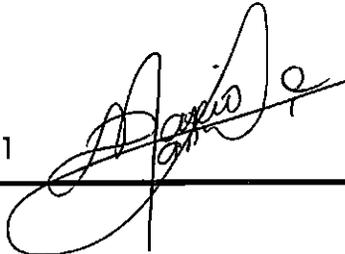
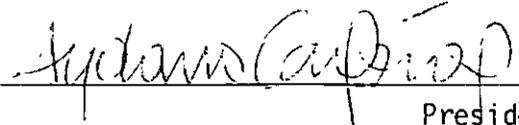


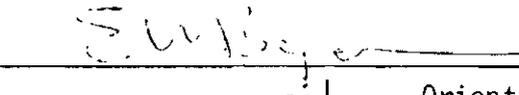
1. Classificação <i>INPE-COM.1/TDL</i> <i>C.D.U.: 621.395.49</i>	2. Período	4. Distribuição
3. Palavras Chaves (selecionadas pelo autor) <i>MODEM DIGITAL</i> <i>MODEM DE 4.800 BITS/S</i>		interna <input type="checkbox"/> externa <input checked="" type="checkbox"/>
5. Relatório nº <i>INPE-1928-TDL/032</i>	6. Data <i>Outubro, 1980</i>	7. Revisado por <i>EUB</i> <i>Eduardo W. Bergamini</i>
8. Título e Sub-Título <i>SIMULAÇÃO DE UM MODEM DIGITAL PARA COMUNICAÇÃO</i> <i>A 4.800 BITS POR SEGUNDO</i>		9. Autorizado por <i>Parada</i> <i>Nelson de Jesus Parada</i> <i>Diretor</i>
10. Setor <i>DEE</i>	Código	11. Nº de cópias <i>06</i>
12. Autoria <i>Mario Mammoli</i>		14. Nº de páginas <i>81</i>
13. Assinatura Responsável 	15. Preço	
16. Sumário/Notas <i>A finalidade deste trabalho é apresentar um modelo de MODEM para velocidade de transmissão de 4.800 bits por segundo, com modulação em fase e deteção coerente. A validação deste modelo é obtida através da simulação no computador B-6700, em linguagem FORTRAN. Resultados e tabelas do desempenho, tanto do modulador como do demodulador, são analisadas, validando-se o modelo proposto.</i>		
17. Observações <i>Tese de Mestrado em Eletrônica e Telecomunicações aprovada em 09/04/1980.</i>		

Aprovado pela Banca Examinadora
em cumprimento dos requisitos exigidos
para a obtenção do título de Mestre em
Eletrônica e Telecomunicações

Dr. Aydano Barreto Carleial


Presidente

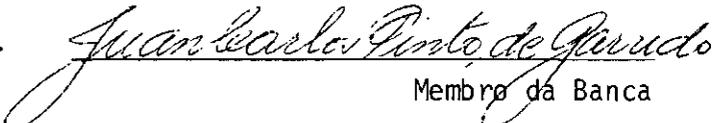
Dr. Eduardo Whitaker Bergamini


Orientador

Dr. Claudio Roland Sonnenburg


Membro da Banca
-convidado-

Engº Juan Carlos P. de Garrido, MSc.


Membro da Banca

Mario Mammoli


Candidato

São José dos Campos, 09 de abril de 1980

*Aos meus pais,
Donatello e Ilia*

*À minha esposa
M. Regina
Aos meus filhos
S.Regina, Mauricio e
Renato.*

INDICE

ABSTRACT	v
LISTA DE SÍMBOLOS	vi
LISTA DE FIGURAS	viii
LISTA DE TABELAS	ix
<u>CAPÍTULO I - INTRODUÇÃO</u>	1
<u>CAPÍTULO II - ESTUDO DE COMUNICAÇÃO EM MÉDIA-ALTA VELOCIDADE DE TRANSMISSÃO</u>	7
2.1 - Tipos de modulações e comparações	7
2.2 - Considerações sobre as características de uma linha telefônica	10
2.3 - Necessidade de redução do espectro do sinal transmitido	12
<u>CAPÍTULO III - MODULADOR DE FASE</u>	19
3.1 - Tipo de modulação utilizada	19
3.2 - Utilização do "scrambler" e "descrambler"	20
3.3 - Amoldamento do espectro do sinal transmitido	24
3.4 - Considerações para a implementação do filtro digital de amoldamento	27
3.5 - Diagrama de blocos do modulador de 4.800 bits/s	29
3.6 - Modelo matemático simplificado do modulador	31
3.7 - Estruturação adotada para a simulação do modulador	33
3.8 - Resultados obtidos na modulação por simulação	36
<u>CAPÍTULO IV - O DEMODULADOR</u>	37
4.1 - Análise introdutória do equalizador	37
4.2 - Considerações para a implementação digital do equalizador ..	41
4.3 - Recuperação da fase e frequência da portadora (F_p)	42
4.4 - Recuperação da fase e da frequência da taxa de transmissão dos símbolos (F_r)	44
4.5 - Diagrama de blocos do demodulador de 4.800 bits/s	46

4.6 - Estruturação adotada para a simulação do demodulador	46
4.7 - Considerações sobre a implementação do modem de 4.800 bits/s	48
<u>CAPÍTULO V - ANÁLISE DOS RESULTADOS</u>	51
5.1 - Tipos de linhas telefônicas utilizadas para a simulação ...	51
5.2 - Comparação entre o sinal antes do equalizador e o sinal equalizado	51
5.3 - Conclusões finais	59
AGRADECIMENTOS	61
BIBLIOGRAFIA	63
APÊNDICE A - RESULTADOS PARCIAIS DA SIMULAÇÃO	

ABSTRACT

The purpose of this work is to present a model of a MODEM with 4,800 bits/s transmission rate, phase modulation and coherent detection. Validation of this model is achieved by its simulation in the B-6700 computer using FORTRAN programs. Results and tables of the performance of both modulator and demodulator are analyzed validating the proposed model.

LISTA DE SÍMBOLOS

- t_e - taxa de erro.
- Atr - atraso.
- Aten - atenuação.
- dB - decibel.
- mS - milisegundos.
- Hz - hertz.
- F_c - frequência de corte.
- $|A|$ - módulo da amplitude do espectro retangular do sinal de banda base.
- $h(t)$ - resposta da função h no tempo.
- W_1 - frequência de transmissão dos símbolos (em radianos).
- D_S - sequência de saída do "scrambler".
- D_i - sequência de entrada no "scrambler".
- $S(x)$ - sequência de bits.
- W_c - frequência de corte (em radianos).
- W_x - excesso de largura de faixa.
- $H(W)$ - resposta em frequência do filtro de amoldamento.
- $P(W)$ - resposta em frequência de um pulso de largura T .
- F_r - frequência de transmissão dos símbolos.
- F_d - frequência de transmissão dos dados.
- F_a - frequência de amostragem.
- E - raiz quadrada da somatória dos erros quadráticos.
- \mathcal{E} - erro porcentual da função real em relação à função teórica.
- X - valor da componente no eixo x do vetor (tribit).
- Y - valor da componente no eixo y do vetor (tribit).

- W_m - frequência da portadora (em radianos).
 F_p - frequência da portadora.
 $d(nT_a)$ - sequência de dados.
 $X(nT_r)$ - saída do codificador da componente X.
 $Y(nT_r)$ - saída do codificador da componente Y.
 $a(nT_a)$ - amostragem da componente X.
 $b(nT_a)$ - amostragem da componente Y.
 $h(nT_a)$ - resposta da função h amostrada.
 $p(nT_a)$ - convolução amostrada da componente X com a função de transferência do filtro de amoldamento (h).
 $q(nT_a)$ - convolução amostrada da componente Y com a função de transferência do filtro de amoldamento (h).
 $S(nT_a)$ - sinal modulado amostrado.
 G_1, G_0, G_{-1} - ganho de cada estágio do equalizador.
 β - ganho do erro do equalizador.
 $\bar{X}(nT_a)$ - rotação de 45° de $X(nT_a)$.
 $\bar{Y}(nT_a)$ - rotação de 45° de $Y(nT_a)$.
 R - relação entre F_r e F_d .

LISTA DE FIGURAS

II.1	- Comparação dos vários métodos de modulação	9
II.2	- Curva de resposta típica da amplitude e fase versus frequência, para um canal telefônico	11
II.3	- Espectro retangular do sinal de banda base	12
II.4	- Resposta no tempo do sinal	12
II.5	- Ganho e resposta impulsiva para diferentes cortes cossenoidais	13
III.1	- Localização dos oito símbolos para 4.800 bits/s	18
III.2	- Divisão da mensagem pelo polinômio $P(x)$	21
III.3	- Multiplicação de D_s por $P(x)$	21
III.4	- Diagrama de blocos do "scrambler"	23
III.5	- Diagrama de blocos do "descrambler"	23
III.6	- Resposta em frequência do F.P.B., com 50% de excesso de largura de faixa	24
III.7	- Diagrama de blocos simplificado do modulador digital	30
III.8	- Modelo matemático do transmissor	31
III.9	- Estrutura de simulação para o modulador	35
IV.1	- Diagrama básico de um equalizador adaptivo	39
IV.2	- Comparação da convergência dos algoritmos	40
IV.3	- Diagrama de blocos da recuperação da fase e frequência ... da portadora (F_p)	43
IV.4	- Diagrama de blocos da recuperação da fase e da fre_ quência de F_r e F_d	45
IV.5	- Diagrama de blocos simplificado do demodulador e da recuperação de F_r e F_d	47
IV.6	- Estruturação da simulação do demodulador	49
V.1	- Curva de resposta Ganho x Frequência de uma linha do tipo C2	52
V.2	- Curva de resposta Ganho x Frequência de uma linha do tipo C1	53
V.3	- Sinal da banda base após a equalização, com linha de transmissão ideal	54
V.4	- Sinal da banda base antes da equalização, utilizando L.T. do tipo C2	55

V.5 - Sinal da banda base após a equalização, utilizando	
L.T. do tipo C2	56
V.6 - Sinal da banda base antes da equalização, utilizando	
L.T. do tipo C1	57
V.7 - Sinal da banda base após a equalização, utilizando	
L.T. do tipo C1	58

LISTA DE TABELAS

I.1	- Classificação dos modems	2
I.2	- Velocidade-Utilização dos modems em canal de voz	3
II.1	- Erro máximo permissível da fase da frequência de amostragem na recepção	14
III.1	- Tipos de modulação e faixa requerida para 4.800, 7.200, 9.600 bits/s	19
III.2	- Amplitude das componentes X, Y do tribit e conversão decimal/binária em complemento de dois	29

CAPÍTULO I

INTRODUÇÃO

A comunicação à distância sempre foi uma preocupação do homem. Mesmo não se tendo dados precisos a partir do início da civilização, é de conhecimento histórico que existia um sistema de comunicação primária, datado de 300 A.C. (por Polybius, general grego) e que utilizava sinais convencionados em um painel, para serem observados à distância.

Aproximadamente 2000 anos se passaram, então, para ser iniciado, realmente, uma evolução nas formas de comunicação à distância. Novos inventos a partir de 1700 - como o Semáforo, inventado por Claude Chappe - deram o impulso para uma revolução total nas comunicações.

Em 1753, procurou-se mostrar a viabilidade do Telégrafo Eletrostático, de autoria do Dr. William Watson, na Inglaterra. No entanto, a dificuldade prática para a obtenção de alta tensão e baixa corrente, com a consequente elevada impedância dos circuitos, sugeriu a obtenção de uma nova solução.

Com o apoio de novas teorias, foi possível desenvolver o Telégrafo Eletromagnético (1820). Em 1876, Alexander Graham Bell patenteou o Telefone e, em 1877, fez uma demonstração nos Estados Unidos da América e na Inglaterra.

Com o desenvolvimento do telefone, abriu-se um novo campo às comunicações. Em 1895, Guglielmo Marconi tornou possível a comunicação via rádio.

Em um espaço relativamente curto, com o rápido avanço tecnológico, foi possível encurtar distâncias através da comunicação via satélite.

Uma vez obtidos os meios de comunicação, uma nova dimensão viria preocupar o homem, com respeito à velocidade de transmissão de sinais ou dados, para o interligamento de várias fontes de informação, onde uma resposta rápida é de grande importância. Para interligação através de uma grande rede, a solução econômica encontrada foi a utilização da rede telefônica, por ter um custo inferior, uma vez que já estava implantada na maioria dos países. Para tanto, tornou-se necessário adaptar os sinais ou dados a serem transmitidos, para que pudessem ser compatíveis com a faixa do espectro de telefonia, de aproximadamente 3000 Hz. Devido à necessidade de utilizar um Modulador e um Demodulador, os equipamentos em uso para transmissão de dados tornaram-se conhecidos pelo nome de *modem*.

A partir de 1950, iniciou-se o desenvolvimento de modems, para utilização no canal de voz. Sua comercialização se deu por volta de 1960, com velocidade de transmissão variando de 100 a 2400 bits por segundo. Com o propósito de atingir uma faixa econômica maior, e devido ao avanço tecnológico dos componentes eletrônicos, foi possível conseguir uma maior velocidade de transmissão por um menor custo.

Atualmente os modems se classificam pela característica da linha a que são acoplados, conforme se vê na Tabela I.1.

TABELA I.1

CLASSIFICAÇÃO DOS MODENS

CANAL DE VOZ			BANDA LARGA	
BAIXA VELOCIDADE	MÉDIA VELOCIDADE	ALTA VELOCIDADE	MEIO GRUPO	GRUPO
Até 1.800 bits/s	De 1.200 a 4.800 bits/s	De 7.200 a 9.600 bits/s	Até 19.200 bits/s	Até 50.000 bits/s

BANDA LARGA	CABO	FIBRA ÓTICA
SUPER GRUPO	ALTA VELOCIDADE	ALTÍSSIMA VELOCIDADE
Até 230.400 bits/s	Até 10^6 bits/s	Acima de 10^6 bits/s

Este trabalho aborda aspectos gerais de modems que utilizam o canal de voz, dando maior ênfase aos modems de média e alta velocidade.

Para cada tipo de transmissão e finalidade, recomenda-se uma velocidade padronizada pela C.C.I.T.T. (Comitê Consultatif International de Télégraphie et Téléphone), com pequenas variações pela norma americana (U.S.).

A seguir mostra-se a normalização da velocidade para os modems, utilizando o canal de voz para a transmissão e recepção de dados (Tabela I.2).

TABELA I.2

VELOCIDADE - UTILIZAÇÃO DOS MODEMS EM CANAL DE VOZ

VELOCIDADE (BITS/S)	UTILIZAÇÃO
50 - 75	Telegrafia
110 - 150	Teletipo
200 - 2.400	Terminal de vídeo
2.400 - 9.600	Terminal inteligente, computador, etc.

Para modems de baixa velocidade, normalmente a comunicação é bi-direcional e simultânea (Full-Duplex) a 2 fios, ao passo que para modems de média-alta velocidade há necessidade de 4 fios para este tipo de comunicação.

Pode-se também, através de um canal de retorno com baixa velocidade de transmissão, verificar os sinais de controle. Este recurso possibilita uma eficiente "conversação" entre o terminal local e o remoto para saber, por exemplo, qual a qualidade do sinal que está sendo recebido, assim como a sua taxa de erro.

Comunicações com uma taxa de transmissão de até 1200 bauds podem ser realizadas, utilizando-se um acoplamento acústico entre o modem e a linha telefônica (Mammoli, 1976). Para modems que atuam até a faixa de média velocidade de transmissão (2.400 bauds), a modulação mais utilizada é a do tipo F.S.K. ("Frequency Shift Keying") e a característica da linha telefônica não deve ser necessariamente de alta qualidade.

Modems com velocidade de transmissão de até 300 bauds e de 1200 bauds são regularizados pelas normas C.C.I.T.T. e E.I.A. ("Electronic Industries Association"). Estes modems com acoplamento direto à linha e acoplamento acústico já foram desenvolvidos pelo autor deste trabalho, com desempenho satisfatório.

Dada a necessidade de uma maior velocidade na transmissão de dados, como no caso da transmissão de imagens, está sendo estudado e realizado um modem de 4.800 bits/s, através do Projeto Modems do Programa de Sistemas Digitais e Analógicos do INPE, que inclusive motivou o desenvolvimento deste trabalho.

A bibliografia de modems, com velocidade de transmissão proposta e com processamento digital é bastante escassa, o que torna imperiosa a simulação de um modelo para sua verificação.

Para a validação do modelo, realizou-se a simulação por meio do Computador B-6700, programando-a na linguagem FORTRAN.

A simulação foi realizada dentro dos limites do número de dígitos a serem utilizados para cada palavra, e todo o processamento foi realizado em ponto fixo.

Na simulação deste trabalho não será introduzido nenhum tipo de perturbação externa, tal como o ruído branco e o impulsivo; porém, estes ruídos serão levados em conta na realização dos algoritmos na demodulação. A justificativa de tal decisão prende-se ao fato de saber que o ruído impulsivo ocorre principalmente em linhas comutadas, e sua ocorrência determina erro na recuperação dos dados transmitidos.

O nível recomendado pela C.C.I.T.T. é de -18 dBm0, com um máximo de 18 impulsos num intervalo de 15 minutos.

Quanto ao ruído branco do tipo Gaussiano, espera-se que este modelo tenha um comportamento satisfatório, comparado às curvas Figura II.1, pois o principal motivo da simulação do modelo proposto é a sua validação, sem a pretensão de compará-lo com os modelos similares já existentes.

Outro motivo natural para a realização desta simulação é o fato de o autor não possuir todos os componentes a serem utilizados na implementação física do modem.

CAPÍTULO II

ESTUDO DE COMUNICAÇÃO EM VELOCIDADE MÉDIA-ALTA DE TRANSMISSÃO

Pode-se demonstrar teoricamente que a frequência máxima de pulsos, que pode ser transmitida num canal telefônico, é igual ao dobro da largura da faixa do canal (Bennett e Daves, 1965).

Comunicações em canais de voz, que possuem aproximadamente 3 KHz de largura de faixa, só podem ser efetuadas eficientemente se forem transmitidos no máximo 6.000 pulsos por segundo. No entanto, um canal real de informação possui diversos tipos de ruídos e distorções; torna-se portanto, imperioso reduzir a velocidade de transmissão dos dados, não ultrapassando a 2.400 bauds.

A modulação F.S.K. é largamente utilizada para velocidades de transmissão até 1.200 bauds, enquanto a modulação P.S.K. ("Phase Shift Keying") ou a Q.A.M. ("Quadrature-Amplitude Modulation") são empregadas em maiores velocidades para um mesmo canal de informação.

2.1 - TIPOS DE MODULAÇÕES E COMPARAÇÕES

Nas comunicações de maior velocidade, há diversos tipos de modulação, onde só o compromisso criterioso entre desempenho e custo pode levar a uma escolha eficiente da modulação a ser utilizada.

A modulação P.S.K. é bastante utilizada, por ser relativamente insensível ao ruído. Basicamente, na modulação P.S.K. há o deslocamento de uma determinada fase, em relação à referência (portadora), que depende do nível do sinal digital, ou de uma composição através da codificação do sinal de dados, de dibits, tribits, ou tetrabits. Uma vez que a faixa de um canal telefônico está compreendida entre 200 a aproximadamente 3.200 Hz, para que haja uma melhor distribuição do espectro do sinal, é aconselhável alocar uma portadora de frequência entre 1.700 a 1.800 Hz.

A frequência máxima teórica de transmissão de diferentes estados ou fases deve ser menor ou igual ao dobro da faixa útil do canal (canal telefônico ≈ 2.400 Hz). Quanto maior o número de estados ou fases, menor é a frequência de transmissão; porém deve-se observar uma maior relação sinal-ruído para uma determinada taxa de erro.

No caso de uma velocidade de transmissão de 4.800 bits/s, utiliza-se normalmente uma portadora na frequência de 1.800 Hz, com uma frequência de transmissão de diferentes estados ou fases (tribits, 8 fases) de 1.600 Hz.

Um outro tipo de modulação utilizado, variante do P.S.K., é a do tipo D.P.S.K. ("Differential Phase Shift Keing"), onde o valor da fase atual não é mais representada pelo valor absoluto dado pela combinação de bits (dibits, tribits ou tetrabits), mas sim pelo desvio que ela tem em relação à fase anterior.

Esse tipo de modulação tem a vantagem de necessitar menor sofisticação na recepção do sinal transmitido, por não haver necessidade de do reconhecimento prévio da fase da portadora, assim como de sua frequência de transmissão (desvio de frequência na linha) (Davey, 1972). Por outro lado, há necessidade de uma maior relação de sinal ruído, para uma mesma probabilidade de erro em relação à modulação P.S.K. coerente. Um tipo de modulação mista que, além de desvios de fase, possui também diversos níveis de amplitude, é a modulação do tipo Q.A.M. Este tipo de modulação é normalmente utilizada para transmissão de dados ou sinais em altas velocidades, e necessita de uma largura de faixa normalmente inferior ao dos outros tipos de modulação, para uma mesma velocidade de transmissão (Figura II.1). No entanto, a modulação Q.A.M. requer uma maior relação sinal-ruído para uma mesma probabilidade de erro. Um outro tipo de modulação muito utilizada para sistemas analógicos é a V.S.B. ("Vestigial Side Band") com portadora suprimida; este tipo de modulação possibilita uma maior taxa de bits por segundo para uma mesma largura de faixa, e é bastante indicada para velocidades de transmissão acima de 4.800 bits por segundo; contudo, necessita uma maior relação sinal ruído em relação aos outros tipos de modulação, para uma mesma

probabilidade de erro. A vantagem deste tipo de modulação é que além de permitir uma maior taxa de bits/s por largura de faixa, tem uma menor complexidade na recuperação da frequência e fase da portadora, além disso, pode-se adicionar um sinal de uma determinada frequência (que atua como piloto), para auxiliar na sincronização.

Uma comparação entre a faixa e a relação sinal-ruído para uma taxa de erro $t_e=10^{-4}$, para os diversos tipos de modulação é apresentado na Figura II.1 (Bennett-Daves, 1965).

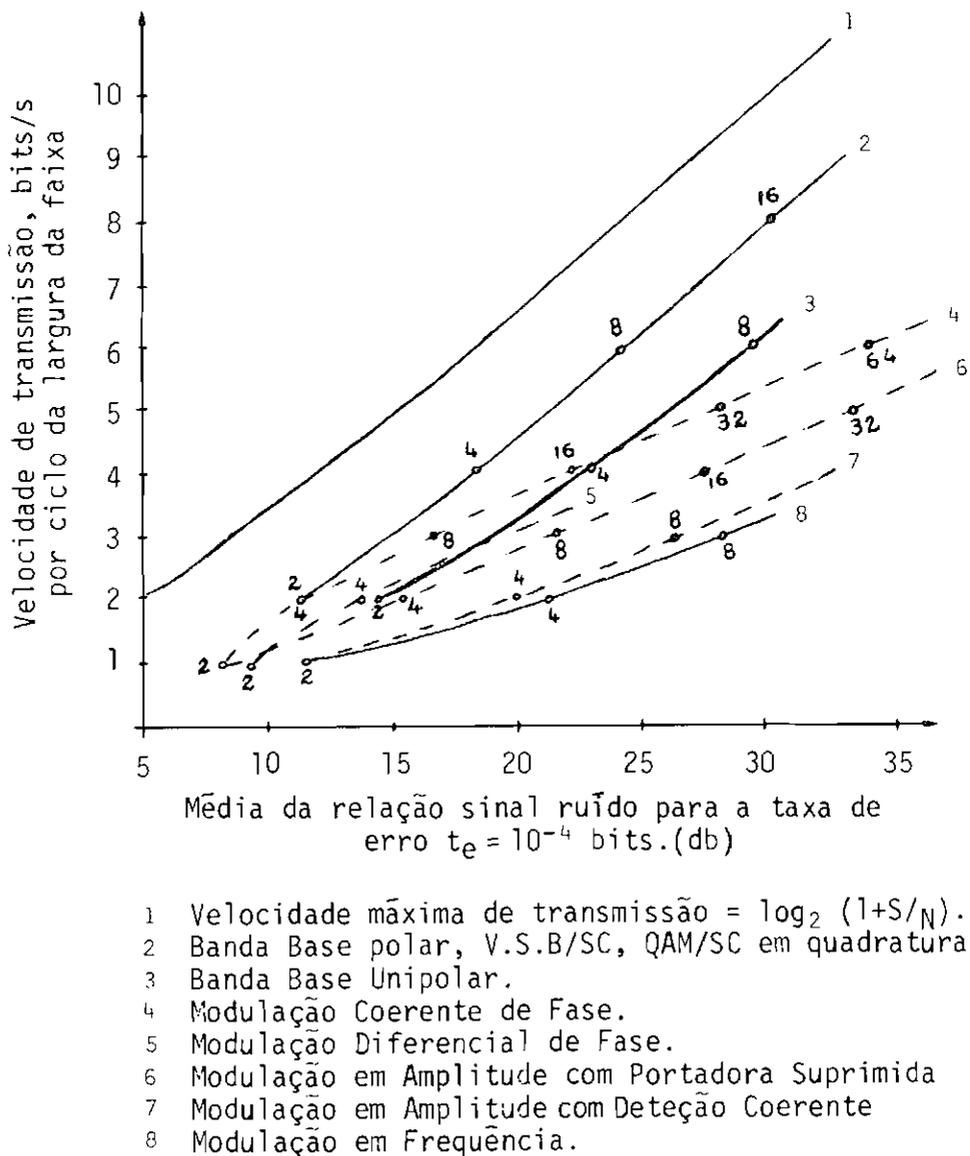


Fig. II.7 - Comparação dos vários métodos de modulação.

2.2 - CONSIDERAÇÕES SOBRE AS CARACTERÍSTICAS DE UMA LINHA TELEFÔNICA

O uso específico de uma linha telefônica prende-se, basicamente à transmissão de voz, que por sua vez contém a maior quantidade de informação numa faixa de frequências que variam de 300 a 3.000 Hz. Se houver uma atenuação mais acentuada a partir de 2.000 Hz, apenas a fidelidade de som emitida pelo locutor será restringida, sem que haja perda da informação transmitida. Para a transmissão de dados, no entanto, a fidelidade tem implicações de ordem econômica.

O preço de uma linha telefônica alugada pode ser o mesmo ao transmitir maior ou menor número de bits por segundo; no entanto, há cada vez mais interesse na transmissão de uma maior quantidade de informação possível, para a mesma largura de faixa.

Pode-se dizer que transmitir uma determinada quantidade de informação por unidade de tempo equivale a transmitir diferentes estados por unidade de tempo. Para dados digitais binários, os estados envolvidos são 0 (zero) e 1 (um), que podem ser combinados ou agrupados de diversas formas, satisfazendo assim os códigos para os diversos tipos de modulação existentes. O desempenho de um canal telefônico para transmitir com maior eficiência os diferentes estados de dados digitais é tanto melhor quanto for a sua resposta em altas frequências. Vários aspectos dificultam a transmissão de dados, tais como: distorção devido à atenuação variável com a frequência, distorção por atrasos para diferentes frequências, interferência devido ao ruído e desvio ("off-set") de frequência (Nordling, 1976). Estas limitações podem ser satisfatoriamente atenuadas com a utilização de técnicas específicas; no entanto podem ocorrer interferências aleatórias que, além de serem difíceis de detectar, dificilmente podem ser canceladas.

Um problema de difícil solução é a distorção devido aos atrasos na faixa de frequências envolvidas, ao transmitir dados, devido a não linearidade em fase do canal de transmissão (Figura II.2). Devido à pouca sensibilidade do ouvido humano quanto à distorção de fase, este parâmetro não é controlado no projeto das linhas para a comunicação na faixa de voz.

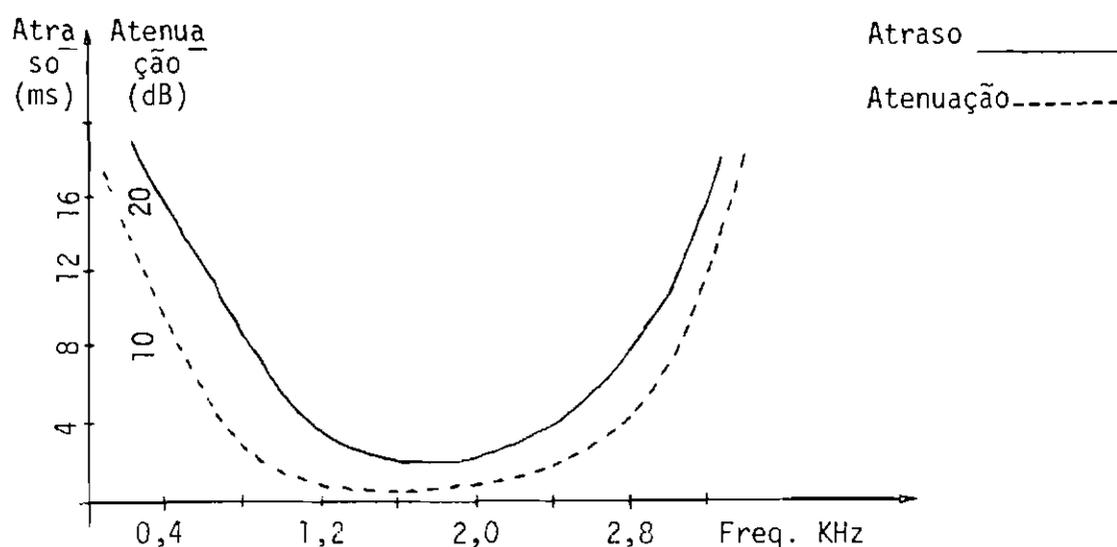


Fig. II.2 - Curva de resposta típica da amplitude e fase versus frequência, para um canal telefônico.

Independentemente do tipo de modulação utilizada, os sinais digitais são transmitidos após a realização do amoldamento dos pulsos gerados pela codificação. A cada diferente estado associado à codificação dos bits de entrada dá-se a denominação de símbolo.

Os diferentes atrasos na fase dos pulsos recebidos pelo demodulador ocorrem devido ao fato de o canal (meio) de transmissão não possuir características lineares de fase.

Como resultado, o pulso recebido apresenta uma forma diferente daquela que foi transmitido, ocasionando erro de interpretação na demodulação. Ao transmitir uma sequência de símbolos e com a ocorrência de uma distorção por atrasos não-constantes, passa a haver uma superposição entre os símbolos ocasionando um fenômeno tecnicamente caracterizado como entrelaçamento

A distorção devido aos diferentes atrasos da fase é normalmente expressa como sendo a diferença de atraso em microsegundos de

uma determinada frequência, em relação à frequência, tomada como referência. A forma de minimizar os problemas expostos acima será considerada na seção 4.1, ao analisar a equalização do canal telefônico.

2.3 - NECESSIDADE DE REDUÇÃO DO ESPECTRO DO SINAL TRANSMITIDO

Para que o sinal a ser transmitido em um canal telefônico possa ser devidamente acomodado na faixa de telefonia, deve-se filtrá-lo com características especiais.

Sabe-se que a resposta impulsiva no tempo do filtro passa baixa ideal de frequência de corte F_c é do tipo $\text{sen}x/x$, cujo intervalo entre zeros é $T = 1/2.F_c$, como na Figura II.3 e Figura II.4 (Bennet e Daves, 1965).

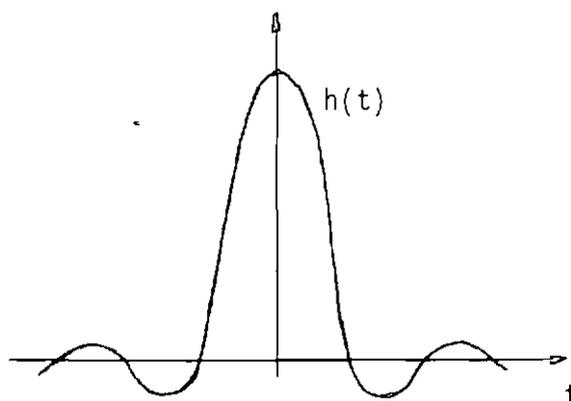
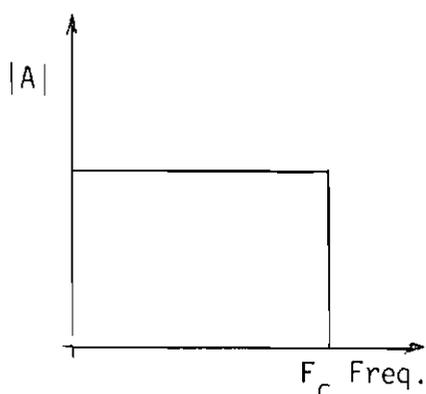


Fig. II.3 - Espectro retangular do sinal de banda base.

Fig. II.4 - Resposta no tempo do sinal.

Portanto, pode-se transmitir o sinal numa taxa de $2.F_c$, sem haver superposição entre os picos dos pulsos na recepção. O teorema de Nyquist, com respeito à simetria vestigial, permite demonstrar que o filtro ideal pode ser modificado, alterando-se sua característica em amplitude e obtendo-se uma simetria ímpar em torno de sua frequência de corte, sem perturbar os cruzamentos dos zeros originais na resposta temporal.

Muitos modems operam com uma taxa de transmissão entre um ou dois símbolos (máximo teórico) por segundo por Hertz de largura de faixa (Sharpe, 1971). Portanto, para uma melhor eficiência de operação, numa largura de faixa limitada, é necessário que a característica em amplitude satisfaça a condição de Nyquist, para não haver entrelaçamento entre símbolos. Naturalmente, deve-se analisar também a adição de ruído, que é inevitável em qualquer canal de comunicação; para tanto, deve-se utilizar um filtro no receptor para limitar a potência de ruído no detetor. Normalmente, este tipo de filtro tem dupla finalidade, ou seja, limitar o ruído no detetor e amoldar ("shape") o sinal. O amoldamento do sinal pode ser realizado utilizando-se diversos tipos de polinômios, cujo objetivo principal é o de transmitir e receber o sinal dentro da faixa disponível.

Via de regra, o polinômio utilizado é uma função cossenoidal cuja frequência de corte, depende do excesso de largura de faixa (Figura II.5) utilizado, em comparação com a faixa mínima teórica. O filtro, com pequena porcentagem de excesso de faixa, requer maior quantidade de componentes para a sua realização e também maior tempo na equalização da fase. Outra desvantagem em sua realização é possuir uma resposta transitória muito lenta (Sharp, 1971).

w_1 = Frequência de transmissão dos símbolos.

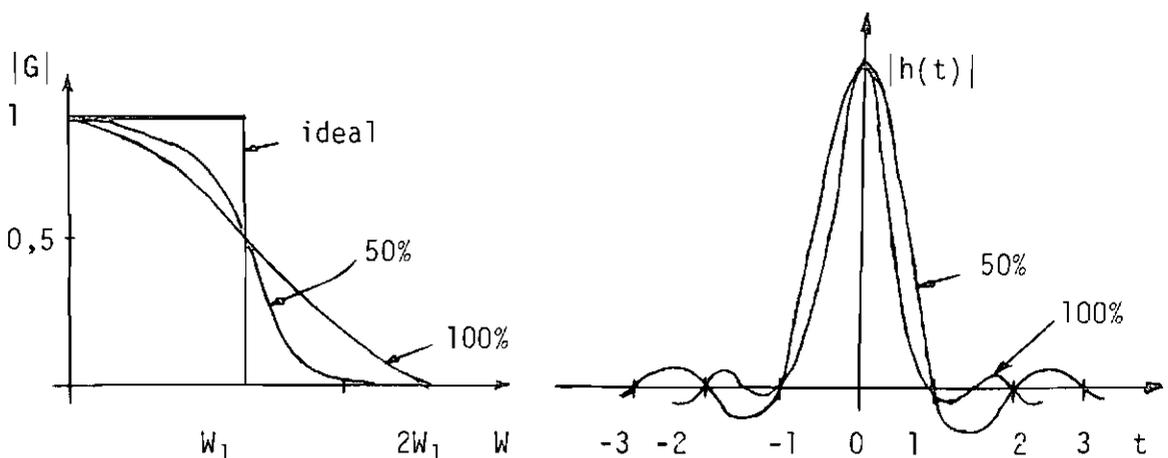


Fig. II.5 - Ganho e resposta impulsiva para diferentes cortes cossenoidais.

Com a utilização de uma porcentagem maior de excesso de faixa, podem ocorrer interferências por entrelaçamento entre símbolos, que muitas vezes são toleradas, desde que sejam controladas. Dependendo do excesso da faixa utilizada, deve-se ter o cuidado de analisar e determinar com precisão a fase correta para amostrar o sinal recebido (Tabela II.2). Uma vez selecionadas todas as características de transmissão para minimizar o entrelaçamento entre símbolos, deve-se ainda analisar com cuidado a distribuição destas características entre o filtro no transmissor e o filtro no receptor. Uma forma bastante utilizada para otimizar este problema consiste em maximizar a relação sinal-ruído no demodulador - supondo-se que este ruído seja do tipo branco com distribuição Gaussiana - para uma determinada potência de transmissão.

TABELA II.1

ERRO MÁXIMO PERMISSÍVEL DA FASE DA FREQUÊNCIA DE AMOSTRAGEM NA RECEPÇÃO
FONTE: SHARP (1971)

PORCENTAGEM DE EXCESSO DE FAIXA	ERRO MÁXIMO PERMISSÍVEL (PORCENTAGEM)			
	2 NÍVEIS DE CODIFICAÇÃO	4 NÍVEIS DE CODIFICAÇÃO	8 NÍVEIS DE CODIFICAÇÃO	16 NÍVEIS DE CODIFICAÇÃO
100	50	30	16,5	8,4
75	46	23	11	5,5
50	39	16	7,2	3,4
25	28	10	4,3	2,0

A relação sinal-ruído é maximizada quando o amoldamento do sinal no receptor é a raiz quadrada do amoldamento desejado no sistema (Davey, 1972). Caso este amoldamento tenha a forma de $\cos^2\alpha$, então o filtro do receptor deve ter um corte cossenoidal. Com um corte cos

senoidal no espectro do sinal transmitido e outro no espectro do sinal recebido, a relação sinal-ruído na saída do filtro do receptor é independente do excesso de faixa utilizado (Bennet e Daves, 1965).

CAPÍTULO III

MODULADOR DE FASE

Na modulação deve-se ter o cuidado de limitar a faixa do sinal a ser transmitido, e um circuito codificador ("scrambler") é utilizado para se obter uma melhor distribuição da potência no canal de comunicação. Estes aspectos, assim como o amoldamento do espectro, são analisados neste capítulo.

3.1 - TIPO DE MODULAÇÃO UTILIZADA

Para taxas de transmissão de até 2.400 bits/s a escolha do tipo de modulação tem sido preferencial, devido à experiência adquirida até o momento.

Prefere-se a modulação F.S.K. para sistemas M.D.F. (Multiplex no Domínio da Frequência) de faixa estreita, com baixa taxa de transmissão.

Para 2.400 bits/s, a modulação D.P.S.K. tem sido a padronização internacional utilizada até o momento.

Para a faixa de 4.800 a 9.600 bits/s as opções de escolha têm sido várias, dependendo muito mais dos objetivos específicos do que dos da faixa de baixa velocidade.

As variáveis a serem consideradas para taxas de transmissão são dizem respeito principalmente à largura da faixa útil do canal, assim como à distorção devido à não linearidade das características do canal.

A taxa máxima de transmissão de símbolos é limitada pela largura de faixa disponível, enquanto a quantidade de diferentes estados ou níveis, a serem utilizados com um determinado coeficiente de erro, depende da distorção não linear e da oscilação da fase ("phase jitter").

A normalização para taxas elevadas de transmissão na faixa de voz prevê as velocidades de: 4.800, 7.200 e 9.600 bits/s.

A tabela III.1 mostra os diferentes tipos de modulações possíveis, considerando-se uma largura de faixa limitada (faixa de Nyquist) de 1.600 ou 2.400 Hz (Davey, 1972).

O tipo de modulação considerada foi escolhida a partir de dados colhidos da Figura II.1 (comparação de vários métodos de modulação), onde o melhor desempenho para uma taxa de transmissão de 4.800 bits/s é o da modulação do tipo P.S.K. coerente, pois é possível reduzir em 3dB a relação sinal-ruído em relação à modulação D.P.S.K. e, em 8dB, em relação à modulação do tipo V.S.B-SC ou QAM.

A localização dos símbolos para as oito fases é padronizado pela norma da C.C.I.T.T./V-27 (Figura III.1).

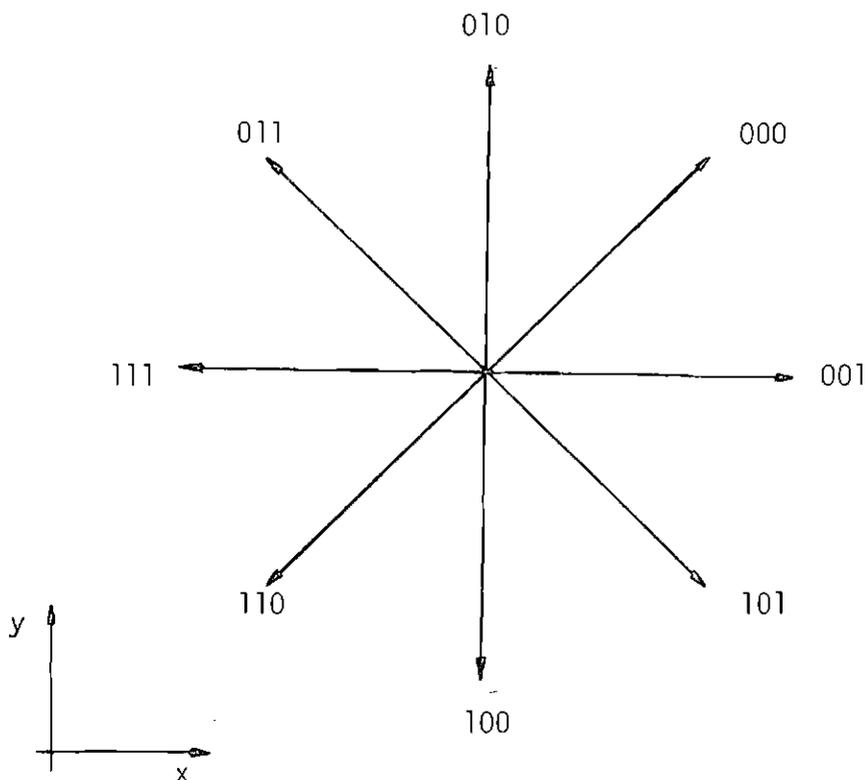


Fig. III.1 - Localização dos oito símbolos para 4.800 bits/s.

TABELA III.1

TIPOS DE MODULAÇÃO E FAIXA REQUERIDA PARA 4.800, 7.200 E 9.600 BITS/S.

TIPOS DE MODULAÇÃO	BITS/CICLO	FAIXA REQUERIDA POR NIQUIST - HERTZ -		
		4.800b/s	7.200b/s	9.600b/s
2 n̄veis VSB ou QAM	2	2.400		
4 fases PSK	2	2.400		
3 n̄veis VSB ou QAM	3	1.600	2.400	
4 fases + 2 n̄veis AM	3	1.600	2.400	
8 fases PSK	3	1.600	2.400	
4 n̄veis VSB ou QAM	4		1.800	2.400
8 fases + 2 n̄veis AM	4		1.800	2.400
6 n̄veis VSB ou QAM	5			1.920
8 n̄veis VSB ou QAM	6			1.600

3.2 - UTILIZAÇÃO DO "SCRAMBLER" E "DESCRAMBLER"

O "scrambler" é muitas vezes utilizado para garantir uma maior privacidade na transmissão de uma mensagem ou, mais frequentemente, para melhorar estatisticamente o pico de potência numa transmissão multinível ou multifase (Croiser e Pirret, 1970).

Fundamentalmente, o "scrambler" é utilizado para tornar aleatória uma sequência determinística de dados. Tornar o período da sequência de saída do "scrambler" (D_s) aleatória equivale a aumentar o período da sequência de entrada no "scrambler" (D_i).

Portanto, o equivalente em termos do espectro, da sequência após o "scrambler", é possuir uma distribuição mais uniforme ao longo da faixa útil de frequências.

O "scrambler" é sintetizado por um circuito sequencial, e as relações de entrada e saída são determinadas por uma transformação linear. Neste caso, o polinômio utilizado para a implementação do "scrambler" é o normalizado pela C.C.I.T.T., na recomendação V-27 ter.

O "descrambler" tem a finalidade de decodificar a sequência de dados codificada na transmissão (D_s), recuperando, portanto, a sequência original de dados da entrada.

A mensagem, na transmissão, é dividida por um polinômio da forma $P(x) = 1 + x^{-6} + x^{-7}$. Os coeficientes do quociente desta divisão colocam a sequência numa ordem descendente, para que ela possa ser transmitida.

Uma sequência de bits da forma

$$S(x) = \sum_{i=0}^{32} (a_i \cdot x^i) \quad \text{para } a_i = 1 \text{ ou } 0 \text{ e}$$
$$a_i = a_{i+9} \text{ ou } a_{i+12}$$

é sempre pesquisada num comprimento de 45 bits; caso esta ocorra, o bit imediatamente após esta sequência é invertido, antes da transmissão.

O diagrama de blocos, simplificado na Figura III.2, mostra como se realiza a divisão da mensagem pelo polinômio $P(x) = 1 + x^{-6} + x^{-7}$.

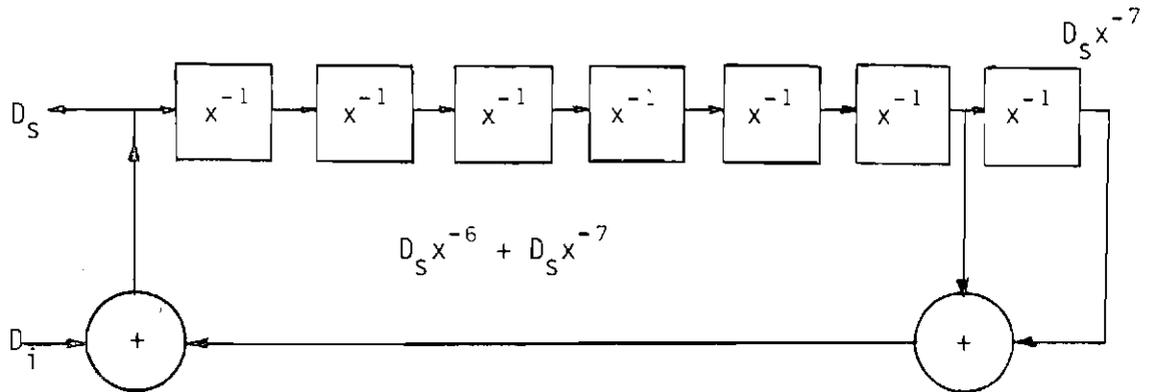


Fig. III.2 - Divisão da mensagem pelo polinômio $P(x)$.

O diagrama de blocos, simplificado na Figura III.3, mostra como se realiza a multiplicação da mensagem recebida, após ter passado pelo "scrambler".

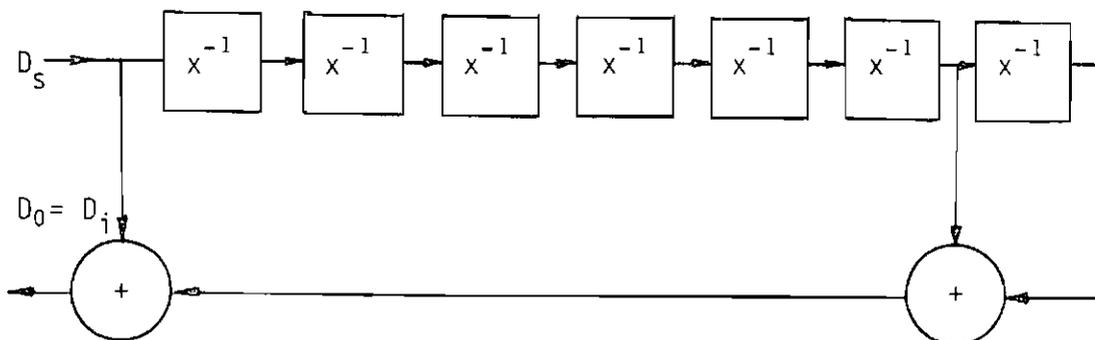


Fig. III.3 - Multiplicação de D_s por $P(x)$.

As relações de entrada e saída são:

$$D_S = D_i + D_S x^{-6} + D_S x^{-7}$$

$$D_0 = D_i = D_S (1 + x^{-6} + x^{-7})$$

onde:

D_S = sequência de saída do "scrambler".

$D_i = D_0$ = sequência original de entrada do "scrambler", ou saída do "descrambler".

Na recepção, o "descrambler" também pesquisa a sequência $S(x)$ no intervalo de 45 bits, da mesma forma que na transmissão.

O polinômio representado pela sequência resultante é então multiplicado pelo polinômio $P(x) = 1 + x^{-6} + x^{-7}$, de forma a recuperar a mensagem transmitida. Com a utilização deste processo, o comprimento da sequência de saída passa a ser repetitiva, caso tenha havido mais de 127 bits iguais na sequência de entrada.

A igualdade $a_i = a_{i+9}$ na sequência $S(x)$ evita a repetição de padrões de 1, 3, 9 bits numa sequência com mais de 42 bits, ao passo que a igualdade $a_i = a_{i+12}$ evita a repetição de padrões de 2, 4, 6 e 12 bits numa sequência com mais de 45 bits.

Os diagrama de blocos simplificados do "scrambler" e do "descrambler", assim como do sequenciador que permite recuperar a sequência padrão, são vistas nas Figuras III.4 e III.5.

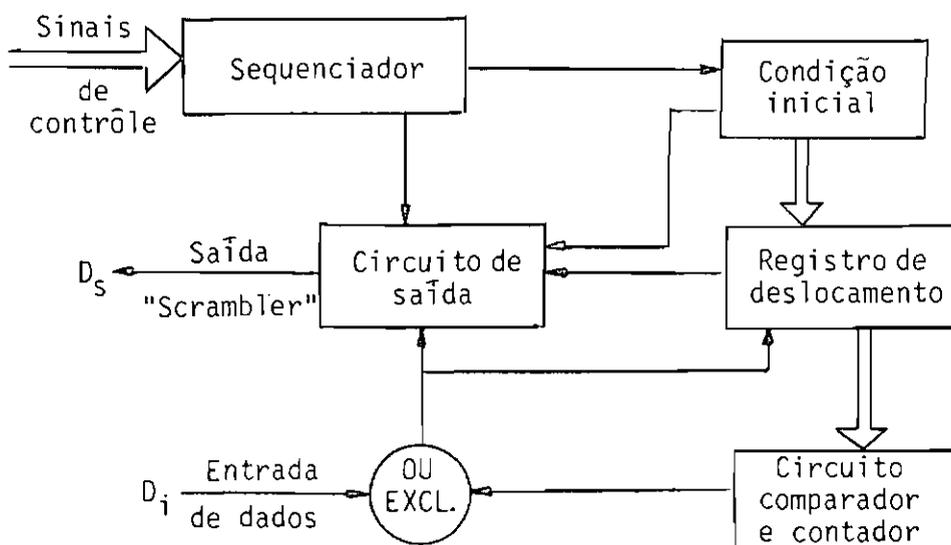


Fig. III.4 - Diagrama de blocos do "scrambler".

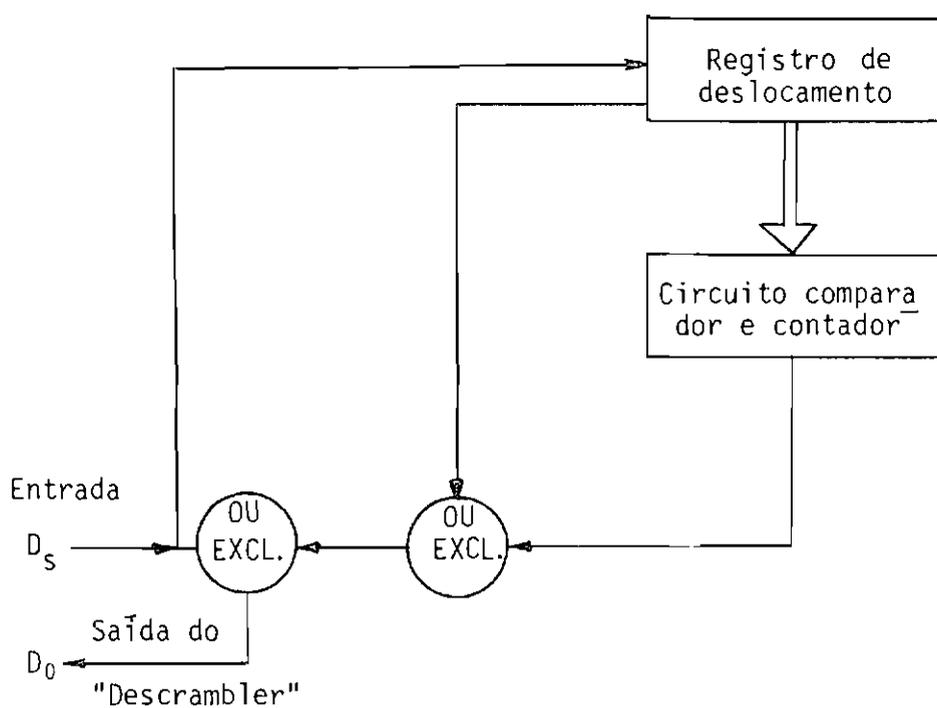


Fig. III.5 - Diagrama de blocos do "descrambler".

3.3 - AMOLDAMENTO DO ESPECTRO DO SINAL TRANSMITIDO

Como foi visto na seção 2.3, é necessário amoldar o sinal a ser transmitido, com a finalidade de reduzir o espectro.

O amoldamento do sinal se realiza no sinal de banda base, antes do estágio de modulação (multiplicação) que este exerce sobre a portadora, com a finalidade de evitar um possível entrelaçamento do espectro. Pela Tabela II.1 e pela norma de C.C.I.T.T./V-27 bis. e ter., utilizou-se um excesso de largura de faixa de 50%, resultando num filtro passa baixa, conforme a Figura III.6.

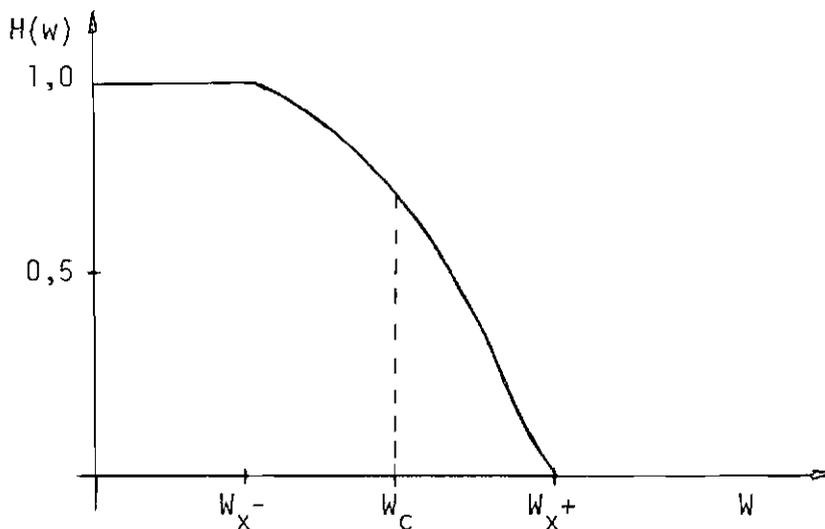


Figura III.6 - Resposta em frequência do F.P.B., com 50% de excesso de largura de faixa.

Conforme o teorema de Nyquist, a frequência de corte do filtro ideal é metade da velocidade de transmissão; portanto, para uma taxa de 1.600 bauds (4.800 bits/s) tem-se uma frequência de corte de $F_c = 800$ Hz.

Definindo-se:

$$\bar{W}_x = 0,5.W_c \quad \text{e} \quad W_x = \text{excesso de largura de faixa,}$$

pode-se, a partir da característica em frequência e fase do filtro desejado, determinar sua resposta impulsiva no tempo.

No entanto, deseja-se manter a resposta do filtro ao pulso, não ao impulso, para que se possa preservar as condições de Nyquist, conservando os cruzamentos de zeros da resposta impulsiva ideal.

A transformada de Fourier de um pulso de largura T é do tipo $\text{sen}x/x$, com cruzamentos em $1/T$; portanto, deve-se multiplicar a resposta em frequência do filtro por $x/\text{sen}x$, para que se possa obter uma resposta ao pulso equivalente à impulsiva (Bennett e Daves, 1965).

A resposta, em frequência, do polinômio de amoldamento do filtro passa faixa da Figura III.6 é:

$$H'(w) = 1/2. \left[1 - \text{sen}\left(\frac{\pi \cdot (w-w_c)}{2 \cdot w_x}\right) \right], \quad w_x^- \leq w \leq w_x^+$$

$$H'(w) = 0 \quad w > w_x^+ \quad \text{e} \quad H'(w) = 1 \quad 0 \leq w < w_x^-$$

O fator que multiplica $H'(w)$, resultante da resposta em frequência de um pulso de largura T , é:

$$(P(w))' = \left(\frac{\text{sen } x}{x}\right)^{-1} = \left(\frac{\text{sen } Tw/2}{Tw/2}\right)^{-1} \quad x = Tw/2$$

Impõe-se então que a resposta em frequência do filtro passa baixa seja:

$$H(w) = H'(w) \times (P(w))', \quad \text{o que resulta;}$$

$$H(\omega) = 1/2 \left[1 - \frac{\sin(\frac{\pi \cdot (\omega - \omega_c)}{2\omega_x})}{2\omega_x} \right] \cdot \frac{T\omega/2}{\sin T\omega/2}, \quad \omega_x^- \leq \omega \leq \omega_x^+$$

$$H(\omega) = 0 \quad \omega > \omega_x^+ \quad \text{e} \quad H(\omega) = \frac{1 \cdot T\omega/2}{\sin T\omega/2}, \quad 0 \leq \omega < \omega_x^-$$

$$H(\omega) = 1 \quad \omega = 0$$

Agora definem-se:

$$\omega_c = 2\pi \cdot F_c \quad F_c = \text{frequência de corte do filtro passa baixa;}$$

$$T = 1/F_r \quad F_r = \text{frequência de transmissão dos símbolos;}$$

$$\omega_x = 0.5 \omega_c \quad \omega_x = \text{excesso de largura de faixa.}$$

Então, no caso em que:

$$F_c = 800 \text{ Hz}, \quad F_r = 1.600 \text{ Hz} \quad \text{e} \quad \omega_c = 2\pi \cdot 800 \text{ rad/seg, tem-se:}$$

$$H(\omega) = 1/2 \cdot \left[1 - \left(\frac{\sin \pi (\omega - 1.600\pi)}{1.600} \right) \right] \cdot \frac{\omega/3.200}{\frac{\sin \omega}{3.200}}$$

no intervalo $800\pi \leq \omega \leq 2.400\pi$

$$H(\omega) = 0, \quad \omega > 2.400\pi$$

$$H(\omega) = \frac{\omega/3.200}{\frac{\sin \omega}{3.200}}, \quad 0 \leq \omega < 800\pi$$

$$H(\omega) = 1, \quad \omega = 0$$

3.4 - CONSIDERAÇÕES PARA A IMPLEMENTAÇÃO DO FILTRO DIGITAL DE AMOLDAMENTO

A partir da resposta temporal do filtro e da sua função de transferência teórica, analisou-se a sua precisão para serem determinados: o número de bits a serem utilizados, a quantidade de amostras por ciclo, e os tipos de janelas, de tal forma que a função de transferência do filtro de amoldamento possa ser representada digitalmente.

Calculados os coeficientes do filtro teórico, analisada a discretização em diversos níveis, e observada a compatibilização com o "hardware", desprezam-se todos os coeficientes de magnitude abaixo de 1% em relação ao maior coeficiente do filtro, de modo que seja possível realizá-lo com 8 bits. Com os resultados obtidos através do computador, conclui-se que para haver um menor número de coeficientes dentro da precisão adotada, pode-se simulá-lo com seis (6) amostras por símbolo. Para concluir o número de coeficientes necessários, foram realizados testes com vários tipos de janelas, tais como a Retangular, Hamming, Hanning e Blackman.

Adotou-se, como medida relativa para a análise de desempenho, a raiz quadrada da somatória dos erros quadráticos médios, entre a função de transferência teórica e a real, onde:

$$E = \left[\sum_{i=1}^{512} (f(w_{it}) - F(w_{ir}))^2 \right]^{1/2}$$

E = somatória dos erros quadráticos médios de $F(w_{it})$ e $F(w_{ir})$;

$F(w_{it})$ = função de transferência teórica amostrada;

$F(w_{ir})$ = função de transferência real amostrada.

A partir deste erro calcula-se o erro porcentual da função real em relação à função teórica, onde:

$$\mathcal{E} (\%) = \sqrt{\sum_{i=1}^{512} \frac{E^2}{F(w_i t)^2}} \times 100 \%$$

Após a realização de diversos testes, concluiu-se pela utilização de uma janela mista, resultante da janela de Hamming com a Retangular.

Levando-se em conta o tempo de processamento do circuito real que realizará as operações, como também o custo de "hardware", concluiu-se pela utilização de 31 coeficientes, o que resultou num erro quadrático médio de $E = 0,4$ e num erro porcentual de $\mathcal{E} = 4,04\%$. Feitas estas considerações, levou-se em conta o problema de "overflow", que poderá ocorrer devido ao "overshoot". Para tanto analisou-se o "overshoot" do filtro e determinou-se a composição do sinal devido às diversas combinações dos níveis de codificação, levando-se em conta que a raia da fundamental de uma onda quadrada filtrada possui uma amplitude $4/\pi$ vezes maior que a amplitude desta. Como resultado, o efeito é limitado, compensando-se o sinal na entrada do filtro. Para obter um melhor desempenho prático, é preferível limitar o sinal na entrada do filtro ao invés de diminuir os coeficientes, uma vez que no estágio de modulação o sinal de entrada para o filtro de amoldamento é obtido através de um codificador.

Na demodulação, obtém-se o sinal de entrada através de um conversor análogo-digital (A/D), o que possibilita a calibração do sinal evitando o "overflow". Portanto, o codificador digital no modulador e o conversor A/D no demodulador farão a conversão de tal forma que possibilite a obtenção do nível do sinal, em 8 bits, conforme se vê na Tabela III.2.

TABELA III.2

AMPLITUDE DAS COMPONENTES X,Y DO TRIBIT E CONVERSÃO
DECIMAL/BINÁRIA EM COMPLEMENTO DE DOIS

TRIBIT	AMPLITUDE DO TRIBIT		VALOR NUMÉRICO - DIGITAL EM 8 BITS - COMPLEMENTO DE 2	
	X	Y	X	Y
001	$\sqrt{2}$	0	01100100	00000000
000	1	1	01000111	01000111
010	0	$\sqrt{2}$	00000000	01100100
011	-1	1	10111001	01000111
111	$-\sqrt{2}$	0	10011100	00000000
110	-1	-1	10111001	10111001
100	0	$-\sqrt{2}$	00000000	10011100
101	1	-1	01000111	10111001

3.5 - DIAGRAMA DE BLOCO DO MODULADOR DE 4.800 BITS/S

Durante os últimos anos, várias tentativas foram realizadas para executar um projeto flexível que pudesse realizar os vários tipos de moduladores, utilizando-se a técnica digital.

Inicialmente utilizou-se a modulação em "ECHO" (Gerwen et al., 1977), onde o sinal de linha era sintetizado pela geração de sinais sequenciados no tempo. Devido aos diferentes elementos necessários nesta geração de sinais, e à grande complexidade do sistema, tornou-se necessário encontrar relações entre a frequência de repetição e a frequência da portadora, possibilitando uma simplificação no sistema.

Um diagrama de blocos de um modulador, com bastante flexibilidade para as diversas velocidades de transmissão, é apresentado na Figura III.7.

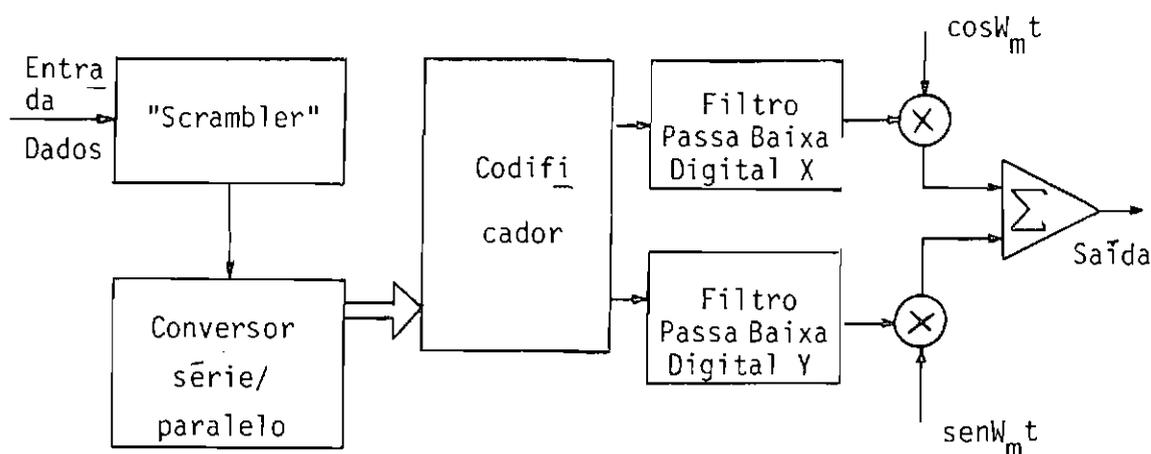


Fig. III.7 - Diagrama de blocos simplificado do modulador digital.

Os dados entram no "scrambler" cuja saída é a entrada do conversor série-paralelo; no codificador realiza-se uma conversão observando-se as regras estabelecidas de acordo com o sistema a ser utilizado (Figura III.1), cuja saída resulta em valores aos pares, definidos como X e Y. As possíveis combinações dos valores de X e Y, assim como seus valores absolutos são apresentados na Figura III.1.

Os dois sinais na saída do codificador formam as entradas de dois filtros digitais não recursivos ("F.I.R.") com característica passa baixa e largura de faixa, que dependem diretamente da frequência de transmissão dos símbolos (F_r).

No estágio seguinte de modulação, os sinais filtrados são modulados digitalmente por multiplicação com uma função senoidal e outra cossenoidal, separadamente. No estágio final, os produtos resultantes $X \cdot \cos w_m n T_a$ e $Y \cdot \sin w_m n T_a$ são somados digitalmente para constituir o sinal $S(n T_a)$, a ser transmitido. Define-se w_m como a frequência central do espectro do sinal transmitido.

Para atenuar os picos de transição das amostragens, o sinal digital passa através de um conversor digital-analógico (D/A) e, em seguida, por um filtro passa baixa, de corte suave.

3.6 - MODELO MATEMÁTICO SIMPLIFICADO DO MODULADOR

O modelo matemático do transmissor digital (Figura III.7) para uma determinada frequência de amostragem, é apresentado na Figura III.8 (Gerwen et al., 1977).

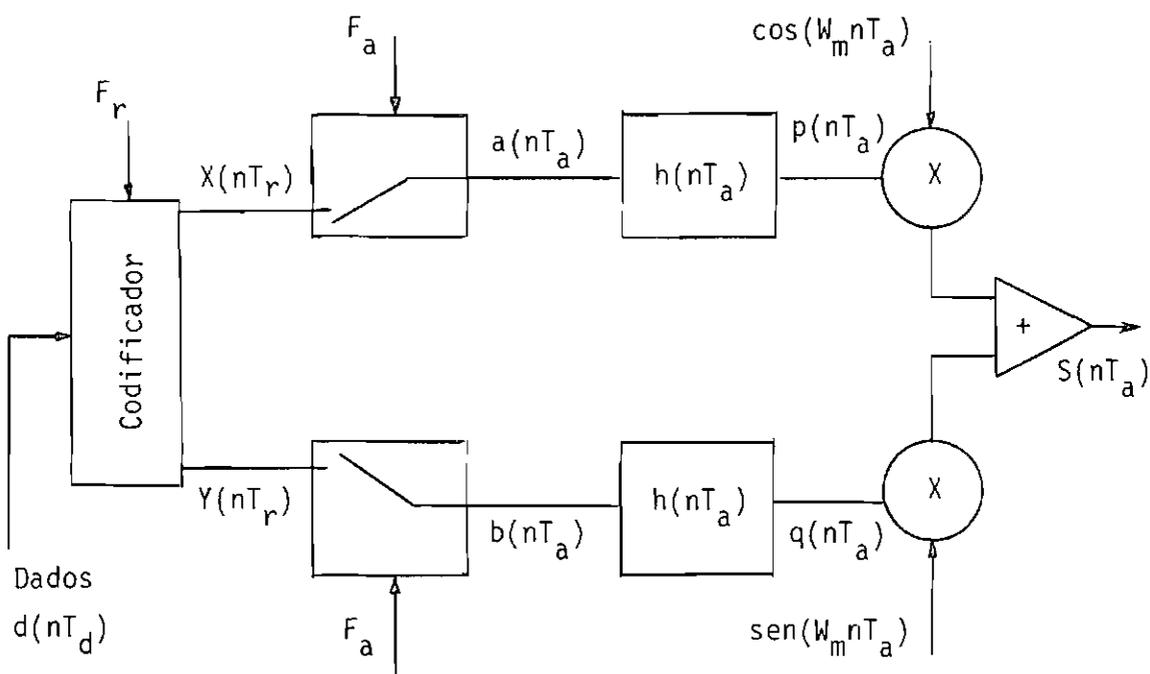


Fig. III.8 - Modelo matemático do transmissor.

Para um modem de velocidade de transmissão de 4.800 bits/s, têm-se:

$F_d = 1/T_d$ F_d = frequência de transmissão de dados (4.800 bits/s);

$F_r = 1/T_r$ F_r = frequência de transmissão dos símbolos (1.600 bauds);

$F_a = 1/T_a$ F_a = frequência de amostragem (9,6 KHz).

Pode-se encontrar, entre as frequências dadas, uma relação que permita uma flexibilidade do modelo proposto.

Neste caso, define-se:

$F_r = F_d/R = F_a/L$, onde $R = F_d/F_r$ é inteiro e indica o número de bits por símbolo a ser transmitido. Portanto, no caso de uma frequência de transmissão de dados $F_d = 4.800$ bits/s e de uma frequência de transmissão dos símbolos $F_r = 1.600$ bauds, resulta em $R = 3$. $L = F_a/F_r$ corresponde à taxa de amostragem do filtro $h(nT_a)$, i.e. número de amostras por símbolo, e também, neste caso é um número inteiro, uma vez que $F_a = 9,6$ KHz e $F_r = 1,6$ KHz. No entanto, podem ocorrer casos onde L é um número racional.

O sinal de entrada $d(nT_a)$ é convertido no codificador em $x(nT_r)$ e $y(nT_r)$. Para uma melhor descrição matemática do transmissor, são introduzidos os sinais $a(nT_a)$ e $b(nT_a)$, dados por:

$$a(nT_a) = \begin{cases} x(nT_r/L) & \text{para } n = 0, \pm L \pm 2L \dots\dots \\ 0 & \text{- caso contrário} \end{cases}$$

$$b(nT_a) = \begin{cases} y(nT_r/L) & \text{para } n = 0, \pm L \pm 2L \dots\dots \\ 0 & \text{- caso contrário} \end{cases}$$

Portanto, o sinal na saída do filtro digital $p(nT_a)$ e $q(nT_a)$ é dado pela convolução, onde;

$$p(nT_a) = a(nT_a) * h(nT_a) = \sum_{i=0}^{N-1} a(aT_a - iT_a) \cdot h(iT_a)$$

$$q(nT_a) = b(nT_a) * h(nT_a) = \sum_{i=0}^{N-1} b(nT_a - iT_a) \cdot h(iT_a)$$

O sinal na saída do transmissor é:

$$S(nT_a) = p(nT_a) \cdot \cos(w_m nT_a) + q(nT_a) \cdot \text{sen}(w_m nT_a)$$

Um interpolador ideal de $S(nT_a)$ teria a seguinte resposta:

$$S(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} x_k \cdot h(t - kT_r) \cdot \cos(w_m t) + \sum_{k=-\infty}^{\infty} y_k \cdot h(t - kT_r) \cdot \text{sen}(w_m t).$$

Na realidade, a interpolação contínua é obtida por meio de um conversor digital-análogo (D/A), seguido de um filtro suavizador do tipo passa baixa.

3.7 - ESTRUTURAÇÃO ADOTADA PARA A SIMULAÇÃO DO MODULADOR

A partir do diagrama de blocos do modulador, e considerando a linha de transmissão como parte deste, procurou-se, dentro de uma forma modular, executar a simulação de bloco por bloco.

Para que a simulação obtivesse resultados coerentes com a implementação física, e pudesse realmente servir de apoio para a análise do funcionamento do modelo, utilizaram-se as mesmas características básicas a serem observadas no "hardware".

Para que a precisão dos cálculos não sofresse variação acentuada, estes foram realizados em ponto fixo, com 8 bits, tal como na implementação física do modem.

A estrutura do programa que simula o modulador é apresentada na Figura III.9.

O filtro passa baixa, utilizado na saída do conversor digital-análogo, é do tipo Bessel de 2ª ordem, com frequência de corte de $F_c = 5,45$ KHz.

O filtro passa faixa, na entrada do demodulador, é do tipo Bessel de 4ª ordem, com as frequências de corte $F_{c1} = 300$ Hz e $F_{c2} = 3000$ Hz.

Optou-se por filtros do tipo Bessel para não introduzir erros devido à não linearidade em fase, já que estes estariam sendo adicionados aos erros já inerentes à linha telefônica.

O filtro que simula a linha telefônica possui uma distorção em fase e uma característica em amplitude bastante semelhante a uma linha telefônica de razoável qualidade.

Algumas variações nos parâmetros deste filtro foram realizadas com o propósito de alterar sua característica em amplitude e fase para validação do filtro proposto.

A colocação destes filtros como integrantes do modulador prende-se a uma maior facilidade na simulação e no uso dos recursos de programação do computador B.6700. A simulação do filtro passa baixa do conversor (D/A), assim como a do filtro passa faixa da entrada do demodulador, foi realizada obtendo-se a função de transferência resultante dos dois filtros.

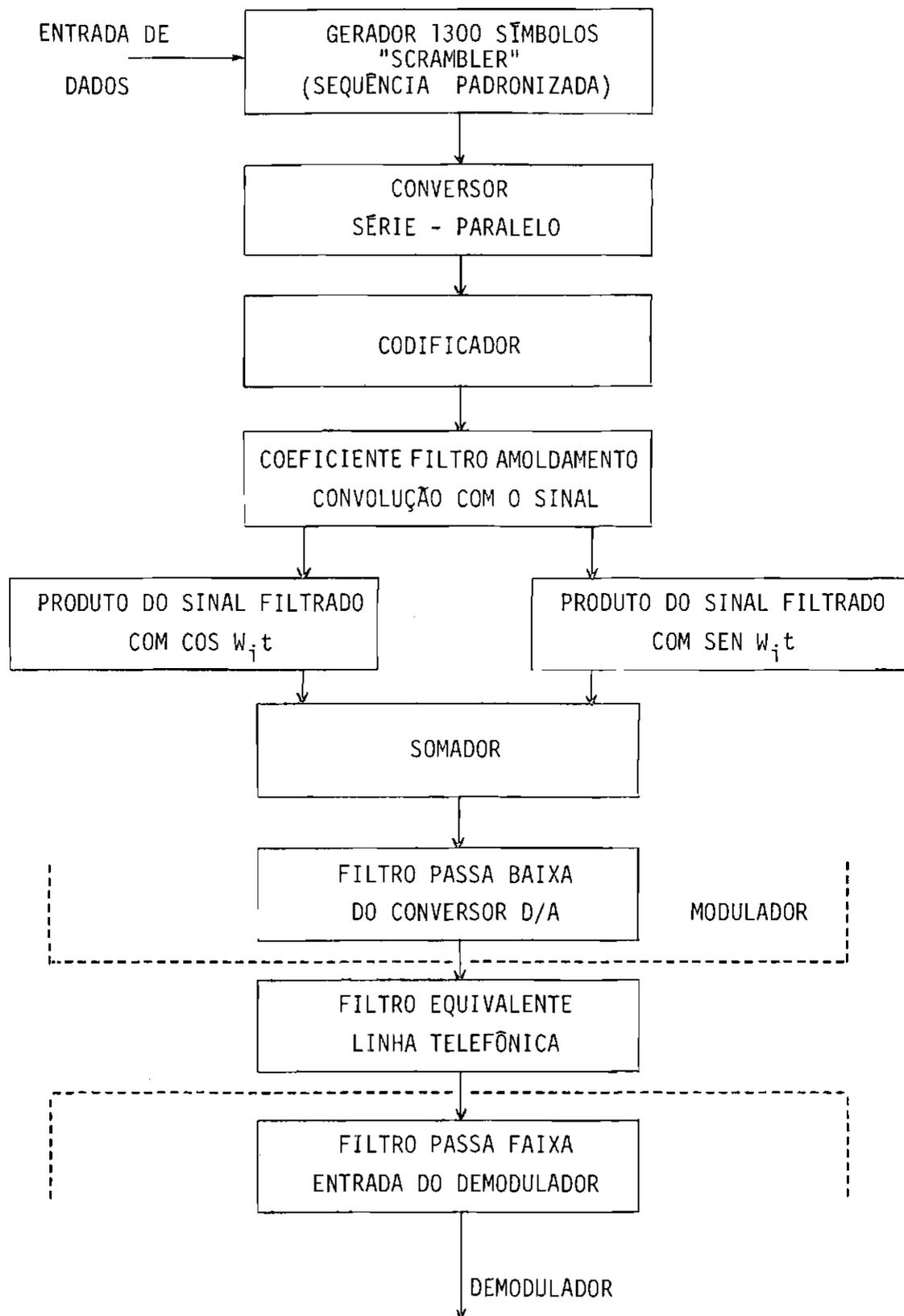


Fig. III.9 - Estrutura de simulação para o modulador.

3.8 - RESULTADOS OBTIDOS NA MODULAÇÃO POR SIMULAÇÃO

Os resultados obtidos na modulação do sinal podem ser considerados bastante satisfatórios. A largura de faixa necessária para transmitir o sinal está dentro das especificações técnicas, e o filtro equivalente reproduziu satisfatoriamente os filtros, tanto o de saída do modulador, como o de entrada do demodulador, além daquele que simula a linha telefônica.

Uma melhor análise qualitativa da simulação do modulador pode ser vista no Apêndice A.

CAPÍTULO IV

O DEMODULADOR

A função principal de um receptor num sistema de transmissão de dados é realizar o processo de demodulação, onde o sinal recebido é convertido em um ou dois sinais de banda base, a partir dos quais os dados binários são detectados através de um circuito de decisão e outro de decodificação. Numa transmissão de alta velocidade, há necessidade de equalizar o sinal recebido, devido às distorções causadas pela via de comunicação.

A equalização pode ser efetuada tanto antes ("pass-band equalization") como após a demodulação ("baseband equalization"); tal equalização pode ser manual, automática ou adaptiva (Gerwen et al., 1977).

Já se observou que, para taxas de transmissão maiores que 1.200 bauds, a demodulação é normalmente realizada utilizando-se uma detecção coerente.

O sinal no receptor passa por um filtro passa faixa, para diminuir possíveis ruídos fora da faixa de operação; em seguida, passa por um C.A.G. (Controle Automático de Ganho), sendo convertido em sinal digital por um conversor análogo-digital; logo após o sinal é multiplicado separadamente por uma função senoidal e outra cossenoidal com frequência de 1.800 Hz. Estes dois sinais passam por uma filtragem e os filtros utilizados nesse estágio de demodulação têm as mesmas características dos de amoldamento do modulador. Na saída desses dois filtros, obtêm-se os sinais, $X(nT_a)$ e $Y(nT_a)$ de banda base, que podem então ser equalizados para compensar as distorções da linha telefônica.

4.1 - ANÁLISE INTRODUTÓRIA DO EQUALIZADOR

Ao transmitir uma taxa de bits/s num canal telefônico, de fronta-se com a distorção apresentada pela linha. Como cada canal de

comunicação no caso, telefônico, tem diferentes características, procura-se otimizar o sinal transmitido amoldando-o de acordo com o que foi visto na seção 3.2.

É importante também compensar a distorção de fase introduzida pela linha, embora esta compensação não possa ser ideal.

Em termos relativos, uma pior relação sinal-ruído é menos significativa do que a interferência entre símbolos no canal, pois esta última aumenta rapidamente com a distorção não-linear introduzida pela linha, quanto maior o seu comprimento (Davey, 1972).

A equalização procura, portanto, compensar a distorção de fase, tentando restituir a linearidade original existente na saída do modulador.

Vários métodos para a obtenção de uma equalização automática têm sido propostos nos últimos anos. Uma forma bem simples de implementar um equalizador automático foi proposta em 1965 por Lucky (Hirsch Donald e Wolf, 1970). Originalmente, a idéia consistia em transmitir uma série de pulsos conhecidos, antes da transmissão de dados, de tal forma que fosse facilitada a equalização na recepção por intermédio de ajustes fixos dos coeficientes do equalizador. No entanto, se as características do canal sofressem alterações durante a transmissão de dados, o equalizador não teria condições de se adaptar, aumentando a probabilidade de erros nos dados recebidos. A solução encontrada para este tipo de problema, melhorando a confiabilidade do sistema, foi obtida com a introdução do conceito da equalização adaptativa. Agora, então, a informação a ser equalizada é derivada diretamente do sinal recebido, independentemente do conhecimento prévio do sinal que deveria ser recebido.

Desta forma, o equalizador se adapta continuamente às diferentes variações que possam acontecer durante uma comunicação, dentro de certos limites.

Basicamente, um equalizador é um filtro transversal com N estágios e com tempo de atraso (T) igual à frequência de transmissão dos símbolos. O sinal para cada estágio passa através de um circuito de ganho variável G , e as saídas de todos os circuitos de ganho variável são somadas de tal forma a se obter o sinal de saída do equalizador.

O sinal equalizado é então realimentado através do circuito de controle, que por sua vez, ajusta automaticamente o circuito de ganho variável, através de um determinado algoritmo, como se observa na Figura IV.1.

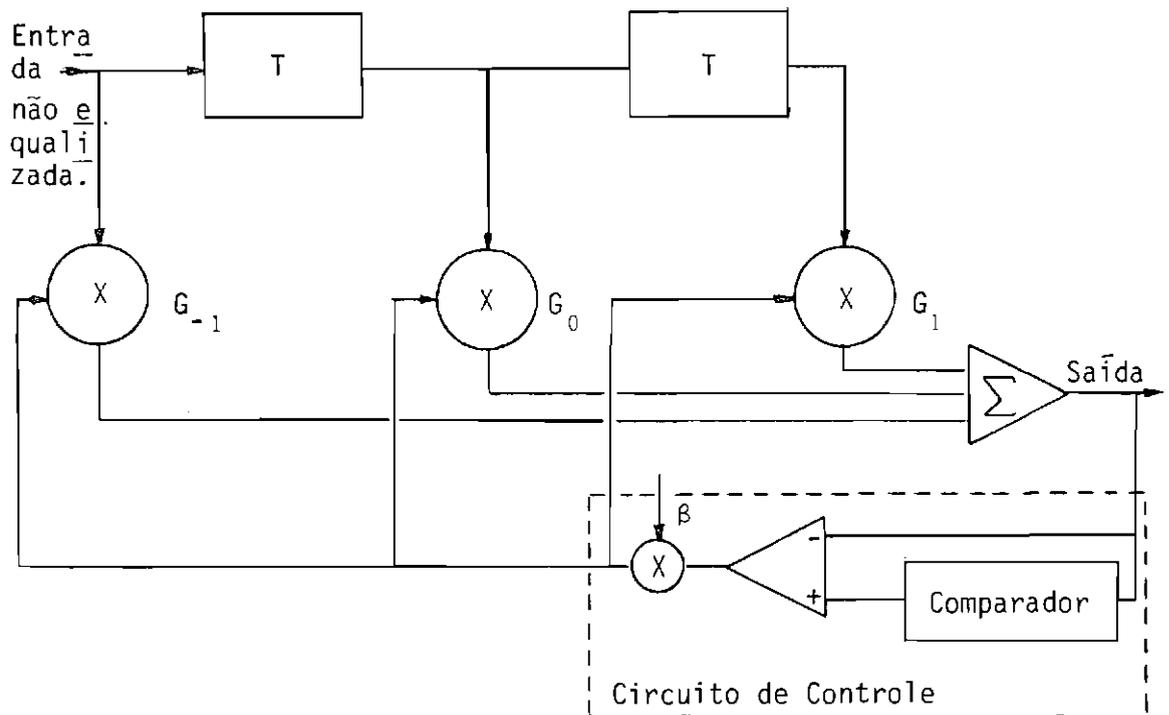


Fig. IV.1 - Diagrama básico de um equalizador adaptativo.

Alguns algoritmos de equalização possíveis de utilização são: 1) o algoritmo forçado em zero (Z.F.); 2) o algoritmo da média quadrática (M.S.); 3) o algoritmo forçado em zero modificado (M.Z.F.); 4) o algoritmo híbrido (HYB). Verificações realizadas em computador, simulando os diversos algoritmos, levaram aos resultados mostrados na Figura IV.2, onde pode-se observar que os algoritmos M.S., HYB e M.Z.F. convergem aproximadamente para o mesmo valor de distorção.

O algoritmo M.S. mostrou-se, no entanto, mais eficiente entre os considerados em termos de velocidade de convergência (Hirsch e Wolf, 1970).

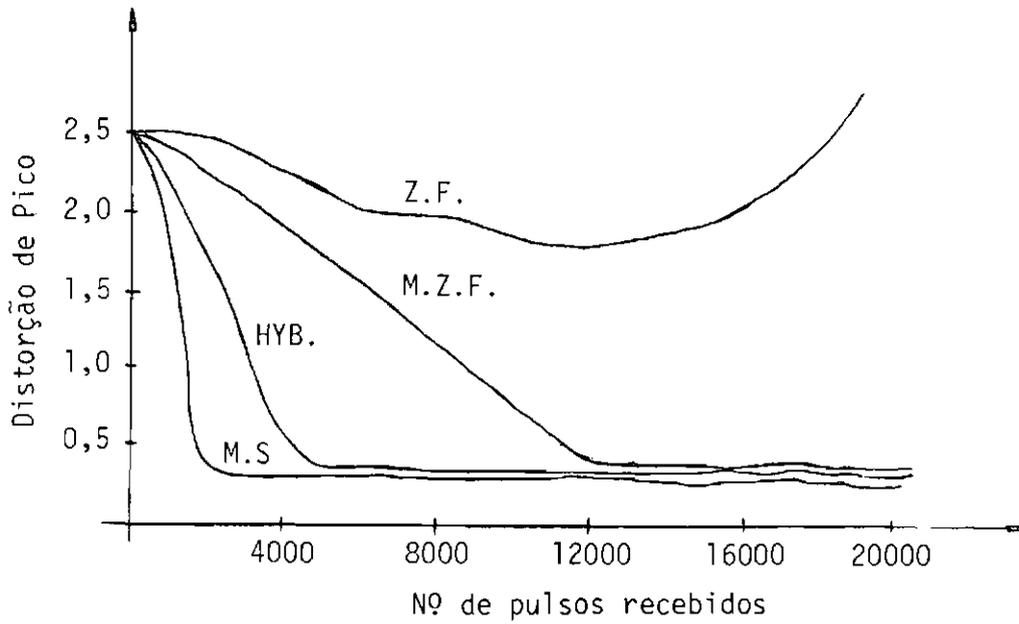


Fig. IV.2 - Comparação da convergência dos algoritmos.

Uma forma de obter uma melhor resposta no tempo da equalização é a utilização do β adaptivo, que pode também implicar uma menor flutuação do erro, na estabilização dos coeficientes do equalizador. A lei de variação do β , ao longo da equalização, é discutível e depende do tipo da técnica utilizada na implementação do equalizador (Mueller e Spaulding, 1975).

Para modems de alta velocidade, o número de coeficientes do filtro de equalização variam entre 10 e 15. O aspecto prático de custo e velocidade estão entre os fatores mais importantes a serem considerados na implementação do equalizador. Idealmente, seria necessário um número infinito de coeficientes para obter, com precisão, a resposta impulsiva do filtro.

Feitas as considerações de ordem prática, e levando-se em conta o tempo e o custo de processamento numérico, considerou-se que derivações de 15 coeficientes são, em geral, suficientes para um modem de 4.800 bits/s. Uma vez reconstituído o sinal de banda base $X(nT_a)$ e $Y(nT_a)$, pode-se equalizá-los individualmente ou combiná-los para formar uma função única; deste modo há possibilidade de efetuar a equalização do canal telefônico com um único equalizador.

A escolha de uma das opções para a equalização prende-se a uma série de detalhes técnicos, relacionados com o custo de uma implementação otimizada do equalizador.

O equalizador a ser utilizado deve ser do tipo adaptivo, utilizando-se um algoritmo que minimiza o erro quadrático médio (M.S) em sua malha de realimentação.

A equalização deverá ser obtida através de uma sequência pseudo-aleatória, conforme a norma V-27 bis. e ter. da C.C.I.T.T.; tal norma possui comprimentos diferentes, caso se equalize o canal pela primeira vez numa comunicação (sequência de 1074 símbolos) ou no início de cada bloco subsequente (sequência de 58 símbolos).

4.2 - CONSIDERAÇÕES PARA A IMPLEMENTAÇÃO DIGITAL DO EQUALIZADOR

Com a utilização de dois equalizadores um para o sinal $X(nT_a)$ e outro para o sinal $Y(nT_a)$ os coeficientes passam a ser os mesmos, uma vez que a linha a ser equalizada introduz a mesma defasagem, tanto em $X(nT_a)$ como em $Y(nT_a)$.

É preferível utilizar dois equalizadores, pois com um só, há necessidade de fazer uma codificação do sinal $X(nT_a)$ e $Y(nT_a)$, na qual necessitar-se-ia de um equalizador com 16 bits ou perder-se-ia a precisão em relação ao sistema adotado. Além disto haveria necessidade de decodificar o sinal após a equalização, uma vez que os algoritmos que corrigem a fase da portadora necessitam das componentes $X(nT_a)$ e $Y(nT_a)$.

A simulação foi realizada utilizando-se 15 (quinze) coeficientes.

Na condição inicial de operação, todas as variáveis associadas aos coeficientes, com exceção daquela associada ao 8º coeficiente, tem valor zero.

O erro que realimenta os coeficientes é detetado pela diferença entre o sinal proveniente do equalizador e o valor de referência de cada símbolo obtido após a decodificação. Para obter uma equalização mais precisa, utilizaram-se dois valores para β . O primeiro tem a função de garantir a convergência e, o segundo, de refinar a equalização através de uma realimentação mais precisa, tornando o sistema mais estável na transmissão de dados.

O critério utilizado para alterar o valor de β tem por base que ao final do trecho da sequência aleatória, antes da recepção dos dados, a linha já está praticamente equalizada; o valor numérico do erro, nestas condições é, portanto, bastante reduzido.

4.3 - RECUPERAÇÃO DA FASE E DA FREQUÊNCIA DA PORTADORA (F_p)

Para que se possa recuperar a fase e a frequência da portadora, são transmitidos 50 símbolos baseados na norma V-27 da C.C.I.T.T.. Os sinais de banda base $X(nT_a)$ e $Y(nT_a)$ são as variáveis que controlam a realimentação do sistema, para ajustar a fase e a frequência do oscilador local com o sinal recebido (Figura IV.3).

Uma vez realizada a equalização do canal, se houver necessidade de um novo ajuste de fase e frequência, usam-se 14 novos símbolos idênticos aos 50 iniciais normalizados. Este sinal padrão transmitido é formado por dois símbolos (tribit 001 e 111), tanto na sequência longa (50 símbolos) como na curta (14 símbolos).

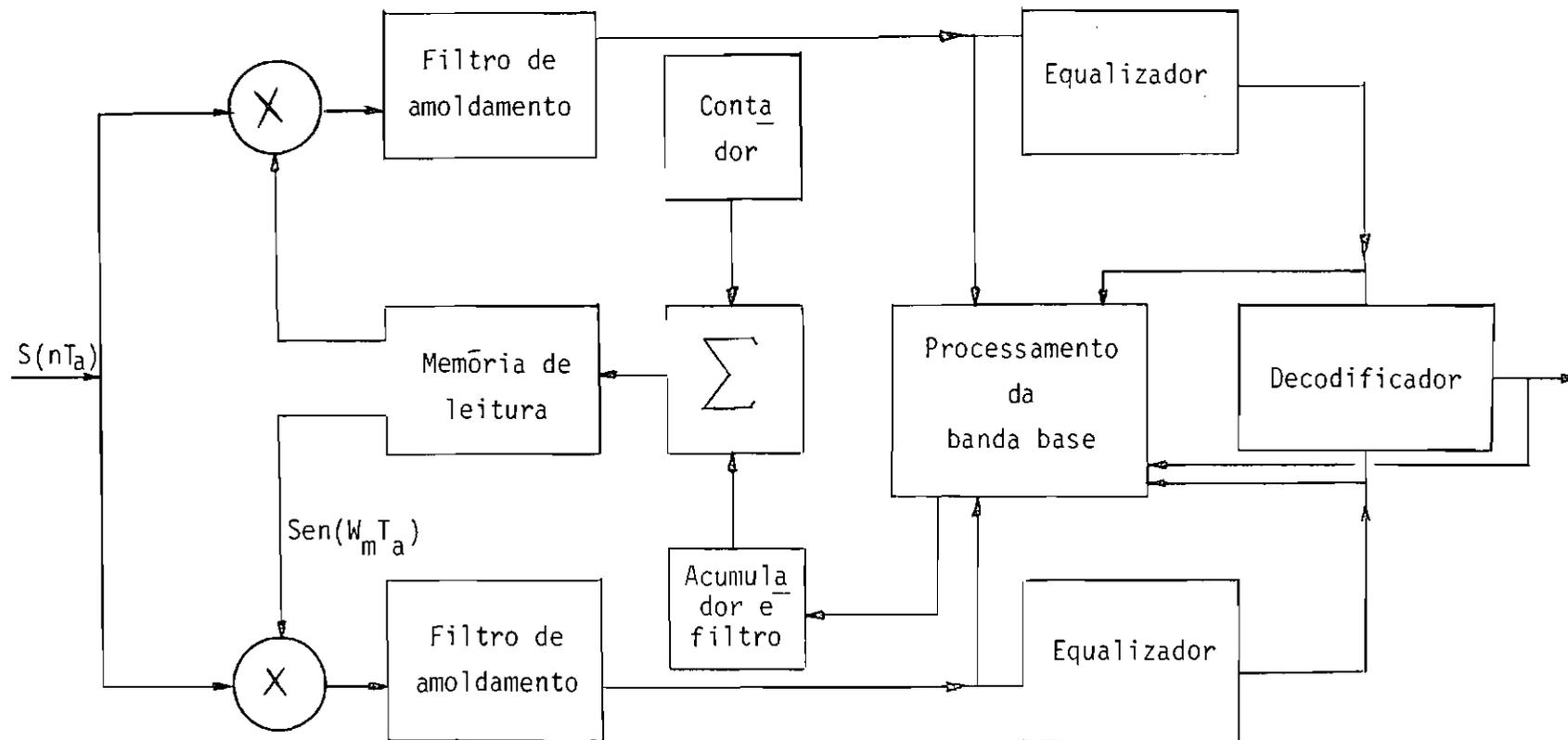


Fig. IV.3 - Diagrama de blocos da recuperação da fase e frequência da portadora (F_p).

O diagrama de blocos simplificados (Figura IV.3) mostra como obter a recuperação da fase e frequência da portadora. A partir da base de tempo dada pelo "Phase Locked Loop", utiliza-se um algoritmo onde se explora a diferença entre as amplitudes do sinal $\bar{X}(nT_a)$ e $\bar{Y}(nT_a)$, multiplicadas pelo sinal (+ ou -) de $X(nT_a)$, sendo que $\bar{X}(nT_a)$ e $\bar{Y}(nT_a)$ são as componentes de $X(nT_a)$ e $Y(nT_a)$ com uma rotação de 45° .

Símbolo a símbolo, esta equação fornece o endereço a uma memória cuja saída é o valor do ângulo dado pelas componentes $X(nT_a)$ e $Y(nT_a)$. Os valores obtidos através desta memória são filtrados e acumulados para obter o endereço da memória que gera os sinais $X_1(nT_a) = A \cdot \cos(W_m nT_a)$ e $Y_1(nT_a) = A \cdot \sin(W_m nT_a)$, que respectivamente multiplicam o sinal amostrado $S(nT_a)$, proveniente do conversor análogo digital. A partir do momento em que o equalizador completa a sua função, a distorção da linha de transmissão é compensada, e os sinais $X(nT_a)$ e $Y(nT_a)$ originais utilizados passam a ser aproximadamente, os da saída de cada equalizador.

Terminada a sequência padrão, com o início da sequência de dados, o algoritmo anterior é alterado e a equação que fornece o endereço para a memória de ângulos altera-se para $T(nT_a) = \text{sinal de } \bar{X}(nT_a) \times \bar{Y}(nT_a) - \text{sinal de } \bar{Y}(nT_a) \times \bar{X}(nT_a)$.

4.4 - RECUPERAÇÃO DA FASE E DA FREQUÊNCIA DA TAXA DE TRANSMISSÃO DOS SÍMBOLOS (F_r)

A recuperação da frequência e da fase de F_r é importante, pois prende-se à necessidade de amostrar o sinal da banda base no meio do símbolo, como foi visto na seção 2.3.

A partir da mesma sequência que possibilita a recuperação da fase e da frequência da portadora, pode-se também recuperar a frequência e fase de F_r , bem como a frequência de transmissão de dados F_d . O sinal $S(nT_a)$ é retificado e, ao passar num filtro passa faixa de pequena largura, fornece um sinal rico em espectro, na frequência F_r . Es

te sinal, por sua vez, alimenta a entrada de um "Phase Locked Loop" (P.L.L.), Figura IV.4. Portanto, o P.L.L. irá fornecer uma frequência e fase para F_r e F_d , que são utilizadas como sincronismo pelo demodulador.

O diagrama de blocos da Figura IV.4 mostra como recuperar F_r e F_d ; como foi visto na seção 4.1, $F_r = F_d/R$ para $R = 3$.

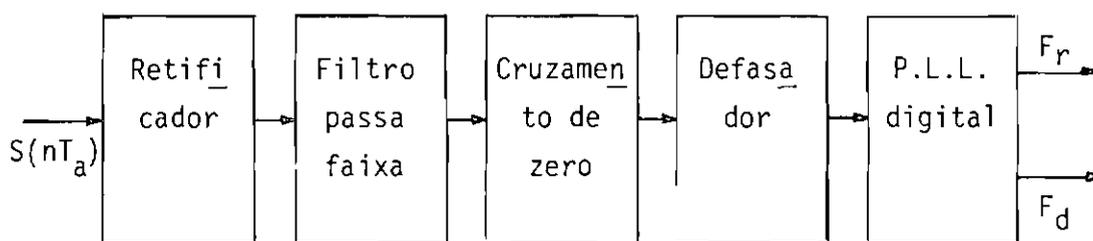


Fig. IV.4 - Diagrama de blocos da recuperação da fase e da frequência de F_r e F_d .

Para uma melhor recuperação do cruzamento com o valor zero do sinal amostrado, e uma melhor precisão na determinação do período da frequência da taxa de transmissão dos símbolos, adota-se uma frequência de amostragem duas vezes maior ($F_a = 19.200$ Hz) que a utilizada no demodulador propriamente dito. O algoritmo que analisa o cruzamento com zero utiliza basicamente uma interpolação linear entre as amostras a_n de amplitude positiva e a a_{n-1} de amplitude negativa.

O circuito defasador é utilizado para anular a diferença de atrasos existentes entre a fase do sinal de banda base e a de frequência F_r .

A realização do circuito "Phase Locked Loop" é da forma digital e utiliza um oscilador local a cristal.

Utilizam-se divisores para a obtenção das diversas frequências de referência necessárias para a sincronização do processamento do demodulador.

4.5 - DIAGRAMA DE BLOCOS DO DEMODULADOR DE 4.800 BITS/S

Complementando a análise do demodulador para obter o sinal demodulado, resta ainda observar o decodificador do sinal equalizado, assim como a conversão final, para que os dados possam ser transferidos para o terminal de saída. Para decodificar o sinal vindo do equalizador, faz-se uma rotação dos símbolos recebidos de $22,5^{\circ}$.

Com esta rotação, os símbolos a serem decodificados passam a ter uma propriedade tal que, ao se analisarem: o bit mais significativo (se é o 0 ou 1); o bit do meio (se é o 0 ou 1); e a amplitude do módulo da componente $X(nT_a)$ (se é maior, igual ou menor a componente $Y(nT_a)$) torna-se então, possível decodificar o tribit correspondente a cada símbolo. É a partir da decodificação que se calcula o erro entre as componentes $X(nT_a)$ e $Y(nT_a)$ do equalizador, com os valores absolutos de cada símbolo, para que se possa atualizar os coeficientes do equalizador. Uma vez obtida a decodificação ou seja o tribit correto este passa por um conversor paralelo-série cuja saída é a entrada do "descrambler".

A sequência padronizada sincroniza o "descrambler"; a partir deste sincronismo, os bits, na sua saída, são os mesmos que entram no "scrambler" no modulador.

O diagrama de blocos simplificado da demodulação, assim como o da parte encarregada da frequência e fase da portadora e da frequência e fase da frequência de transmissão dos símbolos, é apresentado na Figura IV.5 (Gitlin e Hayes, 1975).

4.6 - ESTRUTURAÇÃO ADOTADA PARA A SIMULAÇÃO DO DEMODULADOR

Da mesma forma que no modulador, a simulação do demodulador foi realizada respeitando-se os limites que serão impostos ao implementá-lo. Algoritmos simplificados, tal como serão utilizados, foram adotados na simulação e o número de dígitos foi levado em consideração,

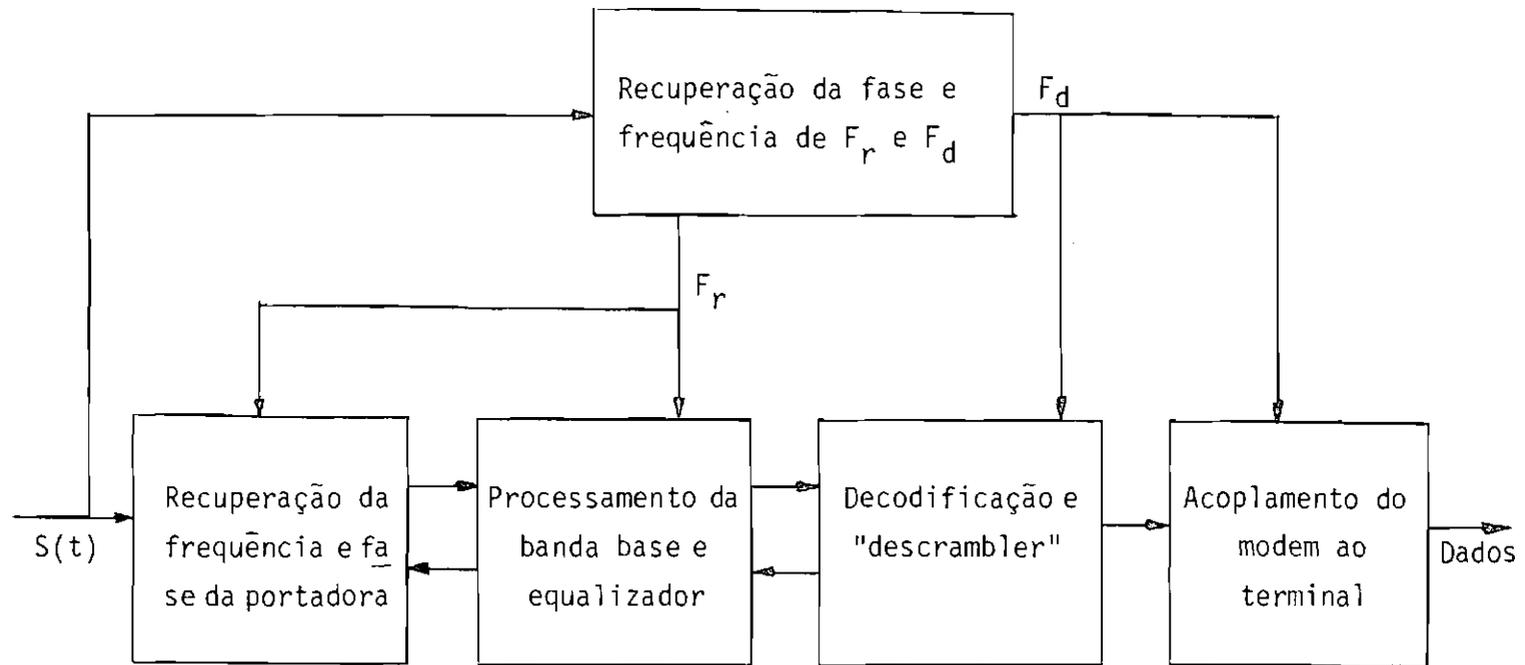


Fig. IV.5 - Diagrama de blocos simplificado do demodulador e da recuperação de F_r e F_d .

para maior fidelidade do resultado obtido em relação ao que se espera de sua implementação física. A estrutura do programa que simula o demodulador é apresentada na Figura IV.6.

A geração da função seno e cosseno será realizada por 256 posições de memória que, dependendo do tempo de processamento total necessário, poderá ser uma única memória, realizando as duas funções, em vez, de uma memória para cada função. Os coeficientes do filtro de amoldamento são os mesmos do modulador, e o algoritmo de processamento também será o mesmo.

4.7 - CONSIDERAÇÕES SOBRE A IMPLEMENTAÇÃO DO MODEM DE 4.800 BITS/S

A implementação do modulador e a do demodulador deverão ser realizadas por meio da técnica de processamento digital, com recursos de microprogramação.

A tendência atual, devido ao menor custo dos circuitos I.L.S. (Integração em Larga Escala), é a de realizar modems de alta confiabilidade e relativamente flexíveis em relação aos de processamento analógico. A aplicação de processadores microprogramados em transmissão de dados oferecem várias vantagens. A primeira é a estruturação do projeto através de um "firmware" estruturado, que permite uma excelente flexibilidade de alteração do sistema; através de simples modificações no "firmware", funções importantes de um sistema de transmissão-recepção de dados, tais como: modulação, filtros de amoldamento do espectro, equalização e demodulação podem ser reprogramadas. A segunda vantagem é a possibilidade de produzir o sistema a um menor custo que os especialmente construídos com objetivos específicos, a partir de componentes especiais.

A estrutura de processamento a ser utilizada nesse modem é do tipo "Bit-Slice", o que permite obter maior flexibilidade, com boa velocidade de processamento.

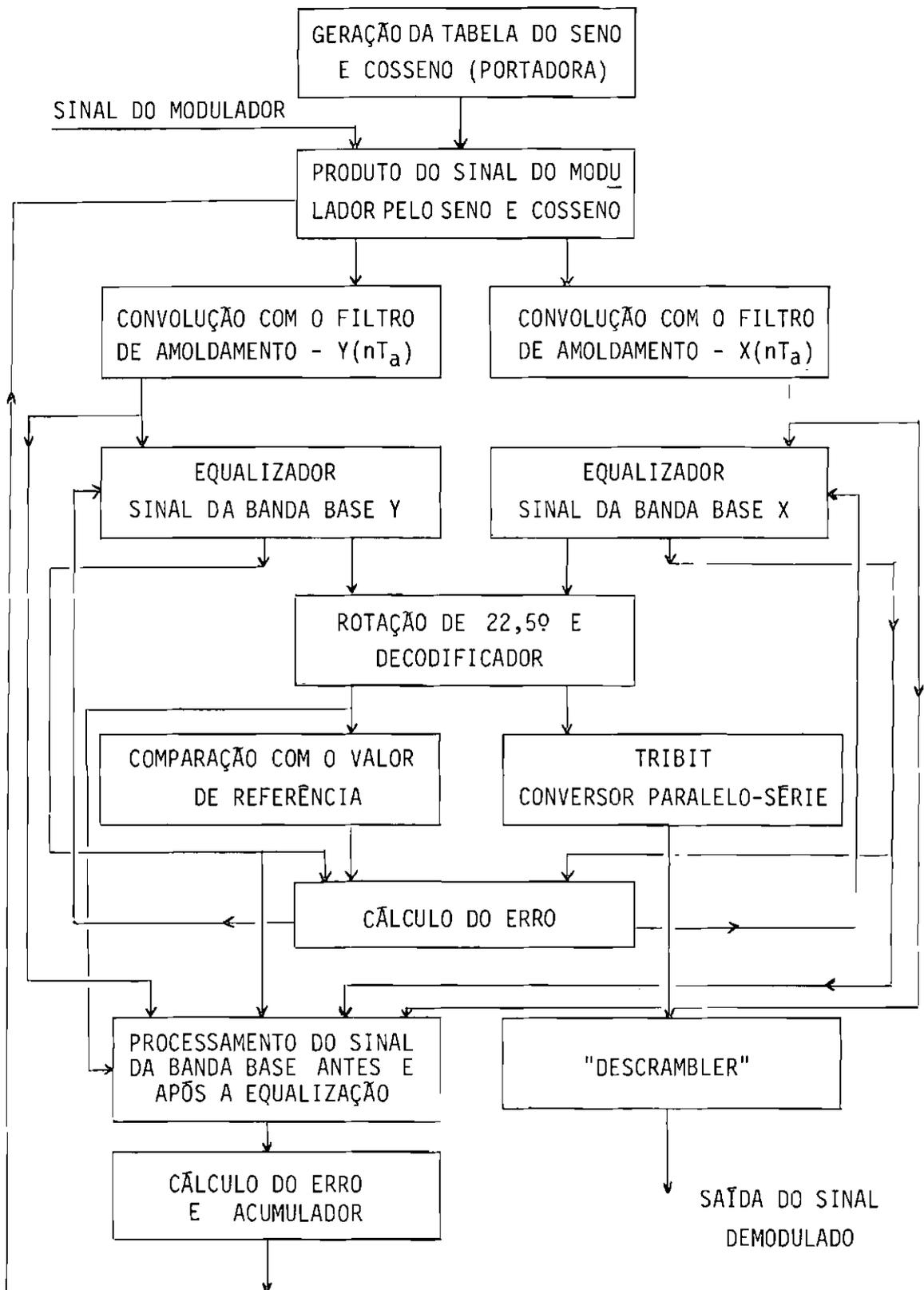


Fig. IV.6 - Estruturação da simulação do demodulador.

Além da memória de controle, da Unidade Lógica e Aritmética, (U.L.A.), do sequenciador e da memória principal deverá ser utilizado um multiplicador dedicado para um melhor desempenho aritmético do sistema.

CAPÍTULO V

ANÁLISE DOS RESULTADOS

Dos vários testes no computador, apresentam-se alguns dos resultados obtidos, utilizando-se como linha de transmissão filtros passa faixa que possuem características semelhantes às de uma linha telefônica.

5.1 - TIPOS DE LINHAS TELEFÔNICAS UTILIZADAS PARA A SIMULAÇÃO

Mostram-se a seguir três experiências realizadas, sendo uma com o filtro de linha de transmissão ideal e as outras duas com características diferentes e bastante próximas das características das linhas C1 e C2 (CTB-1976). Nas Figuras V.1 e V.2 apresentam-se curvas Ganho x Frequência dos filtros utilizados.

5.2 - COMPARAÇÃO ENTRE O SINAL ANTES DO EQUALIZADOR E O SINAL EQUALIZADO

No caso da não utilização de um filtro, ou seja, considerando-se a saída do modulador ligada à entrada do demodulador, não há defasagem do sinal gerado; portanto o sinal antes da equalização e após a equalização tem grande semelhança entre si (Figura V.3). Não se obtiveram símbolos sem espalhamento em relação ao ideal, devido aos erros acumulados pela utilização de precisão de 8 bits no modelo simulado, em questão. A seguir é mostrado o sinal de banda base antes da equalização (Figura V.4) e após a equalização (Figura V.5), ao utilizar uma linha de boa qualidade, com características semelhantes às da linha do tipo C2.

No exemplo seguinte é apresentado o sinal de banda base antes da equalização (Figura V.6) e após a equalização (Figura V.7) ao se utilizar uma linha de razoável qualidade com características semelhantes às da linha do tipo C1.

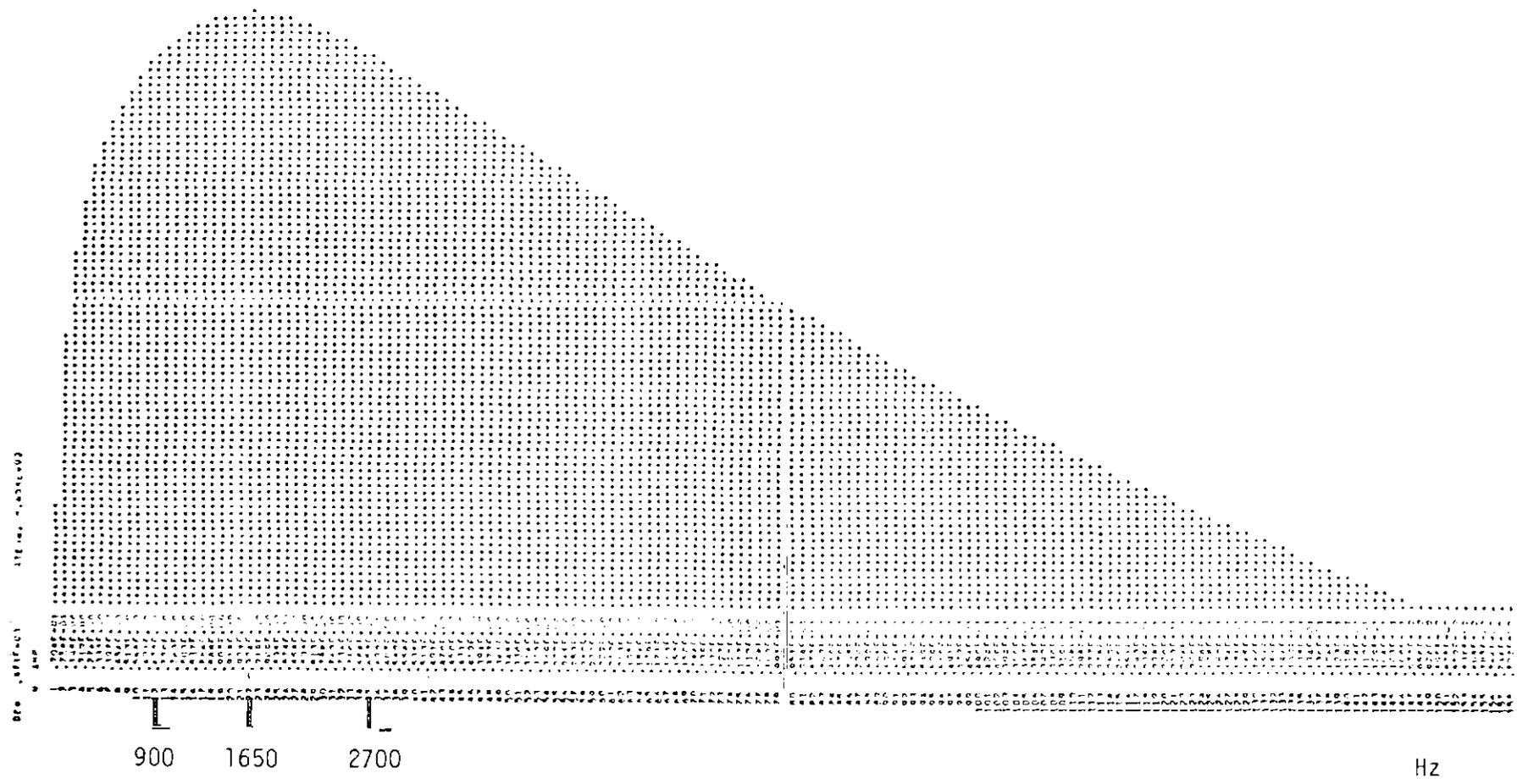


Fig. V.1 - Curva de resposta Ganho x Frequência de uma linha tipo C2.

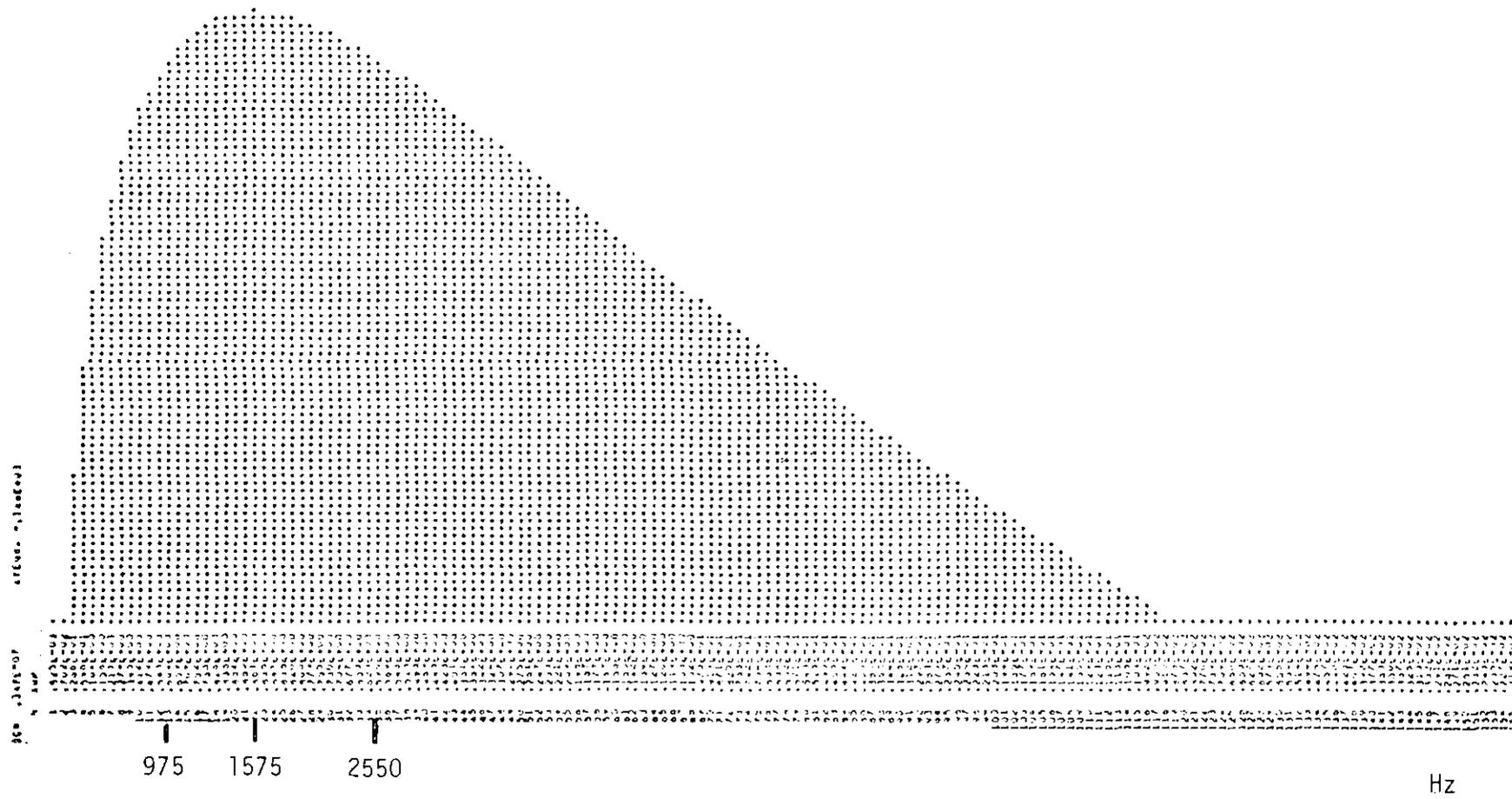


Fig. V.2 - Curva de resposta Ganho x Frequência de uma linha do tipo C1.

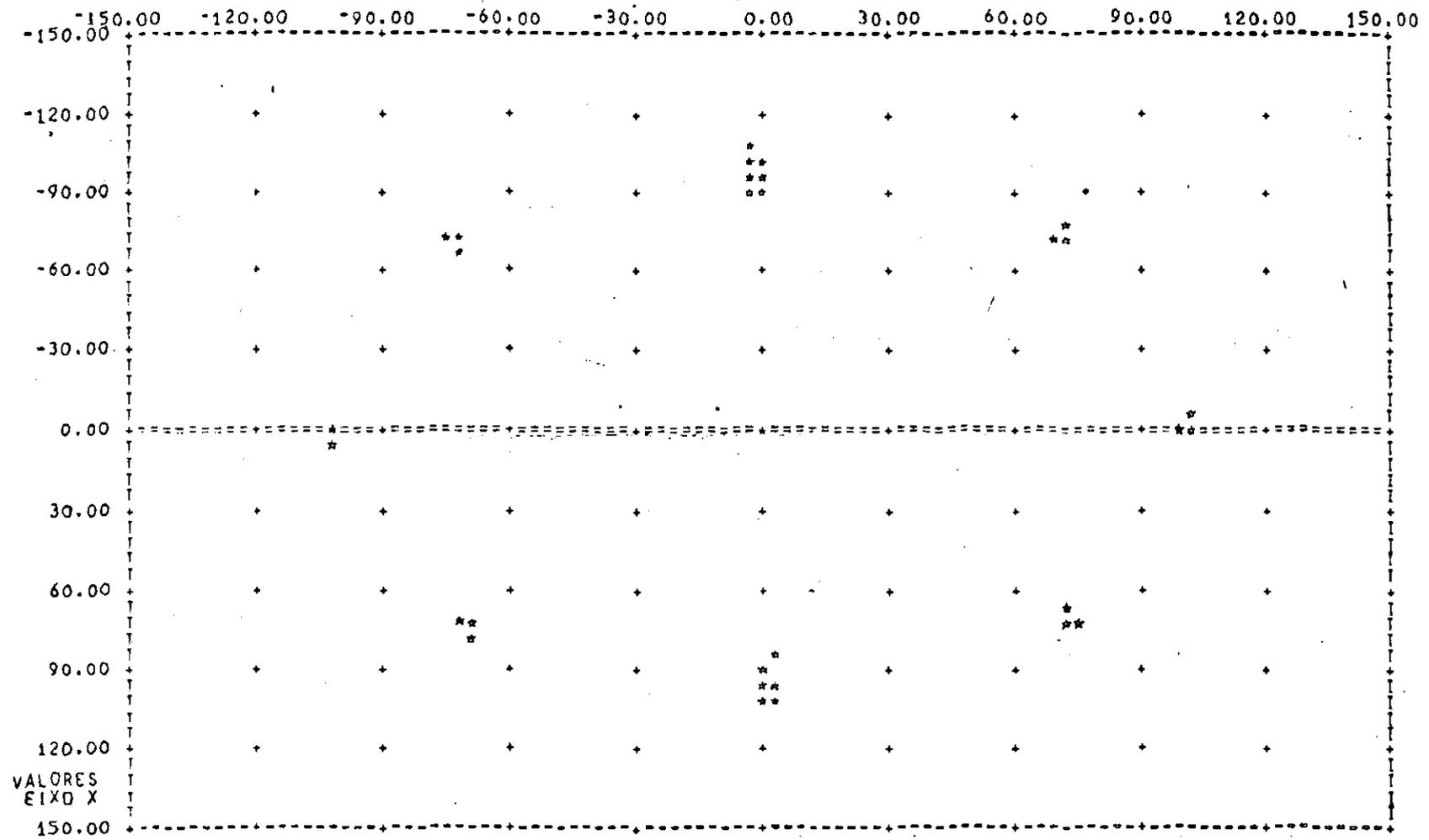


Fig. V.3 - Sinal da banda base após a equalização com linha de transmissão ideal.

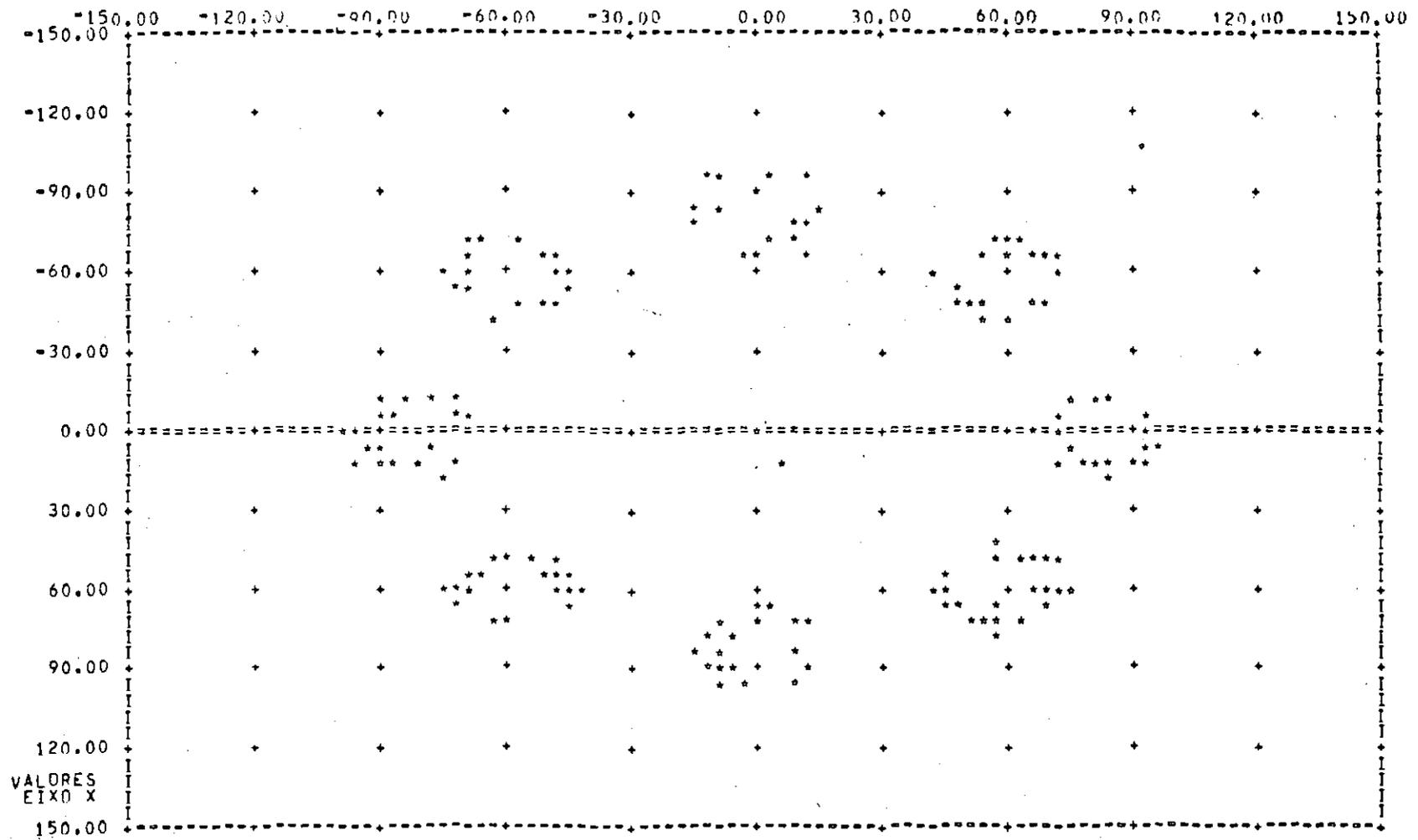


Fig. V.4 - Sinal da banda base antes da equalização, utilizando L.T. do tipo C2.

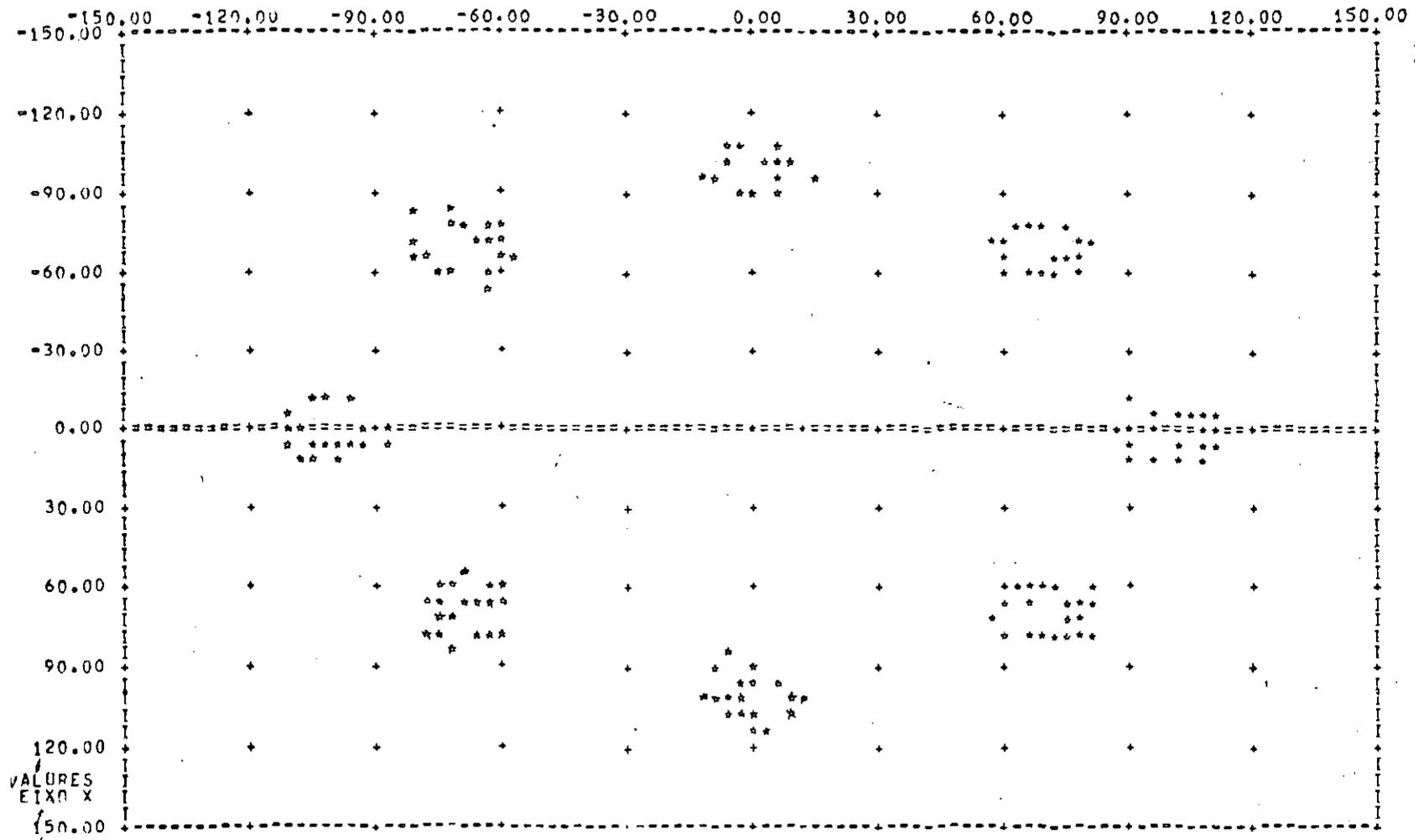


Fig. V.5 - Sinal da banda base após a equalização, utilizando L.T. do tipo C2.

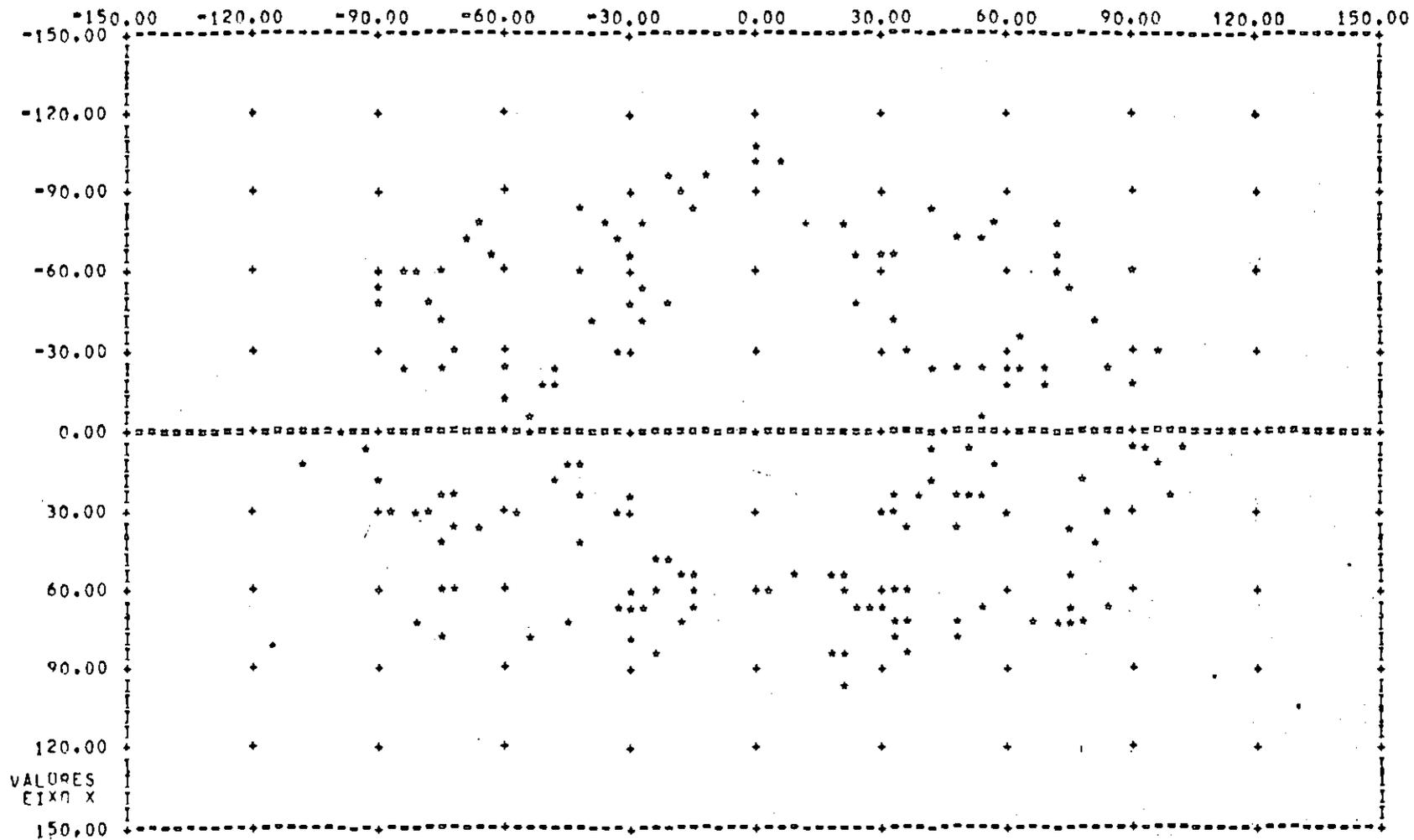


Fig. V.6 - Sinal da banda base antes da equalização, utilizando L.T. do tipo Cl.

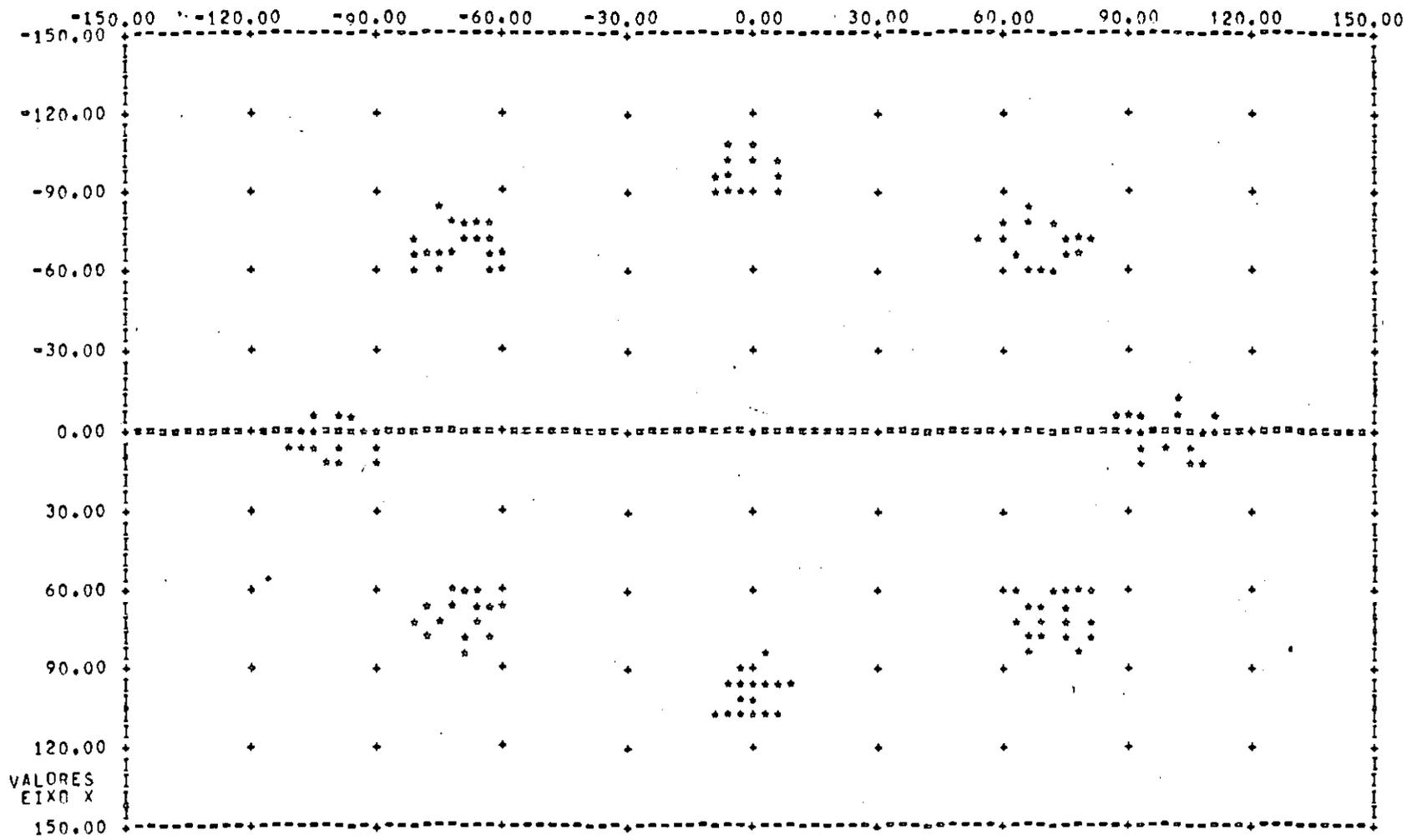


Fig. V.7 - Sinal da banda base após a equalização, utilizando L.T. do tipo C1.

O espalhamento ao redor da posição teórica do símbolo de ve-se ao processamento do sinal em ponto fixo.

Além deste fator, cumpre notar que o número de bits uti lizados na sequência de dados é muito reduzido, em relação ao utiliza do na transmissão de um bloco.

Portanto, espera-se que um maior número de bits de dados possibilite a obtenção de uma melhor equalização do sinal.

5.3 - CONCLUSÕES FINAIS

Realizados os diversos testes para a validação do modelo proposto para a construção de um modem de 4.800 bits/s, utilizando téc nica digital, com uma estrutura de processamento do tipo "Bit-Slice", pode-se concluir que os resultados obtidos foram bastante satisfatō rios.

Naturalmente, alguns algoritmos poderão sofrer pequenas alterações, para que se possa melhorar o seu rendimento, diminuindo, as sim, o tempo de processamento. Caso haja, por algum motivo, necessida de de obter uma maior precisão nos cálculos a serem efetuados, pode-se facilmente aumentar o número de bits por palavra. Testes de campo do protótipo deverão ser realizados, com o objetivo de testar o equipamento com linhas reais; portanto, eventuais ajustes poderão se fazer neces sários.

No Apêndice A podem ser observados mais alguns gráficos que, no desenvolvimento da simulação, fornecem um número maior de infor mações sobre os resultados parciais.

AGRADECIMENTOS

Ao Dr. Eduardo W. Bergamini, pela orientação e apoio no desenvolvimento deste trabalho.

Ao Eng. Leon Lonneux, pelas sugestões dadas durante o desenvolvimento deste trabalho, visando uma melhor compatibilização com o projeto de "Hardware".

Ao Eng. Ubirajara M. de Freitas, MSc, pela ajuda na otimização do processamento nos programas.

À Banca Examinadora, pelas sugestões na apresentação deste trabalho quando em fase preliminar.

BIBLIOGRAFIA

- BENNETT, W.R.; DAVES, J.R. *Data transmission*. New York, N.Y., Mc Graw-Hill, 1965.
- CHOQUET, M.C.; NUSSBAUMER, H.J. *Microcoded modem transmitters*. France, I.B.M., 1974a.
- COMPANHIA TELEFÔNICA BRASILEIRA (CTB). *Aplicação dos sistemas digitais para transmissão de dados*, TED-34-01-0000, Guanabara, 1974b.
- COMPANHIA TELEFÔNICA BRASILEIRA. *Comunicação de dados em linhas telefônicas*, TED-34-00-0002, Guanabara, 1976.
- COMPANHIA TELEFÔNICA BRASILEIRA (CTB). *Transmissão de dados em linhas telefônicas*, TED-34-01-0002, Guanabara, 1974c.
- COMPANHIA TELEFÔNICA BRASILEIRA (CTB) DEPARTAMENTO DE DESENVOLVIMENTO DE TRANSMISSÃO. *Levantamento das características das linhas privadas para transmissão de dados*, TED-34-06-0021, Guanabara, 1976.
- COMPANHIA TELEFÔNICA BRASILEIRA (CTB) DEPARTAMENTO DE DESENVOLVIMENTO DE TRANSMISSÃO. *Testes de transmissão de dados*, TED-34-06-013, Guanabara, 1974d.
- CROISIER, A.; PIERRET, J.M.D. *The digital echo modulation*. IEEE Transactions on Communication Technology, Com 18 (4):367-377- Aug., 1970.
- DAVEY, J.R. *Modems*. Proceedings of IEEE, 60 (11):21-29, Nov., 1972.
- EDVARDSSON, K.; NYMAN, H. *Modems for data transmission on voice Grade Lines*. Electrical Communication, 48 (1-2):110-120, 1973.

- GERWEN, P.J. VAN; VERHOECKX, N.A.M.; ESSEN, H.A. VAN; SNIJDERS, F.A.M. *Microprocessor implementation of high-speed data modem.* IEEE Transactions on Communication, Com 25 (2):238-279, Feb., 1977.
- GITLIN, R.D.; HAYES, J.F. *Timing recovery and scramblers in data transmission.* The Bell System Technical Journal, 54 (3): 569-593, Mar., 1975.
- HIRSCH, D.; WOLF, W.J. *A simple adaptive equalizer for efficient data transmission.* Com 18 (1): 5-11, Feb., 1970.
- I.T.U. CCITT. *4800 bits per second modem standardized for use on leased circuit.* Geneve, 1972. (Series V-27 Recommendation).
- KOJIRO, W.; WATANABE, K.I.; SATO, Y. *A 4800 bits/s microprocessor data modem.* IEEE Transactions on Communication, Com 26 (5):493-498, May, 1978.
- MAMMOLI, M. *Modem com acoplamento acústico para transmissão de sinais analógicos e digitais.* São José dos Campos, INPE, Jul., 1976.(INPE-911-PE/032).
- MAMMOLI, M. *Modem de 1200 bauds "half-duplex".* no prelo.
- MUELLER, K.H.; SPAULDING, D.A. *Cyclic equalization-A new rapidly converging equalization technique for synchronous data communication.* The Bell System Technical Journal. 54 (2):369-406, Feb., 1975.
- MURANO, K.; UNAGAMI, S.; TSUDA, T. *L.S.I processor for digital signal processing and its application to 4800 bits/s modem.* IEEE Transactions on Communication, Com 26 (5):499-506, May, 1978.
- NORDLING, K. *Taking a fresh look at voice grade line conditioning.* New York, N.Y, Mc Graw-Hill, 1976. (Electronics Book Series)

SHARPE, J.T.L. *Techniques for high-speed data transmission over voice channel.* Eletrical Communication, 46 (1): 24-31, 1971.

APÊNCIDE A

RESULTADOS PARCIAIS DA SIMULAÇÃO

A seguir, apresentam-se gráficos e tabelas obtidas no decorrer da simulação, que ilustram os resultados dos subsistemas que merecem destaque.

A sequência longa de 1132 símbolos é apresentada após "scrambler"; e os 168 símbolos de dados são mostrados antes do "scrambler", conforme as Tabelas A.1a e A.1b.

A sequência longa é composta por um trecho de 50 símbolos, onde os tribits 001 e 111 são sempre alternados, um trecho de 1074 símbolos, porém numa combinação pseudo-aleatória, e por mais 8 símbolos, que são os responsáveis pela sincronização do "descrambler".

Na Figura A.1, observa-se a curva teórica e a obtida na prática, quando reduzida a resposta temporal, colocando-se janelas apropriadas para não perder sua linearidade em fase.

Como pode ser visto na Figura A.2, o espectro do sinal foi consideravelmente reduzido, utilizando-se o filtro de amoldamento; observa-se que o espectro resultante está dentro dos limites de telefonia (300 a 3000 Hz).

Na resposta em frequência do filtro Fig. A.3, estão associados os filtros passa faixa na saída do demodulador e o passa faixa, na entrada do demodulador. No entanto, a contribuição destes filtros é mínima, uma vez que possuem uma faixa de passagem maior que o utilizado como filtro de linha. As características de fase destes filtros têm comportamento linear, por serem do tipo Bessel.

TABELA A.1b

SEQUÊNCIA DE 504 BITS DE DADOS (168 SÍMBOLOS) ANTES DO "SCRAMBLER"

000	001	010	011	100	110	101	111	000	001	010	011	100	110	101	111	000	001	010	011	100	101	111	000	
001	010	010	000	010	100	111	001	101	011	110	000	010	100	111	001	101	011	110	000	010	100	101	111	000
011	110	000	010	100	100	000	101	001	110	011	010	111	100	000	101	001	110	011	010	111	100	000	101	
001	110	010	111	100	000	101	001	000	001	010	011	100	110	101	111	000	001	010	011	100	110	101	111	
000	001	010	011	100	101	111	000	001	010	010	000	010	100	111	001	101	011	110	000	010	100	111	001	
101	011	110	000	010	100	111	001	011	110	000	010	100	100	000	101	001	110	011	010	111	100	000	101	
001	110	011	010	111	100	000	101	001	110	010	111	100	000	101	001	000	001	010	011	100	110	101	111	

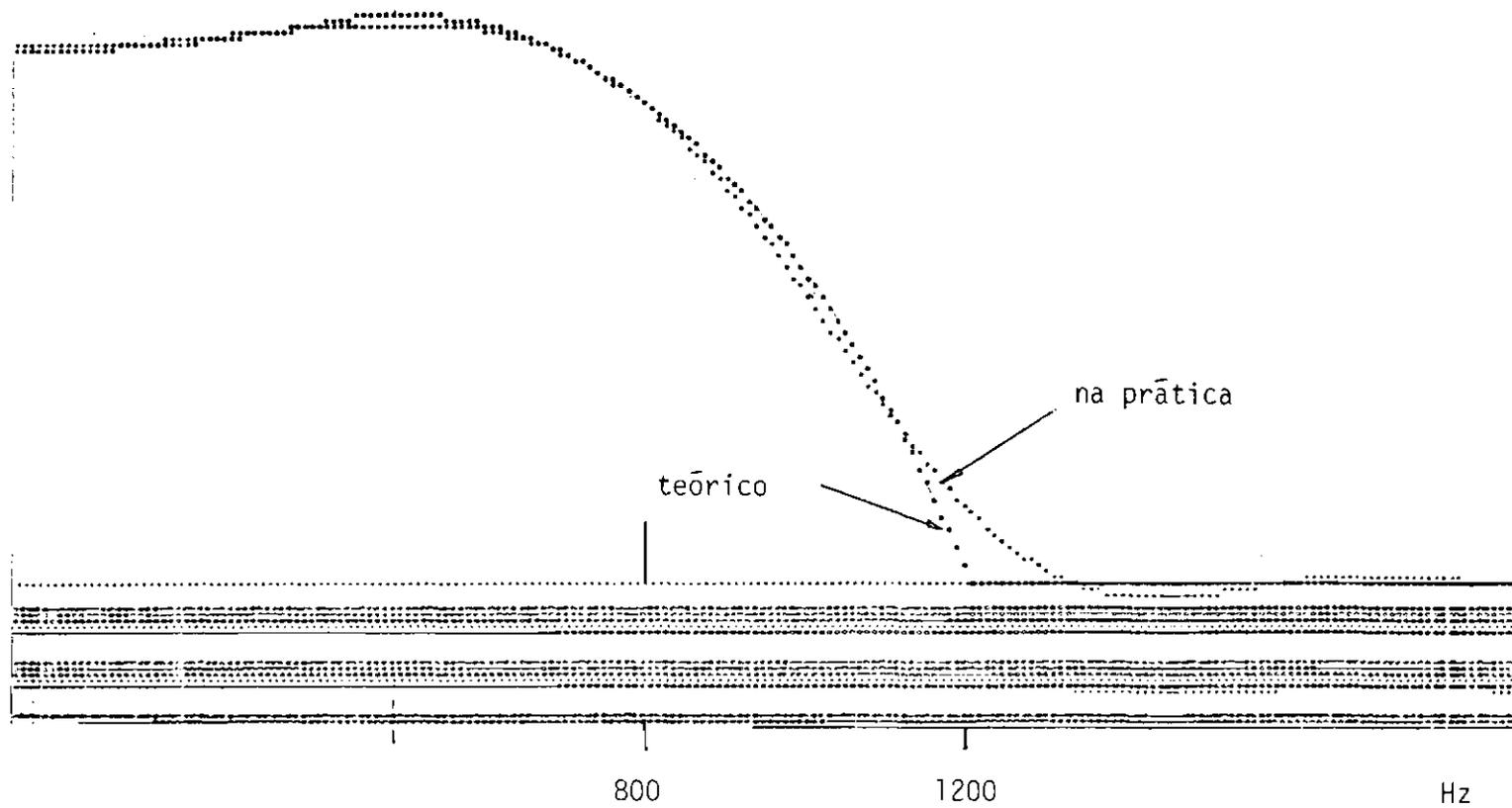


Fig. A.1 - Curva de resposta do Ganho \times Frequência do filtro de amoldamento teórico e do realizado na prática.

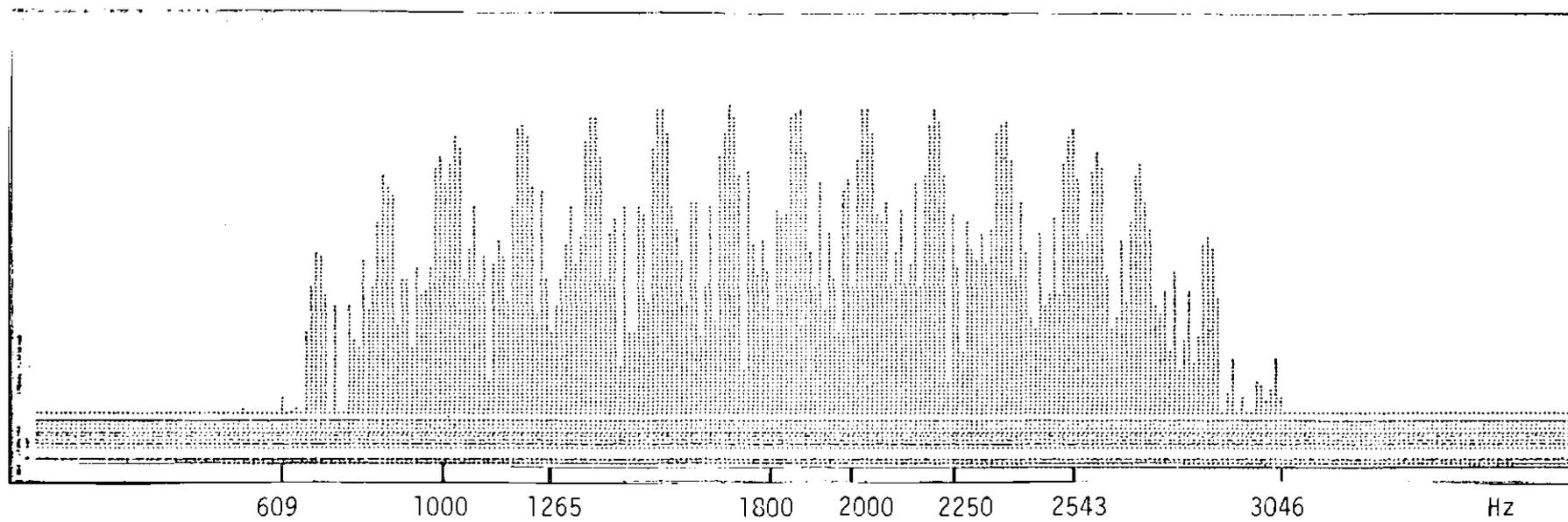


Fig. A.2 - Espectro de um trecho do sinal na saída do modulador.

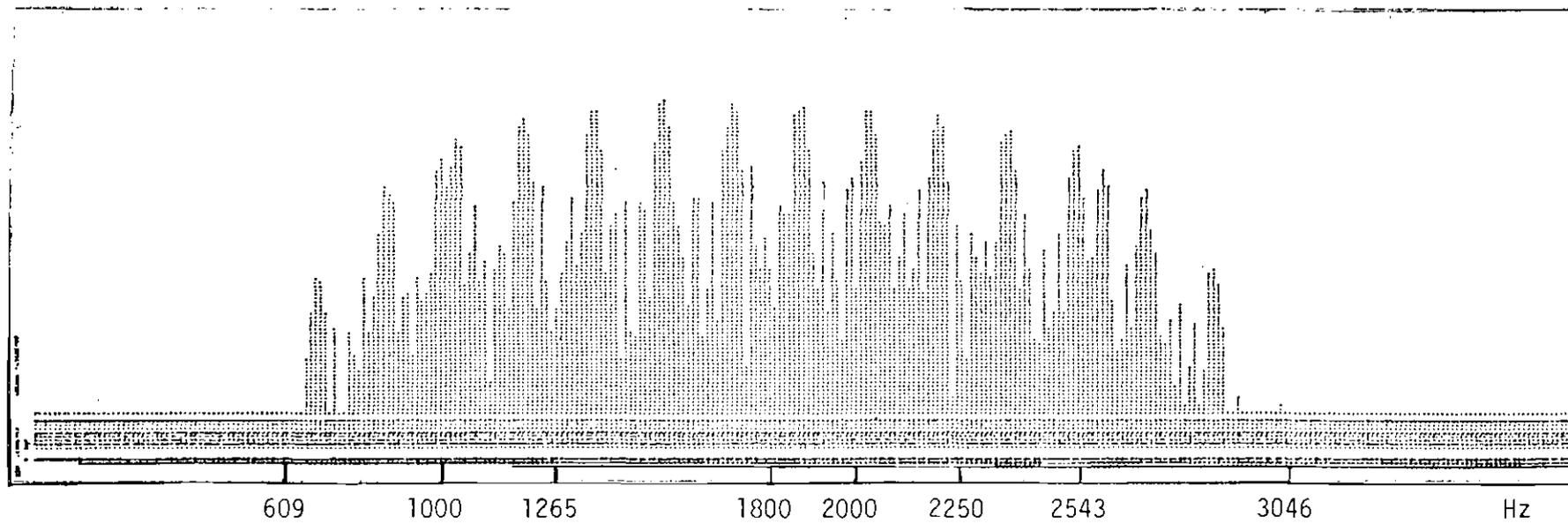
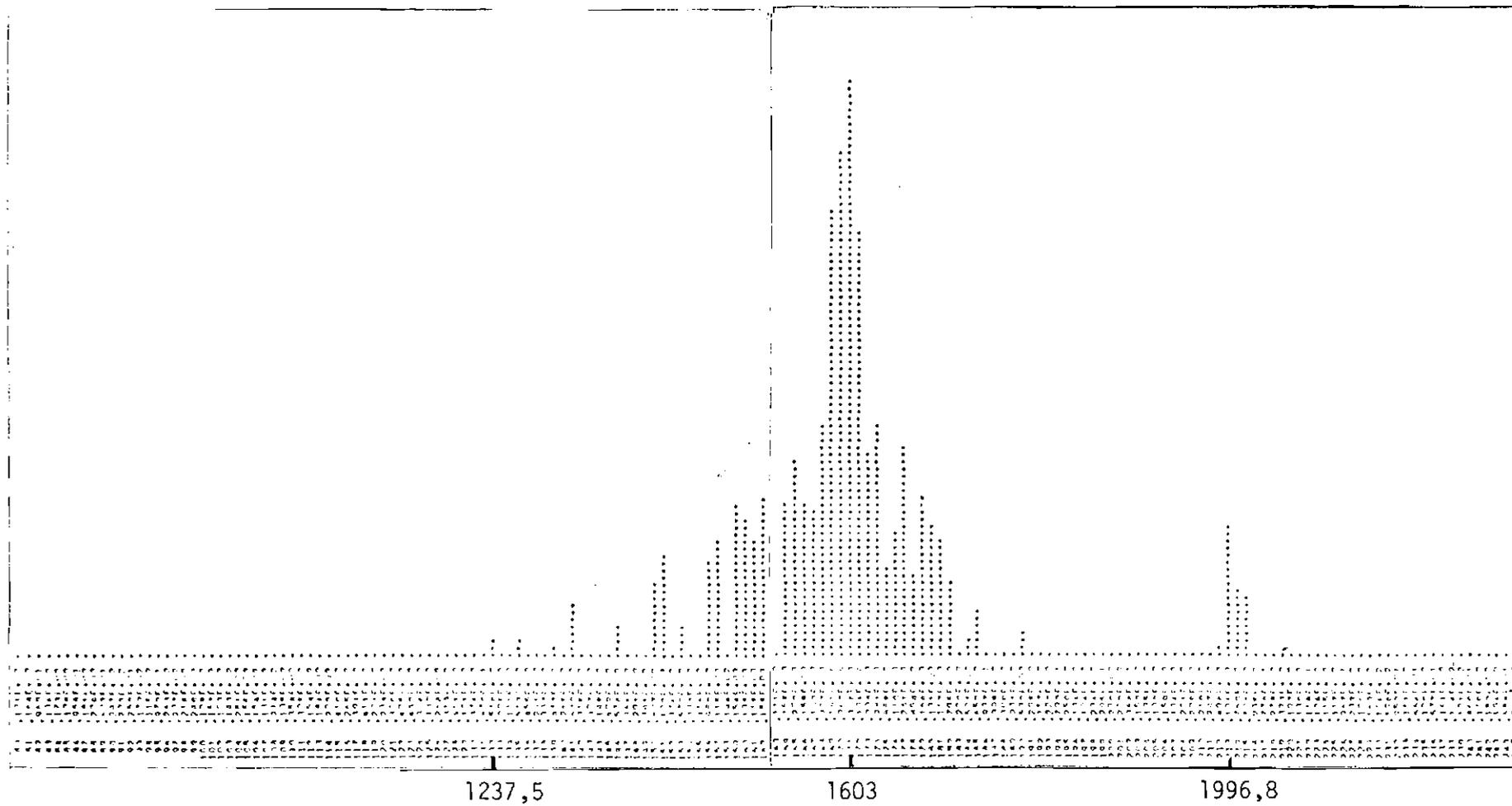


Fig. A.3 - Espectro de um trecho do sinal modulado após a filtragem da L.T. do tipo C2.



- A.7 -

Fig. A.4 - Espectro do sinal modulado na saída do filtro de recuperação do sincronismo.

O filtro constante na Figura A.4 é do tipo recursivo IIR (Resposta Impulsiva Infinita), com largura de faixa bastante estreita, e tem a finalidade de extrair a componente responsável pelo sincronismo do sistema, com frequência $F_C = 1600$ Hz.

Na saída do decodificador, observa-se um sinal que deverá ser semelhante ao obtido após o "scrambler", na modulação. Desde que bem equalizado, este sinal é o responsável pelo sincronismo do "descrambler" (Tabela A.2).

Na saída do "descrambler", observa-se o sinal adequado, a ser entregue ao terminal por ser o mesmo sinal que foi fornecido ao modulador (Tabela A.3). A sequência de dados pode ser comparada com a Tabela A.1b. Os oito símbolos destacados na tabela, se destinam à sincronização do "descrambler".