $t$  mais horizontalmente que o filtro retangular, o que melhora o desempenho da amostragem.

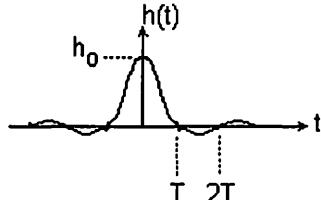
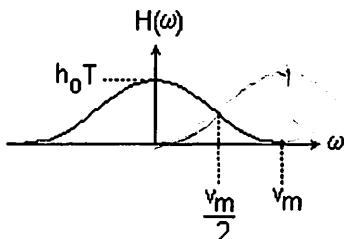
$$H(\omega) = \begin{cases} h_0 T/2 [1 + \cos(\omega T/2)] & \text{para } -v_m < f < +v_m ; v_m = 1/T \\ 0 & \text{para frequ\^encia fora da faixa acima.} \end{cases}$$

A resposta impulsional da eq. (4.5.17) pode ser obtida após alguma manipulação partindo de (4.5.16):

$$h(t) = \frac{1}{2 \cdot \pi} \int_{-\infty}^{\infty} H(\omega) \cdot e^{j\omega t} d\omega = \left( \frac{h_0 T}{2} \right) \cdot \int_{-v_m}^{v_m} [1 + \cos(\pi f T) e^{j\omega t}] \cdot df \quad \dots(4.5.16)$$

$$h(t) = \frac{h_0 \operatorname{sen}(2v_m \pi t)}{2v_m \pi t (1 - 4t^2 v_m^2)}$$

...(4.5.17)



Esse filtro corresponde exatamente a um cosseno levantado, sem uma região de resposta unitária, ou seja, corresponde a um roll-off de 100%.

No entanto, o caso mais geral é aquele em que existe um roll-off "r" que pode variar de 0 a 100%, cuja resposta em freqüência pode ser especificada da seguinte forma ( $v_m = 1/T$ ):

$$H(\omega) = \begin{cases} h_0 T & ; 0 < f < (1-r)v_m / 2 \\ h_0 T / 2 \{1 - \operatorname{sen}[(f - 1/2T)\pi T / r]\} & ; (1-r)v_m / 2 < f < (1+r)v_m / 2 \\ 0 & ; f > (1+r)v_m / 2 \\ H(-\omega) & ; f < 0 \end{cases}$$

Da mesma forma que nos casos anteriores, porém com um pouco mais de manipulação, pode-se chegar à resposta impulsional do filtro cosseno levantado genérico, dada pela equação (4.5.18).

$$h(t) = \frac{h_0 \operatorname{sen}(v_m \pi t)}{v_m \pi t} \frac{\cos(rv_m \pi t)}{1 - (2rv_m t)^2}$$

...(4.5.18)

Se você fizer  $r=1$  na equação (4.5.18), que corresponde a um roll-off dc 100%, vai encontrar a equação (4.5.17).

#### 4.5.5 IMPLEMENTAÇÃO DO FILTRO DIGITAL PARA TRANSMISSÃO QAM

Sabemos que o filtro deve atender ao critério de Nyquist e que o cosseno levantado é a melhor opção para a implementação. Partindo da equação (4.5.18), podemos obter os coeficientes do filtro, considerando que o sinal de entrada, amostrado, só existe nos instantes  $t = nT_0 = n/f_0$ .

Considerando, ainda, que  $h_0 = 1$ , a equação (4.5.18) fica:

$$h(n) = \frac{\sin(n\pi v_m / f_0)}{n\pi v_m / f_0} \frac{\cos(m\pi v_m / f_0)}{1 - (2m\pi v_m / f_0)^2} \quad \dots(4.5.19)$$

Para exemplificar melhor o assunto vou apresentar um caso prático real. Suponha que um modem opera a 2400 baud e possui uma freqüência de amostragem de 9600 Hz. Note que a freqüência de amostragem é um múltiplo da taxa de modulação:  $v_m/f_0 = 0.25$ . Supondo que o fator de filtragem é 15%, obtemos facilmente os coeficientes do filtro de transmissão:

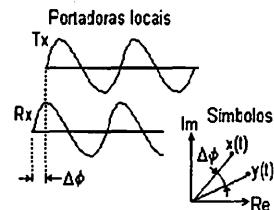
$h(0) = 1$	$h(1) = 0,899$	$h(2) = 0,633$	$h(3) = 0,297$
$h(4) = 0$	$h(5) = -0,161$	$h(6) = -0,202$	$h(7) = -0,121$
$h(8) = 0$	$h(9) = 0,009$		

Calculo do primeiro ao nono coeficiente e poderia continuar indeterminadamente. A equação nos leva a um filtro de comprimento infinito, mas para realizá-lo na prática, temos que escolher um comprimento finito. Note que  $h(4k) = 0$  para  $k = 1, 2, 3, \dots$ . Vamos definir que o filtro tenha comprimento de 19 coeficientes (os coeficientes de um filtro transverso são também chamados de taps). Então, os coeficientes serão  $h(-9)$  até  $h(9)$ . Note que os coeficientes são iguais para  $n = \pm 1, \pm 2, \pm 3, \text{ etc}$ . Esse tipo de filtro transversal, cuja resposta impulsional é simétrica em torno da origem, tem uma resposta em fasce linear, ou seja, não introduz nenhuma distorção de fasce. Podemos considerar que o projeto está pronto, pois temos os 19 coeficientes. Mas o que fizemos foi escolher os 19 coeficientes em torno da origem e desprezar os demais - isso corresponde a multiplicar a resposta impulsional do filtro por uma janela, que nesse caso é retangular e vale "1" para  $-9 \leq n \leq +9$  e "0" para  $|n| \geq 9$ . Esse é um método de se obter um filtro finito a partir de um filtro infinito, mas não é o melhor. Há outros métodos, como as janelas de Bartlet, Hanning, Mamming e Blackman. Esse assunto é tratado em literaturas sobre processamento digital de sinais e projetos de filtros digitais.

## 4.6 SÍNCRONISMO DAS PORTADORAS NO QAM

Vimos o modulador QAM, com seus filtros de Nyquist, e vimos o demodulador QAM supondo que as portadoras, no transmissor e no receptor, estavam em fasc. Vamos imaginar agora que a portadora do receptor está adiantada de  $\Delta\phi$  com relação à portadora do transmissor. O que vai ocorrer na demodulação? Suponha que o sinal transmitido é  $s(t)$ , tal que:

$$s(t) = x^r(t) \cos(\omega_c t) - x^i(t) \sin(\omega_c t) \dots (4.6.1)$$



Esse sinal, ao chegar no receptor, é multiplicado pelas portadoras locais,  $\cos(\omega_c t + \Delta\phi)$  e  $-\sin(\omega_c t + \Delta\phi)$ . e, após passar pelos respectivos filtros, com um ganho igual a dois, resultam nos sinais:

$$y^r(t) = x^r(t) \cos(\Delta\phi) + x^i(t) \sin(\Delta\phi) \dots (4.6.2)$$

$$y^i(t) = -x^r(t) \sin(\Delta\phi) + x^i(t) \cos(\Delta\phi) \dots (4.6.3)$$

Note que se a desfasagem fosse  $\Delta\phi = 0$ , teríamos  $y^r(t) = x^r(t)$  e  $y^i(t) = x^i(t)$ , como seria o desejado. Note também que a intensidade do vetor  $\bar{y}$  é igual à do vetor  $\bar{x}$ :

$$|\bar{y}|^2 = [y^r(t)]^2 + [y^i(t)]^2 = [x^r(t)]^2 + [x^i(t)]^2 = |\bar{x}|^2 \dots (4.6.4)$$

As equações (4.6.2) e (4.6.3) mostram que o referencial do sistema receptor está adiantado de  $\Delta\phi$ , pois está encontrando um vetor com  $\Delta\phi$  atrasado em relação ao que deveria encontrar. Como a amplitude não se alterou, dizemos que o vetor  $\bar{x}$  foi multiplicado por uma matriz quadrada de transformação de referencial,  $\bar{R}$ , ou seja, o vetor está sendo medido em um outro referencial, adiantado de  $\Delta\phi$ . Se representarmos os vetores na forma de números complexos, fica:

$$\begin{aligned} x(t) &= x^r(t) + jx^i(t) \\ y(t) &= y^r(t) + jy^i(t) \\ y(t) &= x(t) e^{-j\Delta\phi} \quad ; \quad e^{-j\Delta\phi} = \cos(\Delta\phi) - j \sin(\Delta\phi) \end{aligned} \dots (4.6.5)$$

Ora, para eliminarmos a desfasagem, fica claro, pela equação (4.6.5), que devemos multiplicar o vetor recebido pelo fator  $e^{+j\Delta\phi}$ ,

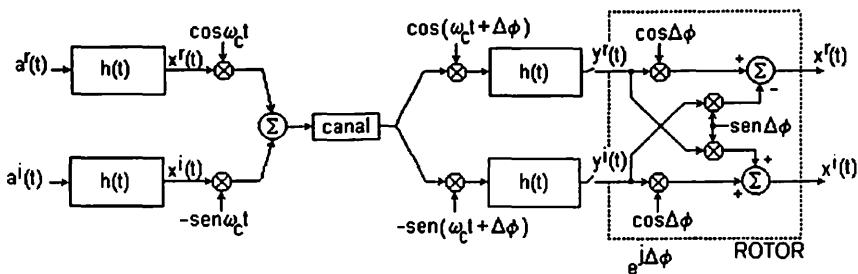
$$y(t) e^{+j\Delta\phi} = x(t) e^{-j\Delta\phi} e^{+j\Delta\phi} = x(t) \dots (4.6.6)$$

ou  $\bar{x} = \bar{y} \cdot e^{+j\Delta\phi}$ , recuperando finalmente o vetor  $x(t)$ , que foi transmitido. Essa multiplicação do vetor recebido por  $e^{+j\Delta\phi}$  corresponde à inclusão do circuito de um "rotor" no receptor QAM. A próxima figura ilustra os circuitos básicos da modulação QAM, já incluindo o rotor, para transmissão de dados. As operações realizadas pelo rotor são:

$$x^r = y^r \cos \Delta\phi - y^i \sin \Delta\phi$$

$$x^i = y^i \cos \Delta\phi + y^r \sin \Delta\phi$$

...(4.6.7.a) e (4.6.7.b)



Outra degeneração que pode estar contaminando o sinal recebido é a translação de freqüência. Vamos, então, imaginar que a portadora local esteja  $\Delta\omega$  mais alta que a do sinal recebido  $s(t)$  e que os filtros têm um ganho de 2. Facilmente, encontramos as equações (4.6.8.a) e (4.6.8.b) que são parecidas com o caso da diferença de fase. Agora o vetor  $\bar{y}$  não fica mais estacionário, mas sim girando no sentido horário pois o referencial do receptor está girando no sentido anti-horário. Essa degeneração é muito comum em canais telefônicos onde há multiplexadores FDM. Em geral, é aceitável um desvio de até  $\pm 5$  Hz.

$$s(t) = s(t) = x^r(t) \cos(\omega_C t) - x^i(t) \sin(\omega_C t) \quad \dots(4.6.1)$$

$$y^r(t) = x^r(t) \cos(\Delta\omega t) + x^i(t) \sin(\Delta\omega t) \quad \dots(4.6.8.a)$$

$$y^i(t) = -x^r(t) \sin(\Delta\omega t) + x^i(t) \cos(\Delta\omega t) \quad \dots(4.6.8.b)$$

Os microprocessadores de sinal não possuem instrução para calcular seno e cosseno de um ângulo. Nas implementações, utilizam-se tabelas ou artifícios que permitam facilitar essas operações. Para ângulos pequenos,  $\Delta\phi \ll$ , podemos aproximar  $\operatorname{sen}(\Delta\phi) \approx \Delta\phi$ . O cosseno pode ser expresso por  $\cos(\Delta\phi) = \sqrt{1 - \operatorname{sen}^2(\Delta\phi)}$ . Podemos representar  $\Delta\phi$  como uma potência de 2 tal que  $\Delta\phi = \frac{1}{2^n} = 2^{-n}$ . então,

$\cos(\Delta\phi) = \sqrt{1 - \sin^2(\Delta\phi)} = \sqrt{1 - 2^{-2n}}$ . Representando o binômio pelos seus dois primeiros termos da série de Taylor ( $\sqrt{1-x} = 1 - \frac{x}{2}$ ), obtemos finalmente:

$$\sin(\Delta\phi) \approx 2^{-n}$$

$$\cos(\Delta\phi) \approx 1 - 2^{-2n-1}$$

## 4.7 EQUALIZADOR ADAPTATIVO COMPLEXO

Vimos em 4.5.1, que podemos eliminar a IIS incluindo um equalizador transversal cujos coeficientes são os mesmos da amostragem da resposta impulsional do canal. Esse equalizador é uma das diversas soluções possíveis. No entanto, o que vou apresentar aqui tem uma topologia diferente dessa. Antes de entrar na descrição do equalizador, vamos falar um pouco do processamento digital de sinais, já que as implementações apresentadas utilizam essa técnica. O processamento é executado por chips DSP ("Digital Signal Processor"), microprocessadores rápidos especiais para essa tarefa.

Para eliminar totalmente a IIS o equalizador deveria ter comprimento infinito, mas como o seu comprimento é finito, já partimos de uma aproximação. Devemos utilizar um processo que minimize a IIS. A IIS provoca uma distorção de amplitude em cada símbolo, devido a componentes dos símbolos adjacentes.

Este livro não pretende apresentar um estudo completo da equalização adaptativa, passando por várias topologias possíveis ou comparando seus métodos. Tal abordagem pode ser encontrada em literaturas apropriadas sobre processamento adaptativo de sinal. Pretendo, isto sim, apresentar uma solução, que pode ser encontrada nos equipamentos atuais de transmissão de dados. O surgimento dos microprocessadores específicos para processamento digital de sinais viabilizou a implementação de algoritmos mais eficientes, como o que apresentarei aqui. Em um equipamento com modulação QAM, como o modem, o programa que o processador executa possui dois ciclos principais: um menor, que acontece na frequência de amostragem, e outro maior, que acontece na frequência de modulação ("baud rate"). A cada ciclo maior o programa executa vários ciclos menores e a quantidade depende da relação entre a frequência de amostragem e a taxa de modulação, além de instruções próprias do ciclo maior. Se um modem opera com uma frequência de amostragem de 9600 Hz, seu processador deve executar todas as instruções do ciclo menor em menos de 104  $\mu$ s. Se a taxa de modulação desse modem é 2400 baud, então ele deve processar o ciclo maior em menos de 417  $\mu$ s. Digamos que a implementação desse modem hipotético exija 300 instruções para o ciclo menor e 900 para o ciclo maior. Então, teremos um total de  $4(300) + 900 = 2100$  instruções a cada ciclo maior, ou seja, a cada símbolo. Dividindo a duração de um símbolo pelo total de instruções vamos encontrar o tempo máximo que o processador pode levar para executar cada instrução:

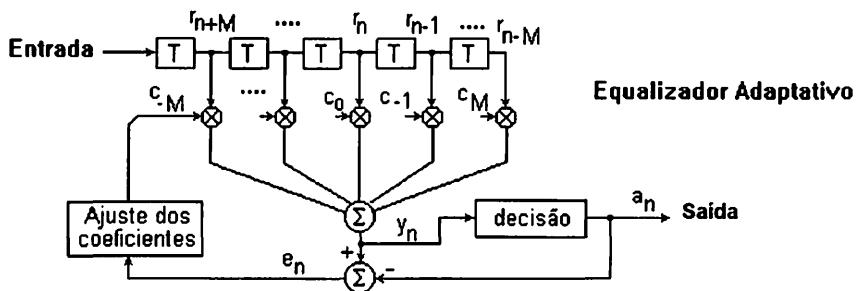
$$t_{máx} = \frac{417 \mu s}{2100} = 198,5 ns$$

A próxima tabela apresenta alguns processadores comerciais e todos podem ser utilizados para implementar esse modem pois possuem o ciclo de instrução menor que 198,5 ns. Convém salientar que a eficiência do chip processador não reside somente no tempo que ele leva para executar uma instrução, mas também no seu repertório de instruções. Os chips processadores de sinal possuem uma instrução que multiplica e soma em um único ciclo, pois essa operação é muito comum no processamento de sinais, com registros especiais para os resultados. O μPD77C25, por exemplo, permite multiplicações de 16x16 bits colocando o resultado em um registro de 31 bits (30 bits mais sinal). Algumas instruções especiais fazem parte do repertório deses chips, executando múltiplas tarefas em um único ciclo. Normalmente, a comparação da eficiência desses processadores é feita com um determinado algoritmo como, por exemplo, uma seqüência de multiplicações, somas e deslocamentos ou um cálculo específico.

Fabricante	Processador	Instrução	Barramento	Ciclo instr [ns]
Texas	TMS320C51-80	16 bits	16 bits	25,0
Texas	TMS320C51-57	16 bits	16 bits	35,1
Texas	TMS320C51-40	16 bits	16 bits	50,0
Motorola	DSP56001	24 bits	24 bits	97,5
Texas	TMS320C25	16 bits	16 bits	100,0
AT&T	DSP-32	32 bits	32 bits	122,0
NEC	μPD77C25	23 bits	16 bits	125,0
Analog Dev	ADSP-2100	24 bits	16 bits	125,0
NEC	μPD77C20	23 bits	16 bits	150,0

Antes de falar sobre o equalizador complexo utilizado no QAM, que opera sobre sinais de duas dimensões, vou falar do equalizador real, para sinais unidimensionais. A próxima figura apresenta o equalizador que vou descrever agora. As amostras do sinal de recepção,  $r_n$ , obtidas no centro de cada símbolo, entram no equalizador, que é um filtro transversal, e vão sendo deslocadas pelos registros, a cada intervalo de símbolo. A saída do filtro,  $y_n$ , entra no circuito de decisão, que escolhe o símbolo mais provável,  $a_n$ . Como podemos medir o erro de um símbolo? O erro é facilmente obtido pela diferença entre a saída do filtro (sinal equalizado) e o valor exato (decidido). Como o equalizador adaptativo opera na taxa de símbolo, as instruções relativas ao seu funcionamento estão no ciclo maior. O filtro de transmissão, visto anteriormente, opera na taxa de amostragem e,

portanto, suas instruções estão no ciclo menor. O equalizador adaptativo é uma parcela bem pesada no processamento digital de um modem.



Esse equalizador transversal é adaptativo e ajusta seus coeficientes segundo o algoritmo do gradiente, calculando um erro a cada símbolo. É chamado de DFE, ou "Decision Feedback Equalizer", porque utiliza a decisão para realimentar o sistema. Vamos imaginar, inicialmente, que o símbolo é um impulso, da mesma forma que fizemos para analisar a IIS em 4.5. Veja a figura. O equalizador possui comprimento finito, com " $2M+1$ " coeficientes. Pode-se interpretar sua operação como o produto de dois vetores: um formado pelos símbolos de entrada e outro formado pelos coeficientes do equalizador (veja equação 4.7.1).

$$y_n = \sum_{k=-M}^M c_k r_{n-k} = \begin{bmatrix} c_{-M} & \dots & c_{-1} & c_0 & c_1 & \dots & c_{+M} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} r_{n+M} \\ \vdots \\ r_{n+1} \\ r_n \\ r_{n-1} \\ \vdots \\ r_{n-M} \end{bmatrix} \quad \dots(4.7.1)$$

Usando a notação vectorial resumida, fica:

$$y_n = \bar{y}_n = \bar{C}^T \bar{R}_n \quad \dots(4.7.2)$$

A equação (4.7.2), que é a equação geral do filtro digital transversal, resume a saída do equalizador. O ideal é que tivéssemos  $a_n = y_n$ , mas como existe um erro a cada decisão, sempre teremos:

$$e_n = y_n - a_n \quad \dots(4.7.3)$$

O erro médio quadrático, obtido nas decisões, é dado por:

$$\varepsilon^2 = \overline{e_n^2} = \overline{(y_n - a_n)^2} \quad \dots(4.7.4)$$

Substituindo o valor de  $y_n$  dado por (4.7.2) na equação (4.7.4) e considerando que  $\overline{(a_n)^2} = 0$ , temos:

$$\varepsilon^2 = \overline{(\bar{C}^T \bar{R}_n - a_n)^2} = \bar{C}^T \overline{\bar{R}_n \bar{R}_n^T} \bar{C}^T - 2 \cdot \bar{C}^T \overline{\{a_n \bar{R}_n\}} + 1$$

O gradiente do erro médio quadrático traduz a tendência da variação do erro em função dos coeficientes do equalizador. Pela definição do gradiente, dada pela equação (4.7.5), chegamos à equação final (4.7.7).

$$\bar{g}_n = \nabla_{\bar{C}} \varepsilon^2 = \begin{bmatrix} \frac{\partial \varepsilon^2}{\partial c_{-M}} & \dots & \frac{\partial \varepsilon^2}{\partial c_0} & \dots & \frac{\partial \varepsilon^2}{\partial c_{+M}} \end{bmatrix} \quad \dots(4.7.5)$$

$$\bar{g}_n = 2 \cdot \overline{\{\bar{R}_n \bar{R}_n^T \bar{C}^T - a_n \bar{R}_n\}} = 2 \cdot \overline{\{(y_n - a_n) \bar{R}_n\}} \quad \dots(4.7.6)$$

$$\bar{g}_n = 2 \cdot \overline{\{e_n \bar{R}_n\}} \quad \dots(4.7.7)$$

O algoritmo do gradiente consiste em corrigir o vetor dos coeficientes do equalizador no sentido inverso ao gradiente do erro, dado pela equação (4.7.7). A correção é feita em pequenos passos de forma a garantir a convergência do processo, sem que ele fique muito lento. Então, o próximo vetor de coeficientes será o anterior somado a um vetor com sentido inverso ao do gradiente e amplitude pequena ( $\Delta_n$ ):

$$\bar{C}_{n+1} = \bar{C}_n - \Delta_n \cdot \overline{e_n \bar{R}_n} \quad \dots(4.7.8)$$

O fator  $\overline{e_n \bar{R}_n}$  pode ser facilmente determinado no equalizador pois é a média do produto do erro por cada elemento do vetor de símbolos, tomada, digamos, durante "K" símbolos.

$$\bar{C}_{n+1} = \bar{C}_n - \Delta_n \sum_{k=1}^K \frac{\overline{e_k \bar{R}_k}}{K} \quad \dots(4.7.9)$$

Na prática, utiliza-se o que se chama de estimativa estocástica, baseada em uma única amostra. Então, o ajuste dos coeficientes do equalizador finalmente pode ser expresso pela equação (4.7.10). Note que cada novo valor do coeficiente depende do seu próprio valor anterior e do símbolo de recepção correspondente.

$$\boxed{\bar{C}_{n+1} = \bar{C}_n - \Delta_n e_n \bar{R}_n} \quad \dots(4.7.10)$$

Desmembrando a equação (4.7.10), obtemos:

$$C_{-M} = C_{-M}z^{-1} - \Delta_n e_n r_{n+M}$$

....

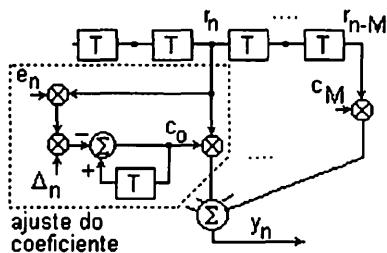
$$C_{-1} = C_{-1}z^{-1} - \Delta_n e_n r_{n+1}$$

$$C_0 = C_0 z^{-1} - \Delta_n e_n r_n$$

$$C_1 = C_1 z^{-1} - \Delta_n e_n r_{n-1}$$

....

$$C_M = C_M z^{-1} - \Delta_n e_n r_{n-M}$$



Podemos escrever:

$$c_k = c_k z^{-1} - \Delta_n r_{n-k} (y_n - a_n) \quad \dots(4.7.11)$$

A figura ilustra a implementação do processamento para a atualização dos coeficientes. A notação " $z^{-1}$ " significa um retardo de um símbolo, "T" segundos. Resumindo, as operações que o equalizador deve realizar são:

Operação	Equação	Multiplicações	Somas	Desloca
Cálculo da saída	4.7.26	2M + 1	2M + 1	-
Atualização dos coeficientes	4.7.35	6M + 6	2M + 1	2M + 1
Deslocamento do vetor de dados	-	-	-	2M + 1

A análise feita até aqui se referiu a um sistema unidimensional onde os dados e os coeficientes do equalizador são números reais. No caso do receptor QAM (modem), o sinal recebido é complexo. Possui duas componentes: em fase e quadratura. Trataremos esse sinal como um número complexo onde:

parte real  $\Rightarrow$  componente em fase

parte imaginária  $\Rightarrow$  componente em quadratura

Agora, os símbolos na entrada do equalizador, os seus coeficientes e a saída são números complexos:

$$r_n = r_n^r + j r_n^i$$

$$c_n = c_n^r + j c_n^i$$

$$y_n = y_n^r + j y_n^i = \sum_{k=-M}^M c_k r_{n-k} \quad \dots(4.7.12)$$

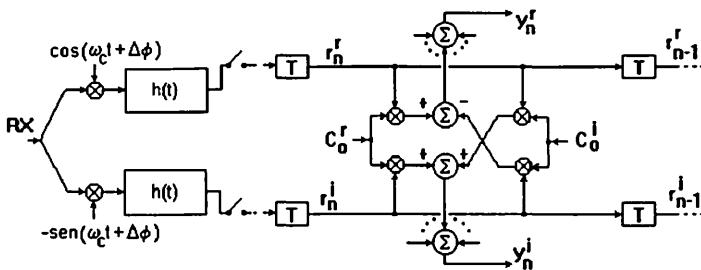
Então, todos os termos da equação (4.7.11) serão do tipo:

$$c_0 r_n = (c_0^r + j c_0^i)(r_n^r + j r_n^i) = (c_0^r r_n^r - c_0^i r_n^i) + j(c_0^i r_n^r + c_0^r r_n^i)$$

E, no caso geral temos:

$$y_n = y_n^r + j y_n^i = \sum_{k=-M}^M (c_k^r r_{n-k}^r - c_k^i r_{n-k}^i) + j \sum_{k=-M}^M (c_k^i r_{n-k}^r + c_k^r r_{n-k}^i) \quad \dots(4.7.13)$$

A equação (4.7.13) resume a operação do equalizador complexo e podemos ver, na próxima figura, a implementação. Note que a complexidade aumentou bastante com relação ao equalizador real. Cada multiplicação de um coeficiente por um símbolo, que era uma só operação, agora são quatro multiplicações e duas somas.



Pode ser demonstrado que a atualização dos coeficientes, no caso do equalizador complexo, é dada pela equação (4.7.14) a seguir. Note que é bastante semelhante à equação (4.7.12).

$$c_k = c_k z^{-1} - \Delta_n r_{n-k}^*(y_n - a_n) \quad \dots(4.7.14)$$

Onde:

$r^*$  = complexo conjugado

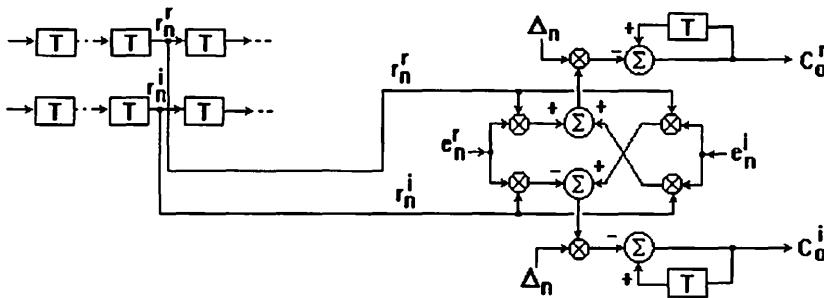
Desmembrando a equação (4.7.14) em suas partes real e imaginária, fica:

$$c_k = c_k^r + j c_k^i = (c_k^r + j c_k^i)z^{-1} - \Delta_n(r_{n-k}^r - j r_{n-k}^i)(\theta_n^r - j \theta_n^i) \quad \dots(4.7.15)$$

Finalmente, obtemos as equações de atualização dos coeficientes (partes real e imaginária):

$$\begin{aligned} c_k^r &= c_k^r z^{-1} - \Delta_n(r_{n-k}^r \theta_n^r + r_{n-k}^i \theta_n^i) \\ c_k^i &= c_k^i z^{-1} - \Delta_n(r_{n-k}^r \theta_n^i - r_{n-k}^i \theta_n^r) \end{aligned} \quad \dots(4.7.16.a) \text{ e } (4.7.16.b)$$

A figura a seguir, ilustra a implementação da atualização dos coeficientes. Será necessário um circuito desse para cada coeficiente complexo do equalizador.



## 4.8 ERRO DE FASE

Você viu que a diferença de fase entre as portadoras do transmissor e receptor é compensada pelo rotor. No início da comunicação, a seqüência de treinamento possui um segmento especial para ajustar o rotor do modem receptor. Isso é feito pela transmissão de dois símbolos alternados, e conhecidos do receptor. Após esse ajuste inicial, é preciso continuar ajustando constantemente o giro do rotor (processo adaptativo) para que os símbolos recebidos sempre caiam corretamente no referencial do receptor. O processo de ajuste do rotor vai exigir o cálculo do erro de fase entre os vetores equalizado e decidido. Seja  $\bar{y}_n$  o vetor recebido, depois de passar pelo equalizador, e  $\bar{d}_n$  o vetor decidido, ou seja, com a fase teórica exata.

Vamos dividir o vetor recebido pelo vetor decidido:

$$\frac{\bar{d}}{\bar{y}} = \frac{D e^{j\Phi d}}{Y e^{j\Phi y}} = \frac{D}{Y} e^{\Phi d - \Phi y} = \frac{D}{Y} e^{\Phi e} = \frac{D}{Y} [\cos(\Phi e) + j \cdot \sin(\Phi e)] \quad \dots(4.8.1)$$

Supondo que a diferença de fase entre os dois vetores é pequena, podemos considerar  $\cos(\Phi_c) \approx 1$  e  $\sin(\Phi_c) \approx \Phi_c$ . Então:

$$\frac{\dot{d}}{\dot{y}} \approx \frac{D}{Y} [1 + j(\Phi e)]$$

$$Im\left[\frac{\dot{d}}{\dot{y}}\right] \approx \frac{D}{Y} \cdot \Phi e \quad \dots(4.8.2)$$

Vemos que a parte imaginária da divisão dos dois vetores nos dá um valor proporcional à desfasagem entre os vetores. Fazendo os cálculos utilizando a notação de números complexos, obtemos:

$$\frac{\bar{d}}{\bar{y}} = \frac{d^r + jd^i}{y^r + jy^i} = \frac{(d^r + jd^i)(y^r - jy^i)}{(y^r + jy^i)(y^r - jy^i)}$$

$$\therefore \text{Im}\left[\frac{\bar{d}}{\bar{y}}\right] = \frac{d^i y^r - d^r y^i}{y^{r2} + y^{i2}} \quad \dots(4.8.3)$$

Igualando as equações (4.8.2) e (4.8.3), fica:

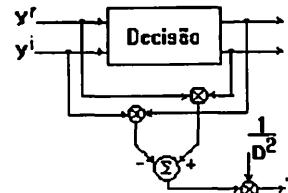
$$\frac{D}{Y} \Phi \theta = \frac{d^i y^r - d^r y^i}{Y^2}$$

Se o erro for pequeno, podemos considerar  $Y \approx D$ , então

$$\Phi \theta = \frac{d^i y^r - d^r y^i}{D^2} \quad \dots(4.8.4)$$

Pela observação da equação anterior, podemos calcular a diferença de fase executando a seguinte operação:

$$\Phi \theta = \frac{\text{Im}\{\bar{d} \cdot \bar{y}^*\}}{D^2} \quad \dots(4.8.5)$$



## 4.9 AJUSTE DO ROTOR: PLL DE FASE

Você viu que os modems possuem um rotor para compensar as diferenças de fase e freqüência que possam existir entre transmissor e receptor, bem como as oscilações de fase e freqüência. A atualização da fase do rotor é adaptativa, ou seja, é realizada todo tempo durante o funcionamento do modem. O ajuste é feito por um circuito PLL digital, "Phase-Locked Loop", cuja principal função é minimizar os efeitos das oscilações de fase.

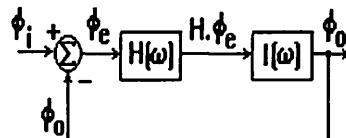
Vamos fazer uma rápida revisão sobre PLL. É um circuito realimentado formado por três partes: um detector de fase, um filtro e um integrador. A próxima figura ilustra o princípio básico de um PLL. O sinal de entrada possui uma fase  $\phi_i$ . O integrador gera um sinal com fase  $\Phi_0$ . A diferença de fase  $\Phi_c$  entra num filtro com função de transferência  $H(\omega)$  e sua saída alimenta um integrador com função de

transferência  $I(\omega)$ . O integrador é chamado de VCO, "Voltage Controlled Oscillator", porque na implementação convencional, a diferença de fase na entrada do VCO é proporcional a uma voltagem que controla o oscilador. O VCO é um integrador porque a fase de saída é a integral da diferença de fase na entrada.

$$\Phi_e = \Phi_i - \Phi_0 \quad \dots(4.9.1)$$

$$\Phi_0 = \Phi_e H(\omega) I(\omega) \quad \dots(4.9.2)$$

## PLL



Por substituição, encontramos:

$$\Phi_0 = (\Phi_i - \Phi_0) H(\omega) I(\omega)$$

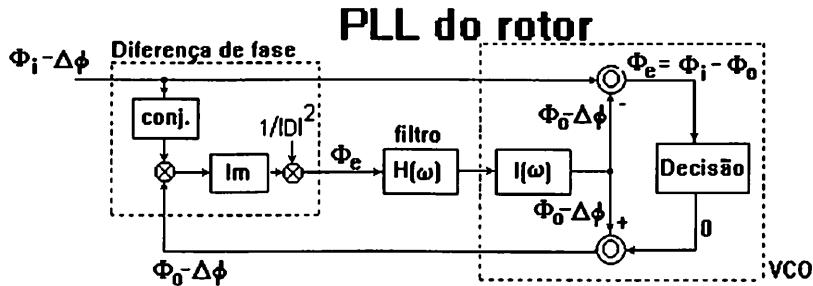
$$\frac{\Phi_0}{\Phi_i} = \frac{H(\omega) I(\omega)}{1 + H(\omega) I(\omega)} \quad \dots(4.9.3)$$

Se nós substituirmos, na equação anterior, as funções de transferência do filtro e do integrador, teremos a função de transferência completa do PLL.

A próxima figura mostra o PLL digital que vamos estudar. O detector do erro de fase já estudamos no item anterior. O filtro é um circuito de primeira ordem, com um bloco de retardo e duas constantes de multiplicação. O oscilador é composto do integrador que possui uma tabela para gerar o seno e o cosseno da diferença de fase. O rotor, estudado em 4.6, está embutido no oscilador. Veja que o sinal de entrada possui uma diferença de fase  $\Delta\phi$ , gerada pela falta de sincronismo entre as portadoras de transmissão e recepção e que o rotor faz essa correção. O sinal na saída do rotor é a diferença entre as fases da saída do integrador e do sinal de entrada, ou seja, é o erro de fase  $\Phi_e$ . Somada a todas essas fases, imagine que há a fase do símbolo que está sendo recebido - não foi destacada nas fórmulas a fim de simplificar a notação (na figura, a saída do circuito de decisão indica fase zero, pois o símbolo decidido é exato). Para processar a diferença de fase, no referencial do transmissor, é preciso trazer a saída do integrador através de um anti-rotor, ou seja, um circuito que multiplique por  $e^{-j\Delta\phi}$ . Observe que o erro de fase  $\Phi_e$  é independente de  $\Delta\phi$ :

$$\Phi_e = (\Phi_i - \Delta\phi) - (\Phi_0 - \Delta\phi) = \Phi_i - \Phi_0 \quad \dots(4.9.4)$$

As vantagens em se usar um PLL de segunda ordem é que ele tem maior capacidade para compensar o deslocamento de freqüência e mais velocidade em compensar oscilações de fase (jitter de fase). Um PLL de primeira ordem pode ser obtido se fizermos  $\beta = 0$ .



A próxima figura mostra em detalhes o filtro e o integrador do PLL. A função de transferência do filtro é facilmente obtida:

$$H(z) = \left[ \alpha + \frac{\beta}{1-z^{-1}} \right] \quad \dots(4.9.5)$$

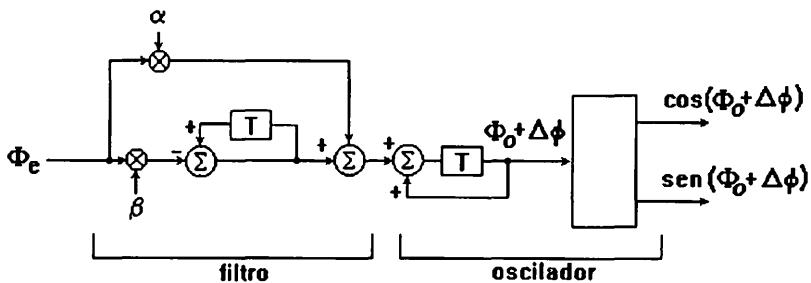
A resposta conjunta do filtro e do integrador fica:

$$H(z)I(z) = \frac{\Phi_0 + \Delta\phi}{\Phi_e} = \frac{z^{-1}}{1-z^{-1}} \left[ \alpha + \frac{\beta}{1-z^{-1}} \right] \quad \dots(4.9.6)$$

A função de transferência do PLL pode ser obtida assim:

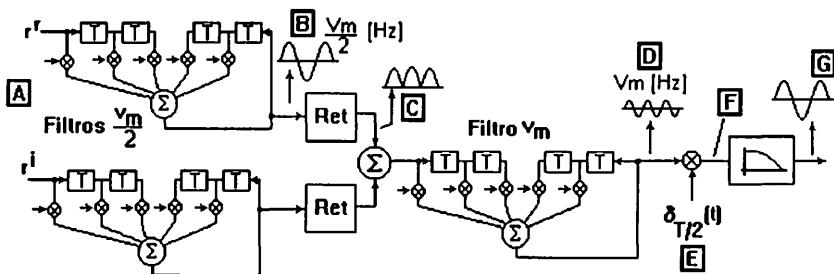
$$H_{PLL}(z) = \frac{\Phi_0 + \Delta\phi}{\Phi_i} = \frac{H(z)I(z)}{1+H(z)I(z)} \quad \dots(4.9.7)$$

$$H_{PLL}(z) = \frac{(\alpha + \beta)z^{-1} - (\alpha)z^{-2}}{1 + (\alpha + \beta - 2)z^{-1} + (1 - \alpha)z^{-2}} \quad \dots(4.9.8)$$



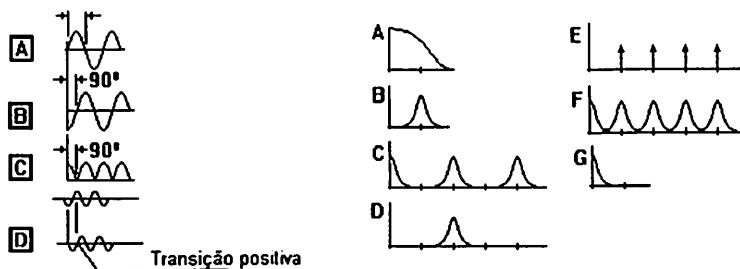
#### 4.10 RECUPERAÇÃO DO SÍNCRONISMO DE SÍMBOLO

Para a operação correta dos circuitos basados na temporização de símbolo, como o equalizador, por exemplo, é preciso extrair o sincronismo de símbolo, implícito no sinal de recepção. A perfeita recuperação desse sincronismo é de vital importância no desempenho do modem. Dentre as técnicas existentes, mostrarei uma das que apresenta o melhor resultado e está implementada em diversos modems baseados em processamento digital de sinais. A técnica consiste em extrair o sincronismo de símbolo por meio de filtros passa-banda sintonizados na metade da freqüência de modulação ( $v_m/2$ ). Veja a figura.



Utiliza-se um filtro sintonizado em cada componente do sinal recebido. As saídas são retificadas e somadas, gerando réplicas do espetro anterior, espaçadas de  $v_m$ . Faz-se nova filtragem, agora com um filtro sintonizado em  $v_m$ . Em seguida faz-se uma amostragem desse espetro, na freqüência  $v_m$ , a fim de gerar réplicas do mesmo, inclusive uma centralizada em  $\omega=0$ . Finalmente, um filtro passa-baixo separa a réplica do espetro centralizada em  $\omega=0$ , que contém a informação de sincronismo desejada. Como todo esse trabalho visa extrair o momento exato do centro do símbolo, as respostas em fasce desses filtros sintonizados devem ser conhecidas e levadas em consideração. Note que os filtros sintonizados, tanto em  $v_m$  quanto em  $v_m/2$ , são do tipo recursivo. Se cada filtro gera 90° de desfasagem na freqüência central, o sinal na saída terá suas passagens pelo zero exatamente no

centro do símbolo transmitido. Então, basta detectarmos essa passagem pelo zero. Observe a figura.



O sinal G, na saída do circuito de recuperação de sincronismo, deve ainda passar por um PLL para retirar as oscilações de fase contaminadas no sinal de recepção c, então, entrar em um circuito de ajuste do clock de amostragem.

## 4.11 ERRO DE AMPLITUDE

É preciso um PLL de amplitude a fim de estabilizar as oscilações de amplitude na entrada do circuito de decisão. Quando o modem é DPSK, caso particular do QAM, onde o símbolo só possui diferença de fase com relação ao símbolo anterior, esse circuito pode ser dispensado, mas não no caso geral.

Desejamos ajustar incrementalmente a amplitude do vetor  $\bar{y}$  em passos pequenos e isso constitui um PLL. Vamos utilizar um PLL bem simples, que só possui o integrador. Devemos, inicialmente, calcular a diferença de amplitude relativa,  $\Delta a$ , que existe entre os vetores  $\bar{y}$  e  $\bar{d}$ , onde Y e D são as respectivas amplitudes, conforme segue:

$$\Delta a = \frac{D - Y}{D} \quad \dots(4.11.1)$$

Se fizermos

$$\bar{y}^* \cdot \bar{d} = YD \cdot e^{\Phi y - \Phi d} = YD \cdot e^{\Phi \theta} = [\cos(\Phi \theta) + j \cdot \sin(\Phi \theta)] \quad \dots(4.11.2)$$

onde  $\bar{y}^*$  é o complexo conjugado de  $\bar{y}$ , e supondo que a diferença de fase entre os dois vetores é pequena, podemos considerar  $\cos(\Phi_C) \approx 1$ . Então:

$$\begin{aligned} \bar{y}^* \cdot \bar{d} &\approx YD \cdot [1 + j(\Phi \theta)] \\ \operatorname{Re}[\bar{y}^* \cdot \bar{d}] &\approx YD \end{aligned} \quad \dots(4.11.3)$$

Vemos que a parte real da multiplicação dos dois vetores nos dá o produto de seus módulos. Fazendo os cálculos com a notação de números complexos, temos:

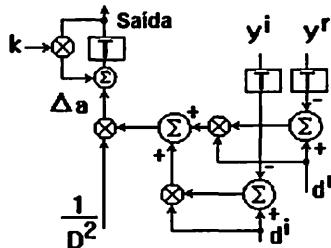
$$\bar{y}^* \bar{d} = (y^r - jy^i)(d^r + jd^i) = y^r d^r + y^i d^i - j(y^r d^i + y^i d^r)$$

$$\therefore \operatorname{Re}[\bar{y}^* \bar{d}] = y^r d^r + y^i d^i \quad \dots(4.11.4)$$

Como já temos o valor  $1/D^2$ , vamos substituir o valor de  $YD$ , encontrado em (4.11.4), na equação (4.11.1):

$$\begin{aligned} \Delta a &= \frac{D - Y}{D} \cdot \frac{D}{D} = \frac{D^2 - DY}{D^2} = \frac{d^{r^2} + d^{i^2} - (y^r d^r + y^i d^i)}{D^2} \\ &= \frac{d^r(d^r - y^r) + d^i(d^i - y^i)}{D^2} \end{aligned} \quad \dots(4.11.5)$$

Veja a implementação desse circuito na figura, juntamente com o integrador, o que nos dá o circuito completo do ajuste de amplitude. Note que o retardo de um símbolo é para comparar o vetor decidido com o respectivo vetor de entrada que havia sido usado na decisão. Veja o esquema completo do receptor QAM, com todos os blocos estudados.



## 4.12 FLUXOGRAMA DO PROCESSAMENTO DE SINAL

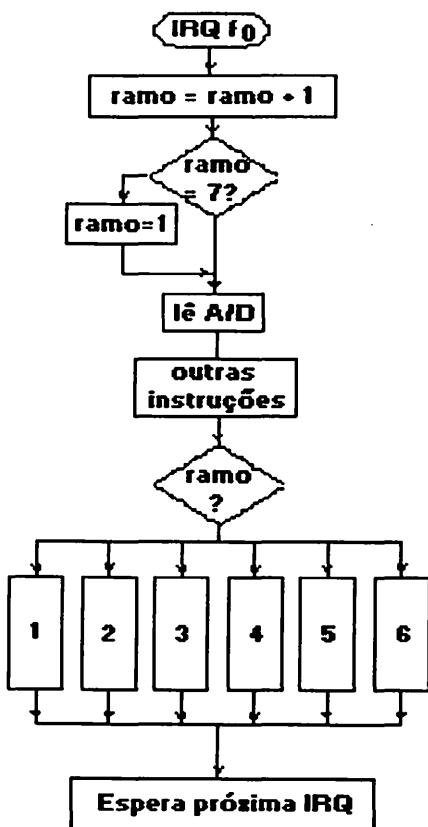
Vimos que no processamento de sinal do receptor QAM há dois ciclos, um maior e outro menor. No ciclo maior, estão todos os circuitos que operam na frequência de símbolo. Dentro do ciclo maior, há  $f_0/v_m$  ciclos menores, onde  $f_0$  é a frequência de amostragem e  $v_m$  a taxa de modulação. Para ilustrar melhor esse assunto, vamos utilizar como exemplo, um modem V.27 que opera a 1600 baud e mostra o sinal de entrada a 9600 Hz. Então, há 6 ciclos menores. Como as operações dentro do ciclo maior são muitas, elas devem estar divididas entre os 6 ramos do ciclo maior, que o processador executa a cada símbolo. Veja a figura. No esquema do receptor QAM, a separação entre o ciclo menor e o maior é simbolizada por uma chave logo depois do filtro de recepção. O processador está em repouso até que recebe um sinal de interrupção na frequência do clock de amostragem. Todo o processamento então se inicia com o incremento do contador de ramo e a pergunta se ele já chegou a seis - caso positivo o contador é zerado. Note que cada vez que o programa receber uma

interrupção, ele vai executar esse ramo do ciclo menor e então passa por um dos seis ramos do ciclo maior, na seqüência. A primeira operação do ciclo menor é a captura de uma amostra no conversor A/D. Se essa for a primeira amostra do símbolo, a partir desse instante o processador terá  $1/1600 = 625 \mu\text{s}$  para executar todo o processamento do símbolo e vai passar primeiro pelo ramo 1. Os cálculos no ciclo menor são: o filtro de recepção, as multiplicações por seno e cosseno (demodulação), atualização do clock de amostragem, filtros do sincronismo de símbolo, cruzamento pelo zero do sincronismo de símbolo, cálculo do PLL do sincronismo de símbolo. Terminado o ciclo menor há um teste para saber qual ramo do ciclo maior será executado. Vamos utilizar o processador de sinal NEC μPD77C25, para ilustrar nosso exemplo. Digamos que o ciclo menor leva  $40 \mu\text{s}$  para ser processado. Então, restam  $625 - (6)(40) = 385 \mu\text{s}$  para o ciclo maior, que, divididos entre os seis ramos nos dá cerca de  $64 \mu\text{s}$  por ramo.

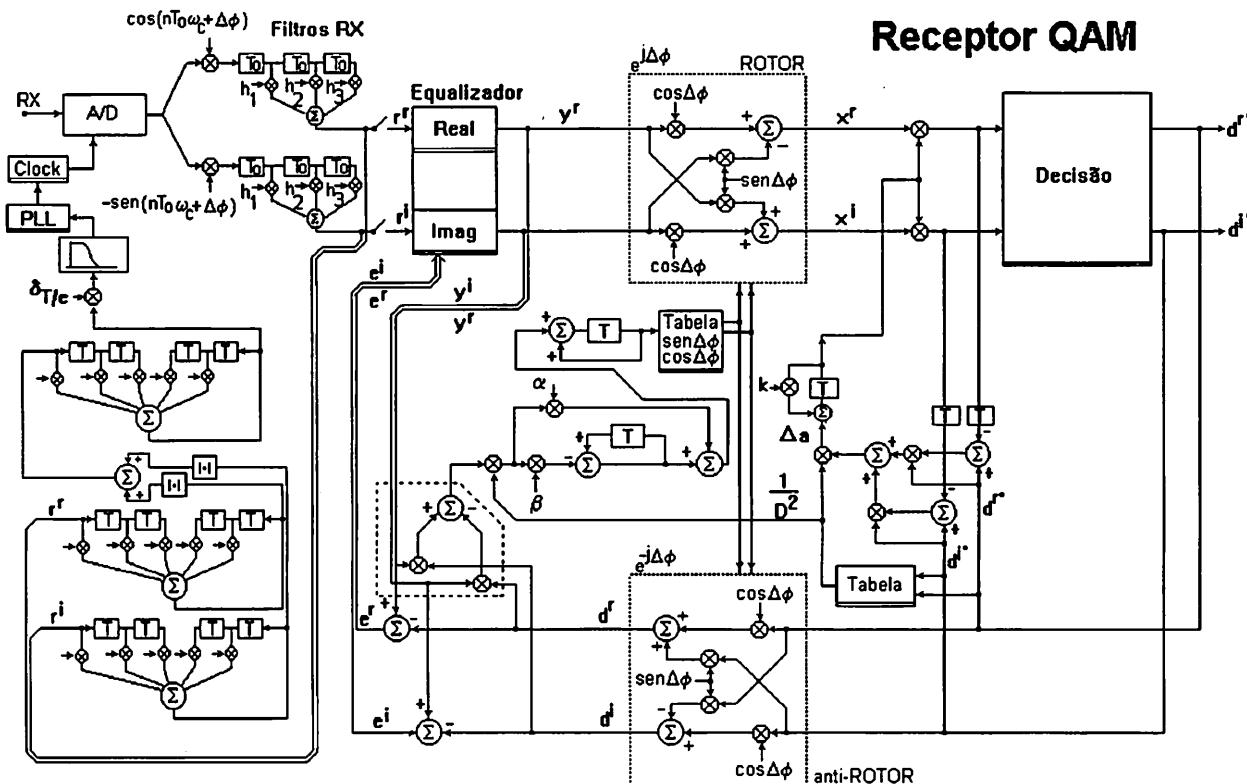
No ramo 1, são feitos os deslocamentos no equalizador e o cálculo da saída dos filtros RX (note que os filtros operam em taxa maior, podendo apresentar 6 amostras por símbolo, mas como o equalizador só vai precisar de uma delas, o cálculo é feito no ciclo maior). É necessário 6 ciclos de instrução para executar um deslocamento e 4 para executar uma multiplicação e armazenamento do resultado de um coeficiente do filtro. Se o modem possui um equalizador com 12 e um filtro RX com 24 coeficientes, teremos um total de 168 instruções para executar esse ramo, que será processado em  $21 \mu\text{s}$  já que o DSP tem um ciclo de 150 ns.

O ramo 2 calcula as saídas do equalizador, que, usando esse mesmo DSP, levará  $15 \mu\text{s}$ . No ramo 3 calcula-se o giro do rotor, a decisão do símbolo, a saída da tabela seno-cosseno do rotor, os erros do símbolo e de fase e assim por diante.

Note que a descrição apresentada é um exemplo real de implementação de hardware e software para receptores QAM utilizados em modems, mas há outras estruturas possíveis.



## Receptor QAM



# 5 MODEM

O equipamento responsável pela transmissão de dados nas linhas telefônicas é o modem. Seu nome é a contração das palavras MOdulador e DEModulador, pois essas são suas principais funções.

Na prática, os modems são divididos em duas classes, conforme você viu no capítulo 4: modem digital (ou banda-base), que codifica e decodifica, e modem analógico, que modula e demodula efetivamente. A rigor, não poderíamos chamar o banda-base de modem, pois neste caso, não existe o processo de modulação e demodulação. Talvez fosse mais adequado chamá-lo de “codificador para transmissão de dados em distância limitada”, mas na realidade, são chamados de “modem digital”, “modem banda-base” ou “modem de distância limitada”.

Os modems podem ser síncronos ou assíncronos.

Os modems podem ainda operar a 2 ou 4 fios de forma semiduplex ou duplex.

Resumindo:

