

MODULADOR E DEMODULADOR 4-PSK

OPERANDO EM 70 MHz

DECIVAL A.W. SCAVASIN,
Orientador: RUI FRAGASSI SOUZA, D.M.

Tese apresentada à Faculdade de Engenharia de Campinas, da Universidade Estadual de Campinas, UNICAMP, como parte dos requisitos exigidos para obtenção do título de MESTRE EM CIÊNCIAS.

UNIVERSIDADE ESTADUAL DE CAMPINAS
FACULDADE DE ENGENHARIA DE CAMPINAS
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

ABRIL 1981

UNICAMP
BIBLIOTECA CENTRAL

... Ao meu pai, que foi o alicerce deste prédio que acabo de construir, à minha esposa Beatriz e ao meu filho Fernando pelo grande amor e dedicação, assim como a todas as pessoas que foram compondo os andares deste edifício e a você, Deus, que deu a permissão para que eu chegasse até aqui.

Obrigado ...

Agradecimentos

ao Dr. Rui Fragassi Souza, pela orientação desse trabalho;

ã Sra. Maria Júlia Dini Fray, pelo trabalho datilográfico;

aos Srs. Srs. Edison Pedro de Lima, Luiz Cláudio Pasquini e Ray
mundo Nonato de Souza, pela confecção dos desenhos;

aos colegas deste Departamento e da TELEBRÁS, pelo apoio e incen-
tivo.

ÍNDICE

SUMÁRIO

LISTA DE FIGURAS

LISTA DE TABELAS

CAPÍTULO I - INTRODUÇÃO	001
CAPÍTULO II - SISTEMA DE TRANSMISSÃO VIA RÁDIO DIGITAL	006
II.1 - INTRODUÇÃO	007
II.2 - TRANSMISSOR	008
II.3 - RECEPTOR	012
CAPÍTULO III - MODULAÇÃO E DEMODULAÇÃO PARA RÁDIOS DIGITAIS	017
III.1 - INTRODUÇÃO	018
III.2 - MÉTODOS DE MODULAÇÃO	018
III.3 - MODULAÇÃO PSK	025
III.3.1 - Características Principais ..	025
III.3.2 - Modulador 2-PSK	026
III.3.3 - Modulador QPSK (ou 4-PSK) ...	028
III.4 - TIPOS DE MODULAÇÃO 4-PSK	033
III.4.1 - Introdução	033
III.4.2 - Modulação direta e modulação heterodina	033
III.5 - DEMODULAÇÃO 4-PSK	039
III.5.1 - Introdução	039
III.5.2 - Demodulação Diferencial	039
III.5.3 - Demodulação coerente	042
CAPÍTULO IV - FILTRAGEM DE SINAIS QPSK	047
IV.1 - INTRODUÇÃO	048
IV.2 - CARACTERÍSTICAS ESPECTRAIS DO SINAL DI GITAL EM BANDA BÁSICA	049

IV.3 - CARACTERÍSTICAS ESPECTRAIS DO SINAL MO DULADO M-PSK	052
CAPÍTULO V - RECUPERAÇÃO DE PORTADORA PARA DEMODULAÇÃO SÍN CRONA 4-PSK	056
V.1 - INTRODUÇÃO	057
V.2 - COMPARAÇÃO ENTRE CIRCUITOS DE RECUPERA ÇÃO DE PORTADORA	057
V.3 - ANÁLISE DO CIRCUITO DE COMPARAÇÃO DE FA SE	060
CAPÍTULO VI - CIRCUITOS UTILIZADOS E RESULTADOS OBTIDOS	067
VI.1 - INTRODUÇÃO	068
VI.2 - CIRCUITO CONVERSOR DE NÍVEL	068
VI.3 - CIRCUITO MODULADOR QPSK	080
VI.4 - CIRCUITO MODULADOR COERENTE QPSK	093
VI.5 - CIRCUITO RECUPERADOR DE PORTADORA	103
VI.6 - MEDIDA DA TAXA DE ERROS EM FUNÇÃO DA RE LAÇÃO C/N	121
CAPÍTULO VII - CONCLUSÕES	131-
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	134

SUMÁRIO

Este trabalho faz parte de um programa de estudo e desenvolvimento de um sistema de transmissão e recepção de sinais digitais via rádio, atualmente em andamento no Departamento de Engenharia Elétrica da Faculdade de Engenharia de Campinas da UNICAMP.

Neste trabalho são apresentados os estudos e a implementação de um modulador e de um demodulador PSK de quatro fases (MODEM 4-PSK), além do conjunto de circuitos auxiliares correspondentes (circuito conversor de nível, filtros e circuito de recuperação de portadora). Inicialmente é feita uma comparação entre diversos tipos de modulação e demodulação mais comuns e, em seguida, passa-se à descrição e implementação do MODEM 4-PSK em detalhes. No final são apresentadas as medidas da taxa de erros em função da relação portadora/ruído.

LISTA DE FIGURAS

Fig.	Título	Pág.
1	Tendência da capacidade de transmissão dos sistemas via rádio em microondas	004
2	Diagrama em blocos do Transmissor do equipamento de Rádio Digital	009
3	Diagrama em blocos do Receptor do equipamento de Rádio Digital	013
4	Arranjos especiais de sistemas MAPSK	021
5	Características P_e versus C/N para diferentes métodos de modulação	022
6	Eficiência de transmissão para os principais métodos de modulação	023
7	Diagrama esquemático de um modulador 2-PSK	027
8	Plano dos estados de fase de um sinal 2-PSK	028
9	Diagrama esquemático de um modulador 4-PSK	029
10	Plano dos estados de fase de um sinal 4-PSK	032
11	Modulador direto e heterodino 4-PSK	034
12	Esquema de um modulador 2-PSK	036
13	Demodulação diferencial 2-PSK e 4-PSK	041
14	Demodulador coerente 4-PSK	043
15	Espectro de um sinal NRZ em banda básica	050
16	Comparação de potência x frequência normalizada de um sinal NRZ	051
17	Comparação dos espectros normalizados para sinais modulados 2-PSK e 4-PSK para a mesma taxa de bits	054
18	Modelo prático de um trem de pulsos	054
19	Espectro de potência de um trem de pulsos prático ..	055
20	Diagrama básico de recuperação de portadora para sinais N-PSK	057
21	Métodos de recuperação de portadora	059

22	Diagrama do circuito de recuperação de portadora para sinais QPSK proposto por Yamashita	060
23	Diagrama básico de um circuito demodulador 4-PSK ...	061
24	Sinal de saída teórico de comparação de fase versus fase da referência local	064
25	Circuito conversor de nível	068
26a	Estrutura atenuadora simétrica do tipo T	070
26b	Pré-filtro normalizado	071
27	Pré-filtro implementado	072
28	Secção equalizadora normalizada do pré-filtro	073
29	Secção equalizadora desnormalizada do pré-filtro ...	074
30	Fotografia do diagrama de olho de um sinal NRZ sem pré-filtragem e seu correspondente espectro em frequências	075
31	Fotografia do diagrama de olho de um sinal NRZ com pré-filtragem e seu correspondente espectro em frequências	076
32	Diagrama esquemático completo do Cartão 1 (conversor de nível)	077
33	Fotografia do Cartão 1 (conversor de nível)	079
34	Diagrama em blocos do modulador QPSK	080
35	Esquema do modulador 2-PSK implementado	081
36	Circuito simplificado do modulador 2-PSK	082
37	Circuito implementado do defasador de 90° em 70 MHz	084
38	Circuito de amplificação em 70 MHz e com baixa impedância de saída	085
39	Circuito somador de dois sinais 2-PSK	085
40	Diagrama esquemático completo do Cartão 2 (modulador QPSK)	087
41	Fotografias de sinais 2-PSK e do resultante sinal 4-PSK obtidos experimentalmente com pré-filtragem e sem pré-filtragem	090

42	Fotografias dos espectros de sinais 4-PSK com pré-filtragem e sem pré-filtragem	092
43	Diagrama em blocos do demodulador coerente QPSK	093
44	Esquema simplificado do circuito multiplicador para detecção síncrona do demodulador	094
45	Circuito de saída com baixa impedância do circuito multiplicador	097
46	Filtro Butterworth normalizado com 5 polos (do demodulador 4-PSK)	097
47	Diagrama esquemático completo do Cartão 3 (Demodulador QPSK)	100
48	Fotografia do diagrama de olho dos sinais NRZ demodulador	101
49	Diagrama em blocos do circuito comparador de fase ..	103
50	Circuito somador do comparador de fase	104
51	Circuito inversor do comparador de fase	105
52	Circuito básico do retificador de onda completa do comparador de fase	106
53	Circuito básico de um conversor de nível DC para polarização dos circuitos	108
54	Diagrama esquemático completo do Cartão 4 (Comparador de fase)	110
55	Diagrama esquemático completo do Cartão 5 (VXCO) ...	114
56	Circuito elétrico equivalente do cristal piezoelétrico utilizado	117
57	Variação da reatância do cristal com a frequência ..	118
58	Filtro de malha do PLL	120
59	Curvas teórica e experimental da relação C/N versus P_e	125
60	Diagrama em blocos da montagem feita para a determinação experimental de P_e versus C/N	127
61	Fotografia do conjunto total implementado	130

LISTA DE TABELAS

Tabelas

1	Meios de Transmissão para Sinais MCP multiplexados	007
2	Eficiência no uso do espectro para sistemas em <u>mi</u> croondas	024
3	Potência x lóbulos do espectro do sinal NRZ	051
4	Componentes do Cartão 1 (Conversor de nível)	078
5	Componentes do Cartão 2 (Modulador 4-PSK)	088
6	Componentes do Cartão 3 (Demodulador 4-PSK)	106
7	Componentes do Cartão 4 (Comparador de fase)	111
8	Variação experimental da voltagem de erro com a <u>fa</u> se de referência no conjunto detetor-comparador de fase	112
9	Componentes do Cartão 5 (VXCO)	115
10	Variação experimental da frequência do VXCO com a polarização do varactor	116
11	Valores de frequência série e paralela para o <u>cris</u> tal utilizado	118
12	Valores teóricos de P_e versus C/N para o modem 4- -PSK	126
13	Valores medidos de P_e versus C/N	128

CAPÍTULO I

INTRODUÇÃO

Desde os seus primórdios, o homem tem sentido a necessidade de aprimorar o método de comunicação entre si. O esforço neste sentido fez surgir, inicialmente, os diversos idiomas e dialetos na forma escrita e oral. Com o aumento da complexidade da estrutura social, houve necessidade de um avanço nas técnicas de comunicação à distância, surgindo, desta forma, o correio, telegrafo, imprensa, rádio, televisão, telefone, telex, etc.

No caso específico de comunicação via telefone, a solução mais econômica fez com que surgissem as centrais telefônicas, com um grande número de usuários de uma certa localidade ligados, através de pares de fios, a uma única central telefônica de comutação. Para a comunicação entre estas centrais foram construídos troncos de alta capacidade. Para que estes troncos não necessitassem de um número excessivo de fios, foi desenvolvida uma solução mais econômica que consiste na multiplexagem em frequência ou no tempo dos diversos sinais elétricos que chegam à central telefônica, antes de sua transmissão pelo tronco. O meio físico utilizado na ligação telefônica entre centrais é o cabo elétrico ou a região atmosférica entre antenas em propagação via rádio. De um modo geral, quanto maior a distância entre centrais, mais atrativa é a solução de ligação via propagação entre antenas (um caso extremo seria a propagação via satélite).

Na década de 1940 foram iniciadas pesquisas nos países industrializados visando, inicialmente, o aperfeiçoamento do radar com fins militares. Baseada nesta tecnologia, na faixa de microondas, em 1947 {1} a Bell Telephone Laboratories construiu o primeiro sistema de rádio por microonda utilizando a técnica de multiplexagem em frequência e modulação FM (FDM-FM) com repetidoras heterodinas com 480 canais telefônicos operando na banda de 4 GHz ligando New York a Boston (300 km.)

Com o decorrer do tempo este tipo de modulação analógica (FM) e multiplexagem (FDM) tornaram-se padrão nos enlaces de microonda em visibilidade. Recentemente, com o rápido avanço tecnológico na área de semicondutores e circuitos digitais, vários sistemas têm se tornado atraentes devido à redução dos custos de fabricação, tamanho e aumento da confiabilidade. Entre estes sistemas podemos citar os computadores digitais e a técnica conhecida por PCM - ("Pulse Code Modulation") ou, em português, MCP (Modu

lação por Codificação de Pulsos).

Embora o princípio envolvido na modulação MCP tenha sido descoberto em torno de 1938 {2}, sua implementação prática só tornou-se vantajosa recentemente com o advento de componentes de estado sólido de alta velocidade. Como a técnica MCP utiliza pulsos com apenas dois níveis ("0" ou "1"), a sua grande vantagem com relação à transmissão analógica reside no fato de se poder regenerar o sinal MCP em repetidores instalados ao longo do tronco de comunicações, tornando a qualidade do sinal, em princípio, independente do comprimento do enlace. Uma outra vantagem é que os sistemas digitais são mais tolerantes a interferências do que os sistemas analógicos.

A primeira transmissão de sinais MCP em microondas ocorreu em 1969 no Japão {1}, com um sistema de transmissão via rádio digital com 240 canais telefônicos na banda de 2 GHz.

Podemos citar várias vantagens do sistema MCP em microondas com multiplexagem temporal (TDM, "Time Division Multiplexing") com relação aos correspondentes sistemas em FDM-FM:

(a) No setor econômico, há um menor custo de equipamento terminal MCP. Filtros caros são necessários nos equipamentos terminais FDM elevando o custo por canal do enlace;

(b) Pode-se operar com menor potência do transmissor em sistemas digitais, o que reduz o problema de rádio-interferência entre canais, permitindo a coexistência de um maior número de rotas em uma mesma localidade;

(c) O uso de repetidores regenerativos em sistemas digitais permite manter um alto padrão de qualidade em enlaces longos, enquanto que nos sistemas FDM-FM os ruídos (térmico, "cross talk", etc) se acumulam continuamente, degradando o sinal do canal;

(d) Nos sistemas digitais o carregamento do sistema com diferentes tipos de sinais (voz, vídeo, dados, fac-símile, etc) é feito sem maiores problemas, o que não ocorre nos sistemas FDM-FM;

(e) O crescente uso de tráfego telefônico local na forma digital recomenda o uso de rádios digitais em substituição aos rádios FDM-FM para facilitar a interface entre os sistemas.

O sistema de rádio MCP em microondas apresenta, no entanto, um ponto negativo em relação aos rádios FDM-FM. Esta desvantagem está na utilização menos eficiente do espectro de frequências, pois na transmissão de um canal de voz no sistema FDM-FM requer-se uma faixa de apenas 4 kHz, enquanto que nos sistemas MCP, utilizando a frequência de Nyquist para amostragem em codificação de 8 bits, requer-se uma faixa de 64 kHz. Para minimizar este problema foram desenvolvidas técnicas de modulação com múltiplas fases e amplitudes e tem-se recomendado o uso de polarizações cruzadas na transmissão.

O uso de modulação QPSK (4 fases) permite uma eficiência máxima de utilização do espectro de 2 bit/s/Hz) enquanto que a técnica 16-QAM possui uma eficiência máxima de 4 bit/s/Hz).

O objetivo principal deste trabalho foi a implementação dos circuitos de modulação e demodulação QPSK (demodulação síncrona) e de recuperação do sinal de FI, baseados nos estudos apresentados nos próximos capítulos:

A Fig. 1 [1] mostra a tendência que se observa na capacidade de transmissão dos sistemas via rádio em microondas a partir de 1947 até os dias atuais.

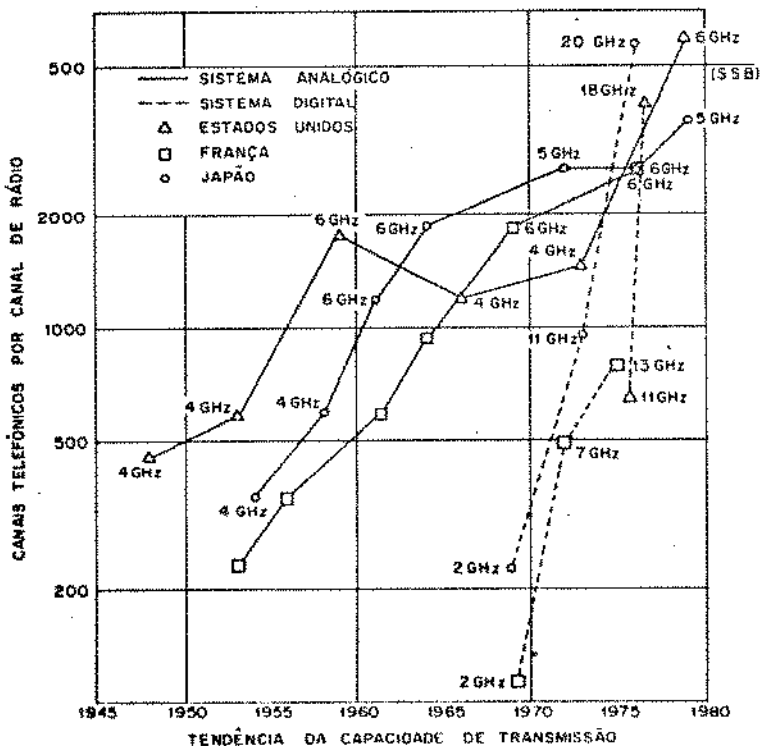


Figura 1

No Capítulo II será mostrado e discutido o diagrama esquemático do equipamento transmissor e receptor de rádio digital em microondas em desenvolvimento, localizando em que parte se insere o presente trabalho.

No Capítulo III são apresentadas comparações entre diferentes métodos de modulação em uso para rádios digitais baseadas na eficiência de transmissão (em bit/s/Hz) e na variação da probabilidade de erros versus relação sinal/ruído. Em particular, as modulações BPSK e QPSK, bem como os métodos de modulação direta e heterodina, são tratadas em detalhes.

No Capítulo IV mostra-se a necessidade do uso de filtragem dos sinais modulados QPSK para obter-se uma maior economia no espectro. São apresentadas as opções de filtragem em banda básica e a nível de FI.

No Capítulo V são feitas comparações entre alguns circuitos de recuperação da portadora de FI para demodulação síncrona 4-PSK. O circuito apresentado no trabalho de Yamashita [14] é discutido em detalhes.

No Capítulo VI são apresentados os detalhamentos técnicos, projeto dos circuitos elétricos e os resultados práticos do MODEM QPSK em conjunto com o circuito de recuperação da portadora de FI.

No Capítulo VII são apresentadas as conclusões finais.

CAPÍTULO II.

SISTEMA DE TRANSMISSÃO VIA RÁDIO DIGITAL

II.1 - INTRODUÇÃO

Como mencionado no Capítulo anterior, havendo necessidade de troca de informação entre duas ou mais centrais telefônicas, deve-se utilizar um meio físico para a transmissão das informações que otimize a qualidade do sinal, dentro das limitações técnicas e econômicas à disposição.

Os meios de transmissão do sinal MCP multiplexado mais utilizados atualmente estão indicados na Tabela I abaixo.

SISTEMA DE MULTIPLEXAÇÃO		NÚMERO DE CANAIS TELEFÔNICOS	TAXA DE BITS (Mbit/s)	MEIO DE TRANSMISSÃO
Hierarquia MCP de 24 canais	1ª ordem	24	1,544	cabos simétricos ou multi-pares
	2ª ordem	96	6,312	cabos e microondas
	3ª ordem	480	32,064	microondas, fibras ópticas
		672 (EUA)	44,736	
	4ª ordem	1440	97,728	microondas, fibras ópticas, cabo coaxial
5ª ordem	5760	397,200	microondas, fibras ópticas, cabo coaxial, guia de onda	
Hierarquia MCP de 30 canais	1ª ordem	30	2,048	cabos simétricos
	2ª ordem	120	8,448	cabos simétricos, microondas
	3ª ordem	480	34,368	microondas, fibras ópticas

Tabela 1 - Meios de Transmissão para Sinais MCP multiplexados

É interessante mencionar que o sistema de rádio digital com a maior capacidade de canais até o presente foi colocado em

serviço pela Nippon Telegraph and Telephone Public Corporation (NTT) em 1976. Este sistema utiliza a banda de 20 GHz (17,7 a 21,2 GHz) e tem uma taxa de transmissão de 400 Mbit/s, correspondendo a 5.760 canais de voz [1].

No restante deste Capítulo será apresentada uma descrição do diagrama em blocos do sistema de rádio digital em desenvolvimento neste Departamento, com ênfase maior nos blocos de modulação e demodulação (MODEM), que são os objetivos principais deste trabalho. O motivo da escolha deste MODEM em particular será discutido no Capítulo III. A caracterização do transmissor e receptor que serão apresentados a seguir, encontra-se em maiores detalhes na Referência [3].

II.2 - TRANSMISSOR

Na Figura 2 apresentamos o diagrama de blocos completo do equipamento transmissor de rádio digital em desenvolvimento. No item II.3 iremos tratar sobre o equipamento receptor.

O transmissor pode ser dividido em três blocos distintos: banda básica (BB), FI e RF.

(a) Blocos em Banda Básica (BB)

Como podemos observar na Figura 2, na entrada do bloco de BB está presente um sinal MCP bipolar de linha codificado convenientemente (no nosso caso utiliza-se codificação HDB-3) e a uma taxa de informação de 34 Mbit/s.

a.1 - Equalizador de linha

A presença do equalizador de linha é necessária devido às características dispersivas da linha que levam a um alargamento temporal dos pulsos podendo causar, se não usar-se este equalizador, uma interferência intersimbólica excessiva.

a.2 - Recuperador de relógio

Este circuito extrai o sinal de ritmo (relógio) na forma unipolar em 34 MHz com 50% de tempo de ocupação ("duty cycle"), utilizando um circuito tanque (ou PLL).

SEÇÃO DE BANDA BÁSICA

SEÇÃO DE RF

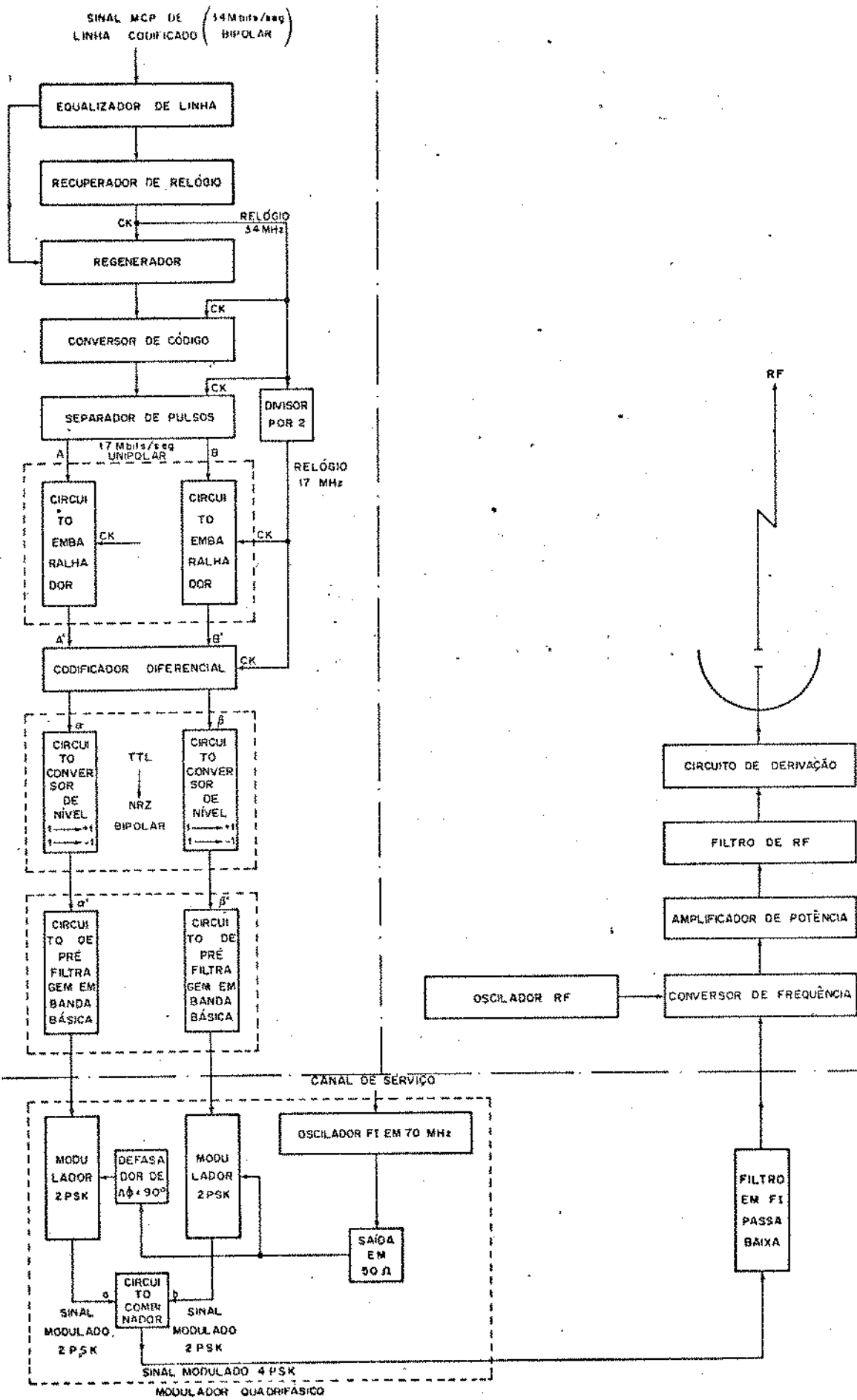


Fig. 2

a.3 - Regenerador

Este circuito dá uma conformação mais quadrada (na forma bipolar) ao sinal regenerado.

a.4 - Conversor de código

É o responsável pela conversão do código de linha (HDB-3) para um código NRZ unipolar necessário para as operações lógicas que se seguem.

a.5 - Separador de pulsos

Este circuito separa o trem de pulsos único presente em sua entrada (em 34 Mbit/s) em dois trens de pulsos síncronos à taxa de 17 Mbit/s.

a.6 - Circuitos embaralhadores

São em número de dois, cada um transformando as sequências de entrada em 17 Mbit/s em sequências pseudo-aleatórias em 17 Mbit/s, com probabilidade de ocorrência de ~50% para cada estado lógico ("0" e "1").

a.7 - Codificador diferencial

Este circuito é necessário porque na recuperação da portadora de FI no receptor haveria uma ambiguidade na fase absoluta do sinal. A operação lógica efetuada neste circuito transfere a informação da fase do sinal de FI para a diferença entre as fases de trechos consecutivos desta portadora.

a.8 - Circuitos conversores de nível

Na saída do circuito codificador diferencial que precede os circuitos conversores de nível, temos dois trens de pulsos unipolares pseudo-aleatórios codificados diferencialmente com níveis compatíveis com a lógica TTL a uma taxa de 17 Mbit/s. Como se deseja acionar dois moduladores bifásicos (2-PSK), torna-se necessário fazer uma conversão de nível do sinal conveniente para atacar estes moduladores. Conforme iremos detalhar no Capítulo III, os moduladores bifásicos são do tipo em anel, ou seja, utilizam uma ponte de diodos para fazer a comutação de fases da portadora na saída do modulador. Para comutar a fase (de 0° para 180° ou vice-versa) é necessário fazer com que a ponte de diodos

conduza num certo sentido, estando o outro sentido reversamente polarizado e vice-versa. Estas conduções da ponte em sentidos o postos sã podem ser obtidas se trabalharmos com sinais tipo NRZ bipolar, onde o nível "0" em TTL irá corresponder a um nível de -V volts e o nível "1" a +V volts, tornando-se evidente a necesidade do uso de circuitos conversores de nível.

a.9 - Circuitos de pré-filtragem

Necessita-se de uma pré-filtragem em BB para reduzir-se o espectro final em FI do sinal modulado 4-PSK. Esta pré-filtragem é obtida fazendo-se passar o trem de pulsos NRZ bipolar em 17 Mbit/s por um filtro passa-baixas com equalização de a traso de grupo e tendo uma banda de passagem próxima da banda teórica de Nyquist. Esta última condição acarreta uma redução da interferência intersimbólica nos instantes de amostragem no receptor.

Neste circuito de pré-filtragem foi também incluído um atenuador de 15 dB para reduzir o sinal filtrado para 0,3V de pico para melhorar a linearidade do modulador.

(b) Blocos em FI (vide Fig.2)

b.1 - Modulador quadrifásico

Este bloco é constituído de dois moduladores bifásicos em anel, um circuito de atraso de 90° , um circuito somador e um oscilador de FI em 70 MHz. O modulador bifásico (2-PSK) opera como um modulador por reversão de fase. Um dos moduladores é ligado diretamente à portadora e no outro modulador a portadora é ligada após sofrer um atraso de 90° . Deste modo, as saídas dos moduladores são ditas ortogonais entre si e, sem seguida, são somadas linearmente resultando em um sinal de saída final tipo 4-PSK.

A modulação 2-PSK utilizada é baseada na multiplicação, no domínio do tempo, entre os trens de pulsos em BB e as correspondentes portadoras de FI. O resultado útil desta multiplicação é uma translação em frequência, com o sinal em BB modulando a portadora em DSB-SC.

b.2 - Filtro de FI

É um filtro passa-faixa centrado em 70 MHz e com lar

gura de banda ao redor de 20 MHz. No caso ideal em que este filtro não introduz interferência intersimbólica, a eficiência de transmissão para a modulação QPSK é de 2,0 bit/s/Hz.

Verificou-se no laboratório que com a inserção deste filtro o espectro do sinal modulado ficou bastante reduzido.

(c) Blocos em RF (vide Fig.2)

c.1 - Conversor de frequência e oscilador de RF

Este bloco é responsável pela translação em frequência do espectro do sinal modulado QPSK de FI para a banda de 8 GHz, fixada pelo oscilador de RF.

c.2 - Amplificador de potência

Amplifica o sinal de RF a um nível de potência adequado para transmissão.

c.3 - Filtro de RF

Elimina os sinais espúrios fora da banda de RF permitida e reflete os sinais de outros transmissores que utilizam a mesma antena.

c.4 - Circuito de derivação

É um circuito indispensável quando uma só antena é utilizada para se acoplar vários transmissores e receptores simultaneamente.

II.3 - RECEPTOR

Como indicado na Figura 3, o receptor digital é também constituído por três blocos (RF, FI e BB).

(a) Blocos em RF

a.1 - Circuito de derivação

Possui a mesma função descrita no item c.4 do transmissor.

a.2 - Filtro de RF

É um filtro passa-banda com a finalidade de elimi

SEÇÃO DE R.F.

SEÇÃO DE BANDA BÁSICA

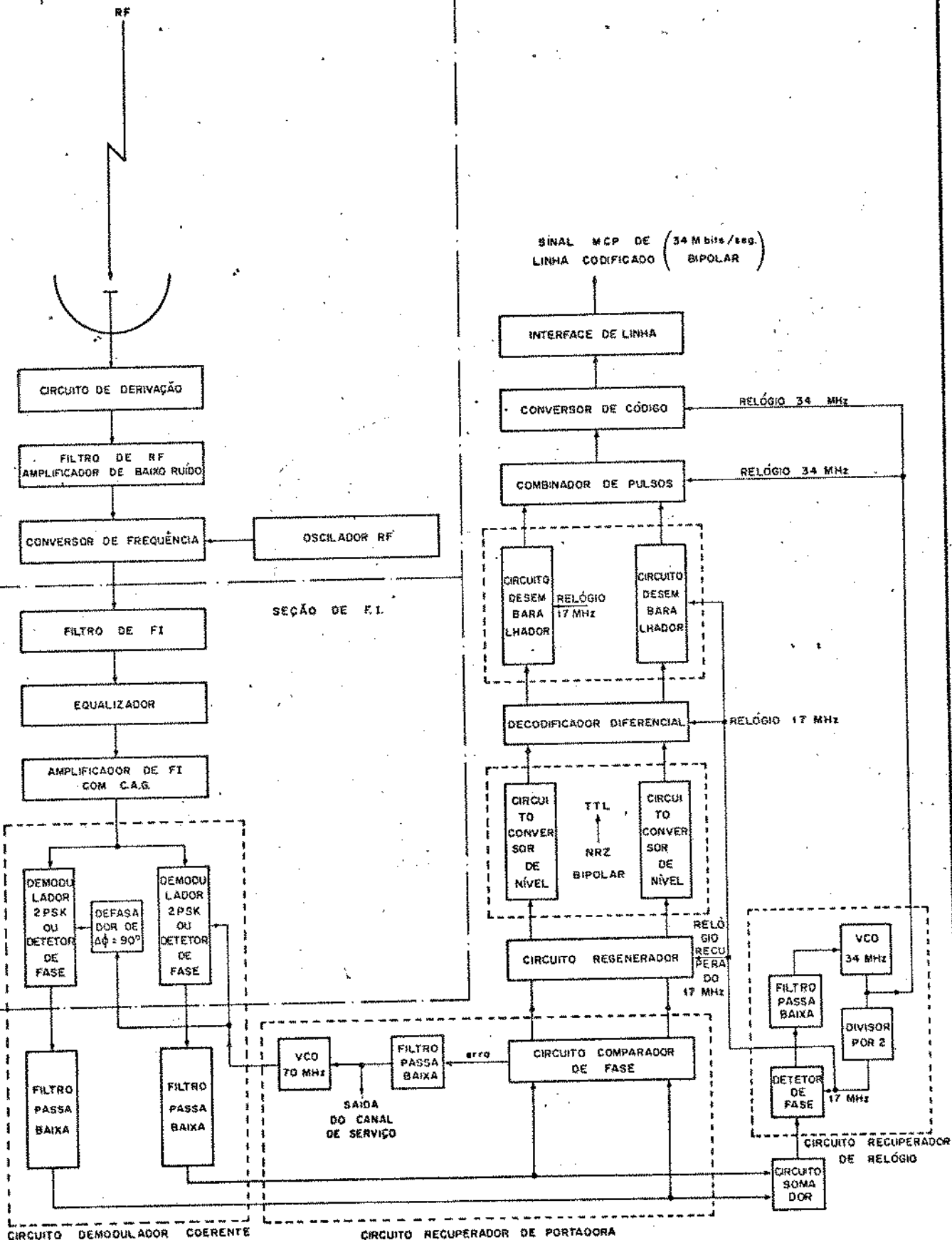


Fig. 3

nar os sinais espúrios fora da banda de RF de interesse.

a.3 - Conversor de frequência e oscilador de RF

Este conjunto faz o batimento da portadora local de RF com o sinal de RF recebido com a consequente transladação do espectro de frequência do sinal QPSK da faixa de RF para a de FI.

(b) Blocos em FI

b.1 - Filtro de FI

Tem as mesmas características do filtro de FI do transmissor descrito no item b.2.

b.2 - Equalizador

Devido às não-linearidades do comportamento da fase com a frequência nos circuitos utilizados, ocorre uma interferência intersimbólica devido ao atraso de grupo não ser constante na faixa de interesse, havendo portanto, necessidade de compensar este efeito pelo uso de um equalizador.

b.3 - Amplificador de FI com C.A.G.

Possibilita que o nível do sinal de FI que chega ao demodulador quadrifásico tenha amplitude quase constante.

b.4 - Demodulador quadrifásico

É constituído dos seguintes circuitos: dois demoduladores coerentes 2-PSK (detetores de fase), um circuito atrasador de 90° e uma portadora local de referência proveniente do circuito recuperador de portadora.

Os circuitos detetores de fase (demoduladores) fazem o produto do sinal QPSK com portadoras ortogonais entre si e amarradas em frequência e fase com relação ao sinal de FI (QPSK) do receptor. Os sinais na saída dos detetores de fase passam por filtros passa-baixa e obtêm-se, desta forma, dois sinais em banda básica à taxa de 17 Mbit/s embaralhados e codificados diferencialmente.

O demodulador quadrifásico é dito coerente porque a portadora recuperada localmente está amarrada em frequência e

em fase com relação ao sinal de FI recebido.

(c) Blocos em BB

c.1 - Filtro passa-baixas

Estes filtros com frequência de corte em torno de 17 MHz são necessários para eliminar as harmônicas de segunda ordem ou ordem superior da portadora de FI (70 MHz), resultando em dois trens de pulsos em BB.

c.2 - Circuito recuperador de portadora

É composto dos seguintes circuitos: circuito comparador de fase, filtro passa-baixas e um VCO discreto em 70 MHz.

O circuito comparador de fases compara as fases de dois circuitos detetores de fase (demoduladores 2-PSK) resultando em um sinal de erro que, após passar por um filtro passa-baixas, aciona um VCO discreto a cristal, cuja frequência central é 70 MHz, originando a portadora local de referência do receptor.

O circuito comparador de fase é descrito com detalhes no Capítulo V.

c.3 - Circuito recuperador de relógio

Recupera o relógio de 17 Mbit/s e 34 Mbit/s usando uma malha tipo PLL. Este circuito é fundamental para os processos de regeneração dos sinais em BB, decodificação diferencial, de embaralhamento, combinação de pulsos e conversão dos sinais em BB para o código de linha.

c.4 - Circuito regenerador e conversor de nível NRZ-bipolar para TTL

A regeneração dos trens de pulsos em BB retira as distorções e ruídos existentes nos pulsos demodulados. A conversão de nível condiciona os pulsos para as operações lógicas que se seguem.

c.5 - Decodificador diferencial

Decodifica diferencialmente os trens de pulsos que foram codificados diferencialmente no transmissor.

c.6 - Circuitos desembaralhadores

Desembaralham os trens de pulsos do receptor.

c.7 - Combinador de pulsos

Junta os dois trens de pulsos em paralelo de 17 Mbit/s em um único trem de pulsos à taxa de 34 Mbit/s.

c.8 - Conversor de código e interface de linha

Converte o trem de pulsos acima no código conveniente para a linha e para os níveis e impedância adequados à linha.

CAPÍTULO III

MODULAÇÃO E DEMODULAÇÃO PARA RÁDIOS DIGITAIS

III.1 - INTRODUÇÃO

Neste Capítulo será discutido, em aspectos gerais, diferentes métodos para modulação de uma portadora para rádios digitais. Para selecionar um determinado método de modulação, deve-se levar em conta as características da taxa de erros em função da relação sinal/ruído (S/N) e a eficiência de utilização do espectro de RF.

A maior ênfase será no estudo de um modulador QPSK ("Quadrature Phase Shift Keying"). É também feita uma análise matemática sobre as características de um sinal modulado digitalmente em fase.

Em um equipamento de rádio digital, pode-se utilizar uma modulação direta QPSK ou uma modulação heterodina usando uma sub-portadora em FI (no caso esta frequência intermediária é de 70 MHz).

Para a demodulação de sinais QPSK podem ser utilizados dois tipos de demoduladores: diferencial ou coerente. O demodulador coerente é mais utilizado, pois para uma mesma taxa de erros, necessita de uma menor relação S/N em relação ao demodulador diferencial.

As comparações entre os diversos métodos de modulação da portadora em um rádio digital serão feitas de uma maneira bem superficial e com caráter essencialmente ilustrativo.

O modulador QPSK será estudado com maior detalhe por ser o tipo de modulação recomendada pela TELEBRÁS [4] e por nós implementado.

III.2 - MÉTODOS DE MODULAÇÃO

Em um equipamento de rádio digital há necessidade de se deslocar o espectro do sinal digital em banda básica para um canal de utilização em rádio-frequência (RF), usando um processo direto ou uma frequência intermediária (FI), antes da transmissão pela antena.

No Brasil, a faixa de RF para transmissão exclusiva de sinais MCP e sinais digitais em geral foi fixada na faixa dos 8

GHz (8,275 a 8,500 GHz).

Hã diversos métodos de demodulação para um equipamento de rádio digital. Para selecionar um determinado método, deve-se levar em conta as seguintes características:

a) Variação da taxa de erros (BER: "Bit Error Rate") , como função da relação entre a potência da portadora e a potência de ruído (C/N) e, também, como função da relação entre a potência da portadora e a potência dos sinais interferentes.

b) Eficiência na utilização do espectro de RF dada pelo número de bits por segundo transmitidos por hertz de faixa de transmissão.

c) Distribuição do espectro em frequência do sinal modulado.

d) Complexidade de implementação.

Em um sistema de rádio digital, uma portadora em microondas ou em um estágio precedente de FI, é modulada pelo trem de pulsos de banda básica. Portanto, para modular uma portadora por sinais digitais, três métodos básicos são aplicáveis: modulação em amplitude (ASK), modulação em frequência (FSK) e modulação de fase (PSK).

Um modulador ASK ("Amplitude Shift Keying") consiste na modulação em amplitude da portadora de RF pelo trem de pulsos de banda básica. Este tipo de modulação consiste, normalmente, na passagem ou supressão da portadora (tipo liga-desliga). Um circuito modulador e demodulador ASK é de simples construção, porém necessita de uma faixa de transmissão mínima igual à taxa de bits e a taxa de erro é pior que para os outros métodos.

O modulador FSK ("Frequency Shift Keying") consiste na modulação em frequência da portadora de RF pelo trem de pulsos de banda básica. Suas características de taxa de erro versus relação C/N no receptor são boas (melhor que o método ASK), porém a faixa de transmissão necessária neste caso é, praticamente, o dobro da taxa de bits.

O modulador PSK ("Phase Shift Keying") é superior aos métodos anteriores pois requer a mínima relação C/N para se obter uma determinada taxa de erros (BER) e, também, pela facilidade

de se utilizar modulações de múltiplas fases, tornando o método bem eficiente em termos de utilização do espectro.

O modulador PSK será estudado com detalhes no item III. 3.

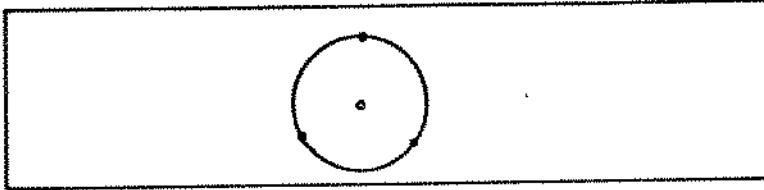
Os moduladores do tipo ASK, FSK e PSK podem também ser implementados para realizarem modulações com mais de dois níveis quando então são denominados moduladores do tipo MASK, MFSK e MPSK, onde o número de níveis $M=2^S$, com "S" sendo igual ao número de bits por símbolo.

No caso particular de modulação 4-PSK, também chamada QPSK, dois bits são transmitidos no tempo de um símbolo. Desse modo, explorando técnicas de modulações de alto nível, obtêm-se melhores eficiências dos métodos de modulação acima relacionados em relação à utilização do espectro de frequências.

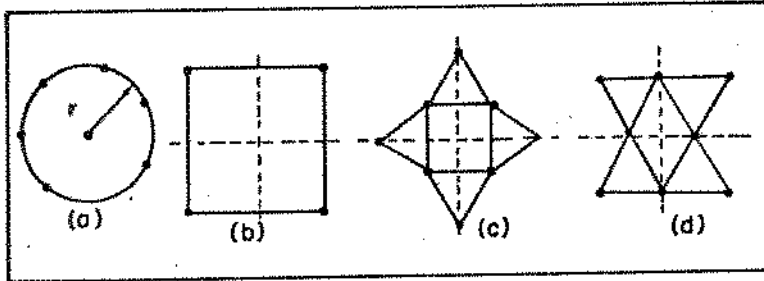
Outros métodos que hoje em dia são largamente estudados são os métodos de modulação combinados, tais como: "multiple-amplitude-and-phase-shift-keying" (MAPSK). Este método consiste na combinação da modulação em amplitude e em fase da portadora de RF pelo trem de pulsos de banda básica. Os métodos MAPSK, muitas vezes chamado de APK ou APSK, consistem de uma multiplicidade de arranjos possíveis e podem ser interpretados por meio de um espaço de sinal bidimensional de fase e amplitude. Neste espaço, dado um determinado arranjo, cada ponto deste arranjo correspondente a um símbolo que representa um fasor com módulo e fase gerado pela modulação MAPSK. Esses pontos são distribuídos de tal forma ao redor da origem que geralmente formam figuras tais como triângulos, quadrados, hexágonos, círculos, etc, como ilustrado na Fig. 4 [5].

Na Figura 5 são apresentadas comparações entre os principais métodos de modulação utilizando a característica de probabilidade de erro de símbolo versus relação C/N.

Notamos na Fig. 5 que aumentando-se os níveis de modulação, resulta em um aumento na susceptibilidade a interferências, pois há necessidades de maiores relações C/N para uma determinada taxa de erros. Além disso, verificamos que para um mesmo nível de modulação, sempre há um método mais eficiente: porém, nesta situação, deve-se levar em conta as dificuldades de implementação dos circuitos correspondentes.

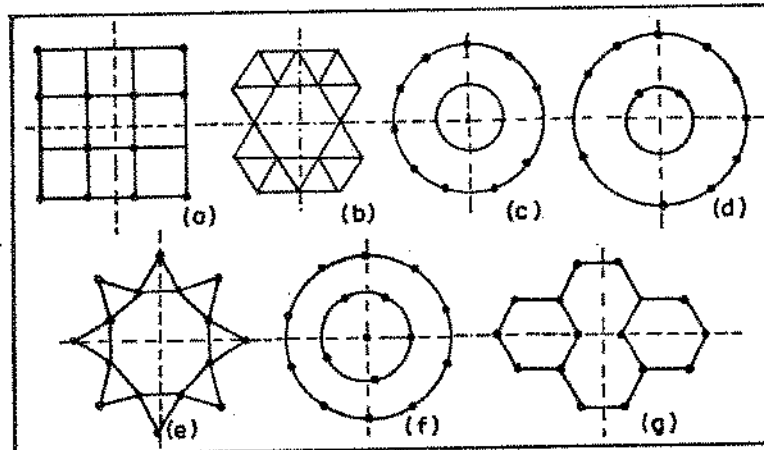


Arranjo com 4 pontos de sinais do tipo (1,3)



Arranjo com 8 pontos de sinais:

- a) (1,7) Circular
- b) Retangular
- c) (4,4) Circular
- d) Triangular



Arranjo com 16 pontos de sinais:

- a) Retangular
- b) Triangular
- c) (5,11) Circular
- d) (4,12) Circular
- e) (8,8) Circular
- f) (1,5,10) Circular
- g) Hexagonal

Figura 4

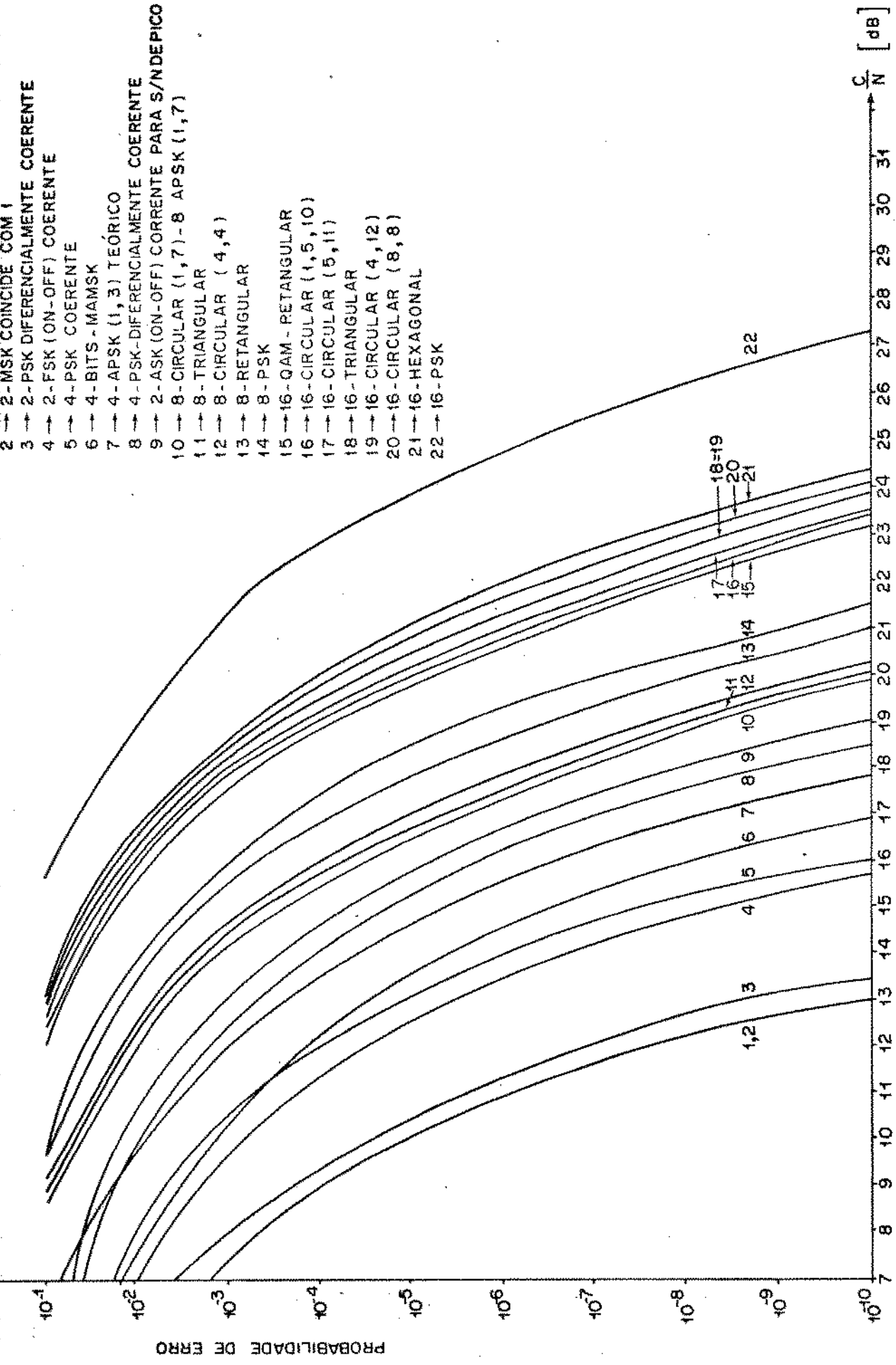


Fig. 5 - Características P_e x C/N para diferentes métodos de modulação

A Tabela 2, de caráter ilustrativo, mostra as características de alguns sistemas de rádio digital em operação ou em desenvolvimento {1}.

Além dos principais métodos de modulação, já citados, podemos ainda mencionar as modulações MSK ("Minimum Shift Keying") e MAMSK ("Multi-Amplitude Minimum Shift Keying"). O sistema MSK {5} pode ser visto como um tipo de modulação coerente FSK e tem a propriedade de que o desvio de frequência " Δf " é exatamente $\pm 1/4$ da taxa de bits (T_b). A fase modulada varia de uma maneira linear exatamente de $\pm 90^\circ$ com respeito à portadora durante o período T (intervalo de duração do bit de entrada) havendo continuidade de fase da portadora modulada nos instantes de chaveamento entre bits. Tanto o sistema MSK como o MAMSK tem como principal característica uma substancial redução na largura da banda (espectro de frequências) em relação ao sistema binário PSK. Com isso tem-se a vantagem da não necessidade de filtragem de pós-modulação muito severa, diminuindo a interferência intersimbólica.

A Figura 6 mostra a eficiência de transmissão de sistemas M-ários coerentes PSK, AM-SC em quadratura (QAM), APK e QPR {6} comparados com o limite máximo de Shannon.

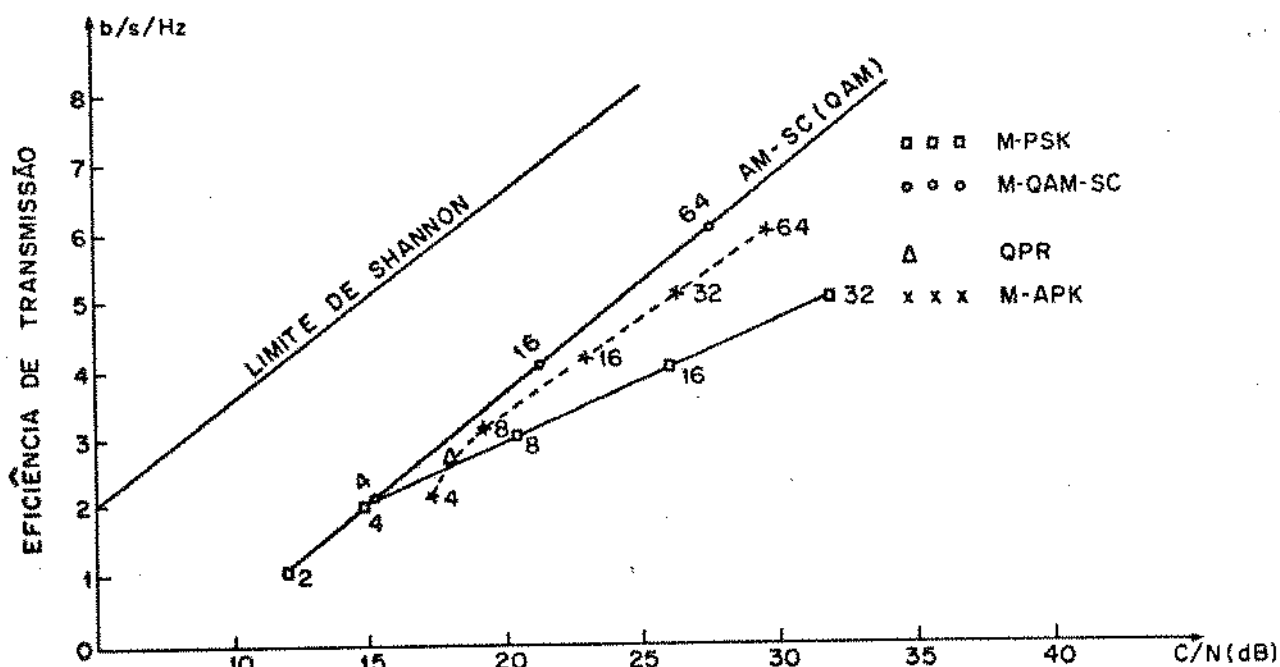


Fig. 6 - Eficiência de transmissão para os principais métodos de modulação

EFICIÊNCIA NO USO DO ESPECTRO DE SISTEMAS EM MICROONDAS

MODULAÇÃO	FREQUÊNCIA (GHz)	SEPARAÇÃO DO CANAL EM RF	CAPACIDADE		ARRANJO DO CANAL EM RF	EFICIÊNCIA ESPECTRAL		PRESENTE DATA
			TAXA DE BITS (Mbit/s)	NÚMERO DE CANAIS TELEFÔNICOS		((Bit/s)/Hz)	(ch/MHz)	
QPR*	8	41	91	1344	intercalado	2.2	33	BNR (Canadá) em desenvolvimento
8-PSK	11	41	91	1344	intercalado	2.2	33	Collins (Estados Unidos)
4-PSK	11	67	140	1920	intercalado	2.1	29	Post Office (Inglaterra) em desenvolvimento
4-PSK	11	60	140	1920	intercalado	2.3	32	CNET (França) em desenvolvimento
4-PSK	18	220/2	274	4032	co-canal	2.5	36	BLT (Estados Unidos) teste de campo concluído
4-PSK	20	160	400	5760	intercalado	2.5	36	NTT (Japão)
16-QAM**	5	40	200	2880	intercalado	5.0	72	NTT (Japão) em desenvolvimento
FM	4	20	-	1500	intersticial	-	75	BTL (Estados Unidos)
FM	6	40	-	2700	intercalado	-	67.5	GTE (Itália)
FM	5	40	-	3600	intercalado	-	90	NTT (Japão) em desenvolvimento
SSB-AM	6	30	-	6000	intercalado	-	200	BTL (Estados Unidos) em desenvolvimento

SISTEMA DIGITAL

SISTEMA ANALÓGICO

Tabela 2

III.3 - MODULAÇÃO PSK

III.3.1 - Características Principais

A modulação PSK é uma das técnicas de modulação mais utilizadas para a transmissão de sinais digitais em equipamento de rádio digital. Sua grande utilização deve-se ao fato da possibilidade de realização de modulações com múltiplas fases aumentando a eficiência de transmissão em termos de números de bits transmitidos por segundo em uma banda unitária (bit/s/Hz). Outra característica importante da modulação PSK é a relação C/N necessária para uma dada taxa de erros no receptor que, como podemos observar na Fig.5, é a mais baixa entre todos os métodos de modulação de dois e quatro níveis.

Outras características vantajosas da modulação PSK são {7}, {8} :

- a) Alta imunidade a interferências;
- b) Os circuitos necessários, tanto para construção do modulador como do demodulador, não são muito complicados;
- c) A análise teórica da modulação PSK é mais simples do que para outros métodos.

Os tipos de moduladores PSK mais pesquisados são os que utilizam 2,4,8, ou 16 fases da portadora. Conforme podemos notar na Fig.5, o aumento das fases da portadora acarreta um aumento na relação C/N para uma dada probabilidade de erro de símbolos. Isto ocorre porque, se verificarmos o diagrama de vetores no espaço de sinal dos sinais PSK de múltiplas fases, notaremos que diminuem os espaçamentos em graus entre os vetores de informação (180° para 2-PSK, 90° para 4-PSK, 45° para 8-PSK, $22,5^{\circ}$ para 16-PSK), tornando o sistema mais susceptível a ruídos e interferências, havendo necessidade, portanto, de uma maior relação C/N e de um aumento na complexidade dos circuitos de modulação e demodulação. Nestes casos, deve-se fazer uma análise, mais completa, dos diversos tipos de modulação para se determinar qual o método mais conveniente. Pela Fig.5 conclui-se que, baseando-se somente na relação C/N para uma dada taxa de erros, os sistemas 8-PSK e 16-PSK não seriam os mais convenientes. Há, no entanto, outros fa

tores que devem ser considerados, que já citamos anteriormente.

O interesse em utilizar modulações PSK com fases múltiplas está no fato que, aumentando-se o número de fases transmitidas, obtém-se uma diminuição da faixa necessária de transmissão, aumentando-se a eficiência do sistema. A faixa de transmissão necessária para modulações PSK de fases múltiplas segue a seguinte regra (9):

$$B_r = \frac{T_b}{\log_2 M} \cdot F$$

onde T_b = taxa de bits

M = número de fases

B_r = faixa de transmissão necessária

F = fator de segurança (> 1)

O fator de segurança F aumenta a banda mínima teórica necessária para uma determinada modulação de M -fases e reflete o fato de que, na prática, não se consegue construir filtros com corte abrupto na largura mínima da faixa teórica.

Usando a expressão acima, para uma taxa de 60 Mbit/s é necessário 60 MHz, 30 MHz e 20 MHz de faixa de transmissão teórica mínima para modulação 2-PSK, 4-PSK e 8-PSK, respectivamente.

As eficiências de utilização do espectro para as modulações M -PSK acima seriam 1 bit/s/Hz para 2-PSK; 2 bit/s/Hz para 4-PSK e 3 bit/s/Hz para 8-PSK. Portanto, com modulação 4-PSK, pode-se transmitir duas vezes mais informações do que o sistema 2-PSK em uma dada largura de banda. Esta razoável eficiência de transmissão de 2 bit/s/Hz (teórica) e a modesta relação C/N para uma certa taxa de erros (Fig.5), fez com que a modulação 4-PSK se tornasse das mais utilizadas nos equipamentos de rádio digital do mundo inteiro.

III.3.2 - Modulador 2-PSK

Uma das funções de um modulador digital é transladar o espectro do sinal digital em banda básica para uma faixa de FI ou de RF. O princípio básico de funcionamento do modulador 2-PSK

é o chaveamento de uma portadora em duas fases distintas, 0° ou 180° , por intermédio de um trem de pulsos digital. Por exemplo, pode-se associar o nível lógico "1" do sinal digital à fase do sinal modulado $V_{PSK}(t)$ em fase com a portadora local e o nível "0" à fase do sinal modulado deslocado de 180° em relação à fase da portadora local. Devido às características do modulador implementado, é preferível utilizar sinais NRZ bipolares ao invés de sinais digitais binários. Neste caso, ao estado "0" podemos associar o nível "-V" e ao estado "1" podemos associar o nível "+V" do sinal NRZ bipolar.

Pode-se representar um modulador 2-PSK pelo diagrama em blocos da Figura 7.

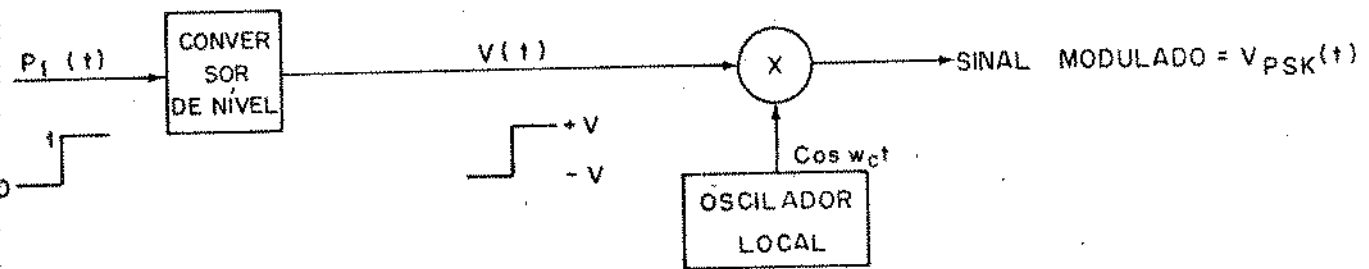


Fig. 7 - Diagrama esquemático de um modulador 2-PSK

No nosso caso, o oscilador local representa uma portadora em 70 MHz; o sinal $P_1(t)$ representa o trem de pulsos digital e o sinal $V(t)$ um trem de pulsos NRZ bipolar.

O sinal modulado 2-PSK, resultante do produto do sinal NRZ bipolar $V(t)$ com a portadora local $\cos \omega_c t$, será:

$$V_{PSK}(t) = K V(t) \cos \omega_c t$$

onde K é o fator de ganho do multiplicador e $V(t) = \pm V$, onde V é o nível de pico de $V(t)$.

No caso de $V(t) = V$ teremos

$$V_{PSK}(t) = K V \cos \omega_c t$$

e no caso de $V(t) = -V$ teremos

$$V_{\text{PSK}}(t) = -K V \cos \omega_c t = K V \cos(\omega_c t + \pi).$$

Uma expressão geral para o sinal modulado 2-PSK seria:

$$V_{\text{PSK}}(t) = A \cos(\omega_c t + \phi)$$

ou
$$V_{\text{PSK}}(t) = \text{Re} [A \cdot e^{j\phi} \cdot e^{j\omega t}]$$

onde $A = |KV|$

e $\phi = 0^\circ$ ou 180° ou $\phi = [P_1(t) + 1]\pi$

onde o sinal binário $P_1(t)$ é 1 ou 0, respectivamente. Desse modo, o sinal modulado $V_{\text{PSK}}(t)$ pode ser definido como uma portadora de amplitude constante com rápidas transições entre dois estados de fase separados por 180° . O sinal 2-PSK acima pode ser representado por um fasor complexo $\hat{A} = Ae^{j\phi}$ que representa a função senoidal $V_{\text{PSK}}(t)$. Uma representação fasorial deste sinal pode ser vista na Fig. 8.

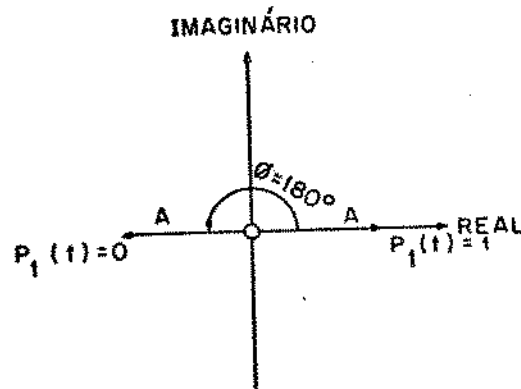


Fig. 8 - Plano dos estados de fase de um sinal 2-PSK

III.3.3 - Modulador QPSK (ou 4-PSK)

O modulador 4-PSK implementado utiliza dois moduladores 2-PSK, um circuito defasador de 90° e um circuito combinador (somador). Neste modulador 4-PSK, dois trens de pulsos codificados no formato NRZ bipolar, sincronizados entre si e à mesma taxa de repetição de bits, são multiplicados no domínio do tempo por duas

portadoras defasadas de 90° , respectivamente, resultando dois sinais modulados 2-PSK em quadratura de fases (ortogonais), sendo então somados linearmente para resultar um único sinal modulado com 4 fases.

Um esquema típico de um modulador 4-PSK está mostrado na Figura 9.

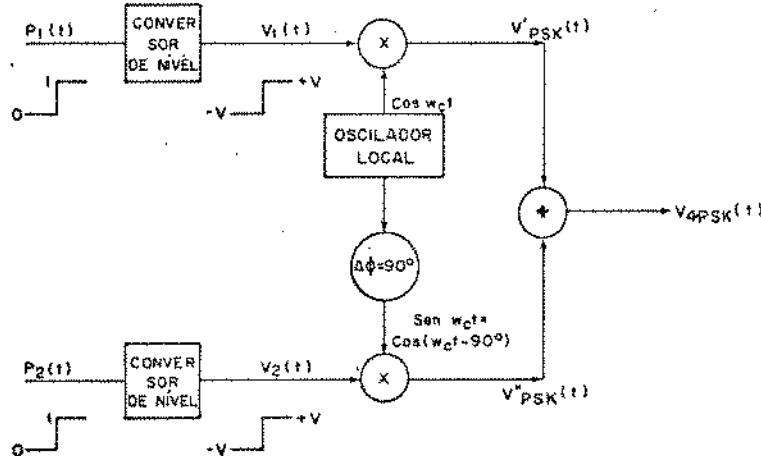


Fig. 9 - Diagrama esquemático de um modulador 4-PSK

Conforme vimos no item III.3.2, dois sinais modulados 2-PSK $V'_{PSK}(t)$ e $V''_{PSK}(t)$ podem ser representados como indicado abaixo:

$$V'_{PSK}(t) = A \cos [\omega_c t + \pi(P_1(t) + 1)]$$

$$V''_{PSK}(t) = A \sin [\omega_c t + \pi(P_2(t) + 1)]$$

onde $P_1(t)$ e $P_2(t)$ são as entradas digitais em banda básica que podem tomar os valores de 0 ou 1.

O sinal resultante 4-PSK é obtido através da soma linear de $V'_{PSK}(t)$ e $V''_{PSK}(t)$ resultando:

$$\begin{aligned} V_{4PSK}(t) &= V'_{PSK}(t) + V''_{PSK}(t) \\ &= A \cos[\omega_c t + \pi(P_1(t) + 1)] + A \sin[\omega_c t + \pi(P_2(t) + 1)] \end{aligned}$$

Vamos supor que as amplitudes dos sinais modulados 2-PSK sejam idênticas, que é o caso prático de interesse.

Temos então:

$$V_{4PSK}(t) = A \{ \cos[\omega_c t + \pi(P_1(t) + 1)] + \\ + \sin[\omega_c t + \pi(P_2(t) + 1)] \}$$

Fazendo

$$\sin[\omega_c t + \pi(P_2(t) + 1)] = \cos[\omega_c t + \pi(P_2(t) + 1) - \pi/2]$$

podemos aplicar a seguinte relação trigonométrica:

$$\cos a + \cos b = 2 \cos \left[\frac{1}{2}(a+b) \right] \cdot \cos \left[\frac{1}{2}(a-b) \right]$$

onde $a = \omega_c t + \pi[P_1(t) + 1]$

$$b = \omega_c t + \pi[P_2(t) + 1] - \frac{\pi}{2} = \omega_c t + \pi P_2(t) + \pi/2$$

Logo, podemos escrever:

$$V_{4PSK}(t) = A [\cos a + \cos b] \\ = A [\cos(\omega_c t + \pi(P_1(t) + 1)) + \cos(\omega_c t + \pi P_2(t) + \pi/2)] \\ = 2A \left[\cos \frac{1}{2}(2\omega_c t + \pi(P_1(t) + P_2(t)) + \frac{3\pi}{2}) \cdot \right. \\ \left. \cdot \cos \frac{1}{2}(\pi(P_1(t) - P_2(t)) + \frac{\pi}{2}) \right] \\ = 2A \left[\cos \left[\omega_c t + \frac{\pi}{2}(P_1(t) + P_2(t)) + \frac{3\pi}{4} \right] \cdot \right. \\ \left. \cdot \cos \left[\frac{\pi}{2}(P_1(t) - P_2(t)) + \frac{\pi}{4} \right] \right]$$

Como as entradas $P_1(t)$ e $P_2(t)$ são sinais binários com níveis 0 e 1, podemos com eles obter quatro combinações $\{P_1(t), P_2(t)\} = \{(0,0), (0,1), (1,0), (1,1)\}$.

Com estas quatro combinações, teremos as seguintes expressões para o sinal modulado 4-PSK:

$P_1(t)$	$P_2(t)$	V_{4PSK}
0	0	$V_{4PSK} = 2A \left\{ \cos \left(\omega_c t + \frac{3\pi}{4} \right) \cdot \cos \frac{\pi}{4} \right\} = A\sqrt{2} \cos \left(\omega_c t + \frac{3\pi}{4} \right)$
0	1	$V_{4PSK} = 2A \left\{ \cos \left(\omega_c t + \frac{5\pi}{4} \right) \cos \frac{\pi}{4} \right\} = A\sqrt{2} \cos \left(\omega_c t + \frac{5\pi}{4} \right)$
1	0	$V_{4PSK} = 2A \left\{ \cos \left(\omega_c t + \frac{5\pi}{4} \right) \cos \frac{3\pi}{4} \right\} = A\sqrt{2} \cos \left(\omega_c t + \frac{\pi}{4} \right)$
1	1	$V_{4PSK} = 2A \left\{ \cos \left(\omega_c t + \frac{7\pi}{4} \right) \cos \frac{\pi}{4} \right\} = A\sqrt{2} \cos \left(\omega_c t + \frac{7\pi}{4} \right)$

Logo, uma expressão geral para um sinal modulado QPSK seria:

$$V_{4PSK}(t) = A \sqrt{2} \cos(\omega_c t + \phi)$$

onde ϕ pode assumir uma das 4 possíveis fases: $\pi/4$, $3\pi/4$, $5\pi/4$, $7\pi/4$. Um outro tipo de representação deste sinal seria:

$$V_{4PSK}(t) = \text{Re} \left[A \sqrt{2} e^{j\phi} \cdot e^{j\omega_c t} \right]$$

O complexo $\tilde{A} = A\sqrt{2} e^{j\phi}$ é um fasor que representa a função $V_{4PSK}(t)$. Deste modo, uma representação fasorial gráfica para este sinal está na Figura 10.

Observando o plano dos estados de fase, conclui-se que em um dado "instante", quando, por exemplo, o estado (0,0) mudar para o estado (0,1), com variação de apenas um bit de um dos trens de pulsos, a mudança de fase na portadora do sinal modulado 4-PSK é de $\pi/2$ radianos; no caso em que ambos os bits mudarem de estado, ocorre uma transição na fase da portadora do sinal modulado 4-PSK de π radianos.

É interessante notar que a amplitude de pico de sinal 4-PSK é $A\sqrt{2}$ enquanto que a amplitude do sinal modulado 2-PSK correspondente é A .

Esta variação equivale a um aumento de 3 dB, em volta

gem, da amplitude do sinal 4-PSK em relação aos sinais 2-PSK utilizados. Observando, portanto, um sinal 4-PSK na tela de um osciloscópio, pode-se notar perfeitamente as mudanças de estado dos bits dos trens de pulsos dos sinais digitais.

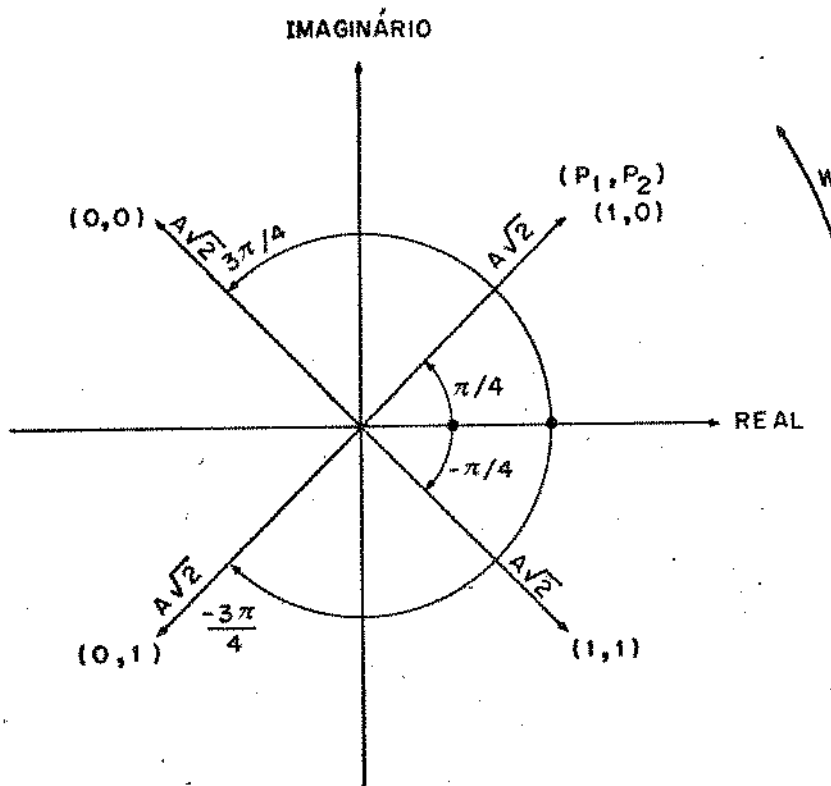


Fig. 10 - Plano dos estados de fase um sinal 4-PSK

Os pontos onde a amplitude do sinal modulado 4-PSK cai de 3 dB corresponde, exatamente, às mudanças de fases do sinal 4-PSK de $\pm 90^\circ$, ou seja, apenas um bit de um dos trens de pulsos variou de estado. Esta variação na amplitude acontece quando houver a mudança de estado de bits consecutivos de apenas um dos trens de pulsos, de tal forma que o sinal modulado 2-PSK correspondente, tem uma transição por zero, ocasionando variação de fase de 0° para 180° ou vice-versa; como o outro sinal 2-PSK não teve essa variação de fase, pois os bits consecutivos do outro trem de pulsos mantiveram-se no mesmo estado lógico, mantendo a amplitude constante, na soma dos dois sinais 2-PSK aparece uma variação de amplitude de 3 dB como mostraremos no Capítulo VI para o circuito implementado.

III.4 - TIPOS DE MODULAÇÃO 4-PSK

III.4.1 - Introdução

Discutiremos neste item duas possibilidades de transmissão de sinais digitais de banda básica através da modulação de uma portadora pelo método 4-PSK. As duas possibilidades são:

- a) Modulação direta de uma portadora em microondas em 4-PSK
- b) Modulação heterodina em FI (usando modulador em anel)

Os dois métodos acima são, hoje em dia, bastante utilizados, cabendo aqui apenas um destaque em termos de comparações entre suas características principais.

A solução heterodina, que implementaremos na forma de um modulador em anel ("ring-modulator"), é a solução que apresenta maior facilidade em termos de implementação dos circuitos e de testes do sistema completo em nível de FI.

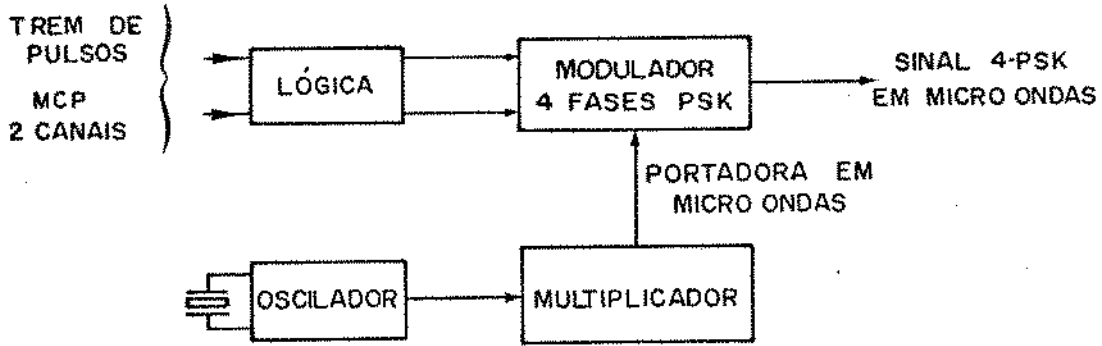
A solução heterodina, em vista destas vantagens, foi a escolhida para utilização no primeiro equipamento de rádio digital brasileiro [4].

III.4.2 - Modulação direta e modulação heterodina

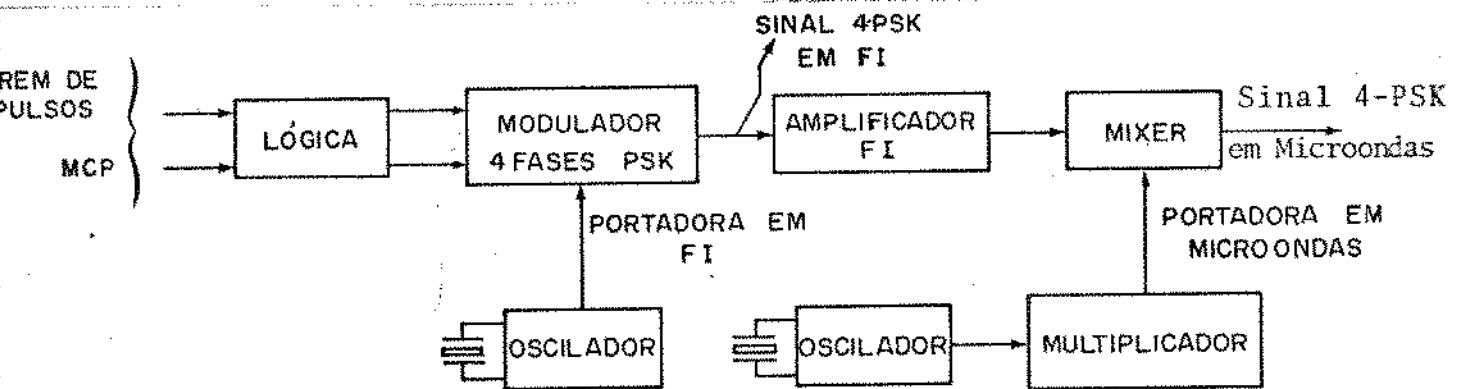
(a) Modulador Direto

Como dissemos acima, dois tipos de modulação 4-PSK podem ser utilizados para modular uma portadora, ou diretamente em RF (microondas) ou utilizando uma subportadora em FI, realizando, neste último caso, uma operação heterodina subsequente. Os diagramas básicos dos dois tipos de moduladores estão mostrados na Fig. 11(a) e 11(b).

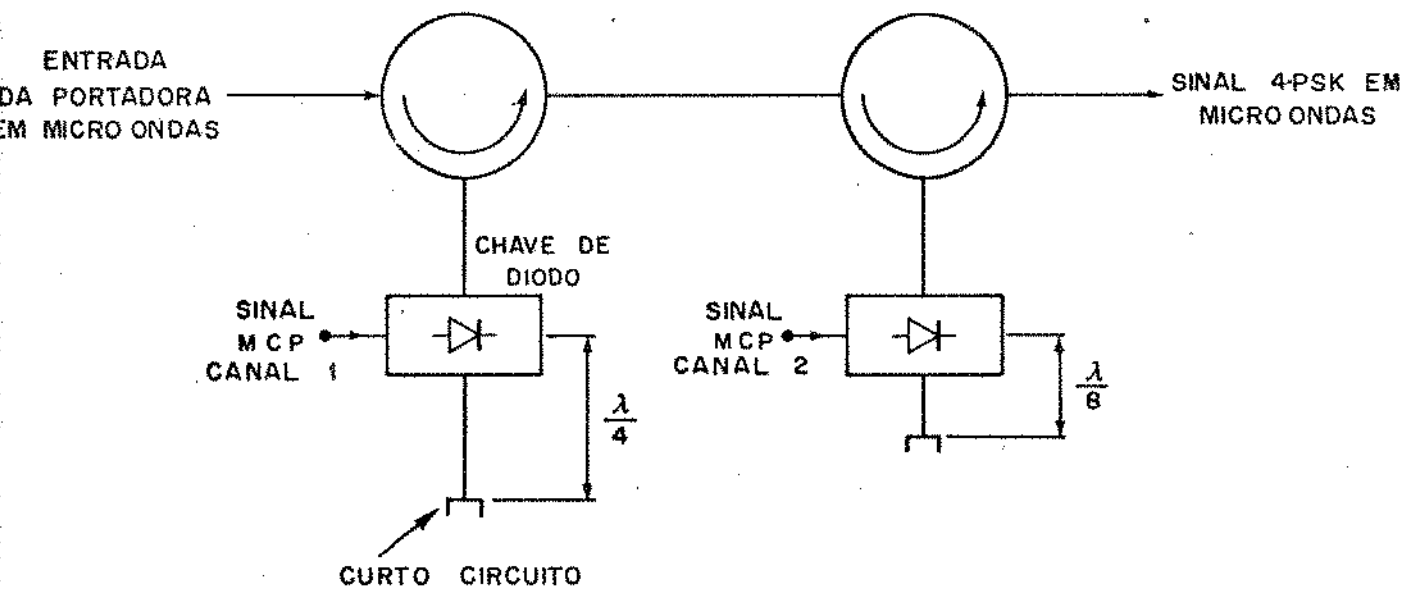
No circuito da Fig. 11(a), o modulador direto 4-PSK utiliza uma portadora em microondas que é, normalmente, gerada a partir da multiplicação da frequência de um oscilador controlado à cristal em VHF. Uma possível implementação deste modulador está mostrada na Fig. 11(c), onde a portadora entra em um dos circuladores e aparece na sua porta seguinte onde existe um diodo



(a) Transmissor com Modulação Direta 4-PSK



(b) Transmissor com Modulador Tipo Heterodino 4-PSK



(c) Modulador 4PSK em microondas

Fig. 11 - Modulador direto e heterodino

de chaveamento e uma linha de transmissão terminada em curto circuito. O diodo de chaveamento conduz quando uma voltagem de polarização positiva correspondente ao sinal modulante MCP é aplicada. Neste caso, o diodo torna-se um curto circuito, refletindo a portadora de volta ao circulador, não ocorrendo atraso de fase de interesse. Quando o diodo não conduz, tornando-se um circuito aberto, a portadora entra na linha de transmissão de comprimento $\pi/4$ sendo depois refletida de volta ao circulador devido à terminação em curto dessa linha. Desse modo, a portadora caminha $\pi/2$, ou seja, a diferença de fase dessa portadora com a fase da portadora refletida pelo diodo em curto é igual a π radianos, sendo este arranjo, portanto, chamado modulador $0-\pi$. No circulador seguinte, o comprimento da linha de transmissão é de $\pi/8$, resultando em um modulador $0-\pi/2$. Associando os moduladores $0-\pi$ e $0-\pi/2$ em cascata e aplicando-se adequadamente os dois trens de pulsos, um sinal 4-PSK em RF é obtido.

(b) Modulador heterodino 4-PSK utilizando modulador em anel

O modulador heterodino é apresentado na Fig. 11(b). Este tipo de modulador 4-PSK em FI apresenta várias vantagens sobre o modulador 4-PSK direto em microondas, conforme será visto no item (c).

Neste item apresentamos uma maneira muito usual de se realizar a modulação 2-PSK através de um circuito chamado modulador em anel ("ring-modulator").

O diagrama esquemático do modulador em anel está apresentado na Fig. 12. O nome "modulador em anel" deve-se ao fato deste circuito possuir um anel de diodos ligados com a mesma orientação.

O princípio de funcionamento do modulador em anel é o seguinte: aplicando-se um pulso com a polaridade indicada na Fig. 12 na "entrada de pulsos", os diodos "a" e "c" ficam diretamente polarizados e "b" e "d" reversamente polarizados. Pelos diodos "a" e "c" circulará uma corrente I_p , como indicado na figura. As correntes I_p passam com sentidos opostos no transformador T_1 , sendo somadas na derivação central de T_1 . O fluxo magnético gerado por estas correntes opostas em fase em T_1 , não induzem corrente na en

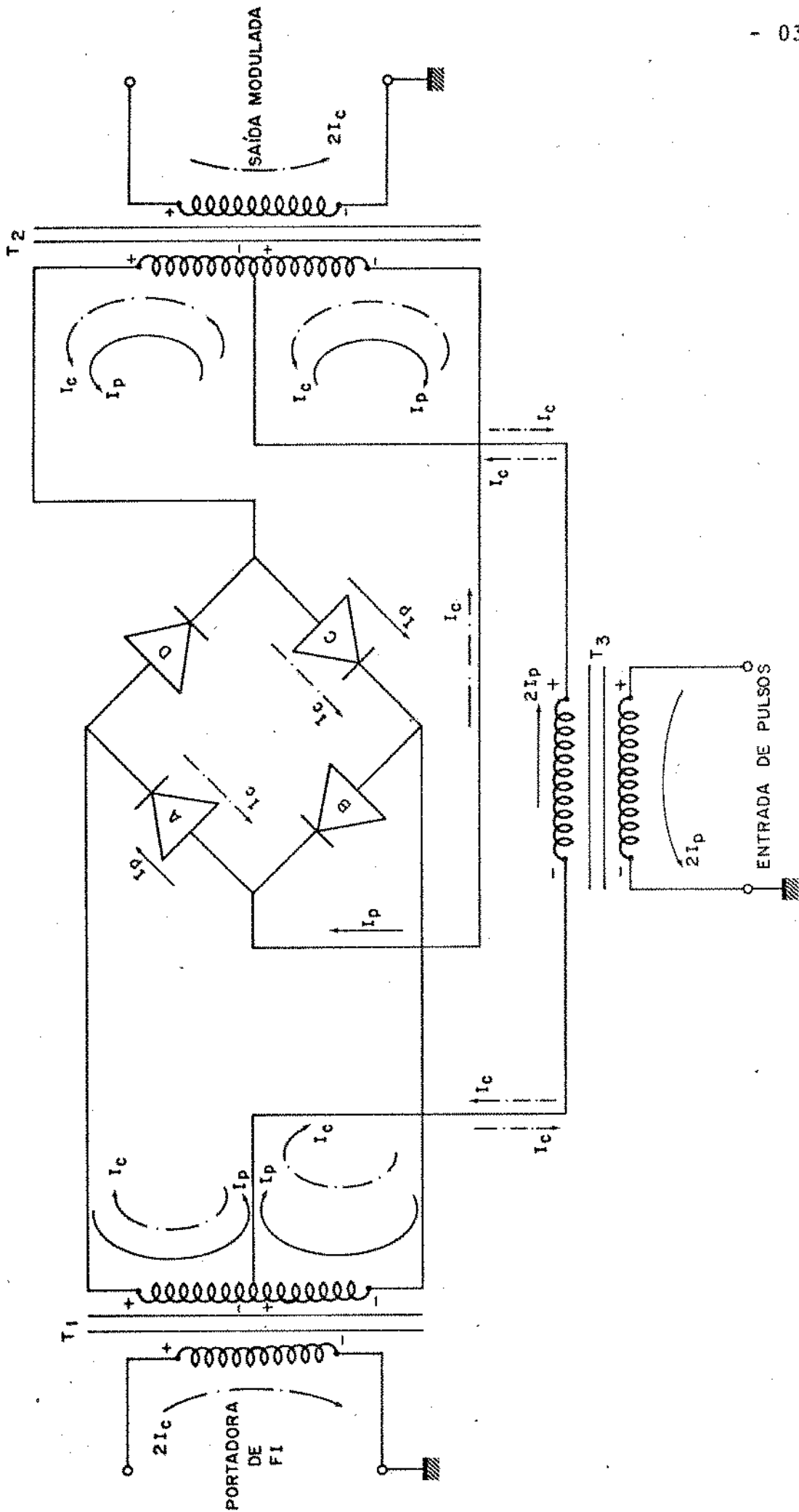


Fig. 12 - Esquema de um modulador 2-PSK

trada da "portadora de FI" (supondo configurações bem balanceadas); desta forma, o circuito modulador em anel possui uma isolação entre a entrada de pulsos e a entrada da portadora de FI. As correntes I_p também possuem fases opostas no primário de T_2 não induzindo corrente no secundário de T_2 . Isto resulta em isolação entre a entrada de pulsos e a "saída modulada". Mantendo o sentido de polarização dos diodos, imposta pela "entrada de pulsos", e aplicando-se a portadora de FI, as correntes induzidas I_c de malha no secundário de T_1 se somam em oposição de fase na derivação central de T_1 , havendo cancelamento total das mesmas. O mesmo ocorre com as correntes I_c na derivação central de T_2 , sendo somadas em oposição de fase e anulando-se também. Desta maneira a entrada da portadora também é isolada da entrada de pulsos. As correntes de malha I_c passam pelos mesmos diodos "a" e "c", polarizados diretamente pela entrada de pulsos, e estabelecem o sentido indicado de percurso no primário de T_2 e, como estão em fase entre si, induzem uma corrente de sentido contrário no secundário de T_2 , resultando na "saída modulada" uma portadora defasada de π radianos em relação à portadora de entrada. Se na entrada de pulsos há inversão de polaridade, os diodos "a" e "c" ficam reversamente polarizados e os diodos "b" e "d" diretamente polarizados, havendo mudança no sentido da corrente I_c no primário de T_2 ; resultando como saída modulada uma portadora em fase com a portadora de entrada.

Resumindo, quando a entrada de pulsos tem o sentido indicado (positivo) na Fig. 12, a fase da portadora na saída é 180° defasada em relação à portadora na entrada, e quando a entrada de pulsos tem sentido contrário, a fase na saída é a mesma fase de entrada. Devido à característica balanceada do modulador em anel, existe isolação entre a entrada da portadora e a entrada de pulsos, isolação entre a entrada de pulsos e a saída modulada e não -isolação entre a entrada da portadora e a saída modulada quando houver entrada de pulsos. Com as características de transição de fase de 0° - 180° tem-se um modulador 2-PSK que é uma parte do modulador 4-PSK. O outro modulador 2-PSK usa o mesmo circuito acima mas com a portadora defasada de 90° com relação à portadora mencionada acima.

Para que o modulador funcione de maneira conveniente, is

to é, a entrada de pulsos sempre comandando o chaveamento da ponte de diodos, é necessário que o nível de sinal da portadora seja menor que os níveis dos pulsos em banda básica e estes, por sua vez, sejam da ordem V_{γ} (limiar de condução do diodo) para obtenção de modulação PSK bastante linear.

Embora o modulador em anel apresentado seja um modulador muitíssimo utilizado, sua construção prática em níveis de protótipo de laboratório apresenta problemas devido à falta de pontos de ajustes de balanceamento, pois é difícil construir transformadores com "derivações centrais" perfeitamente simétricas. No Capítulo VI será apresentado um circuito modulador que apresenta a possibilidade de ajustes de balanceamento.

(c) Comparações entre os moduladores diretos e heterodinos

Atualmente é possível implementar-se moduladores PSK diretamente em microondas tendo boas características. Consegue-se obter perda por inserção de aproximadamente 2 dB {10}, que é bem menor que a perda por inserção ocasionada pelo modulador PSK em FI. Como consequência, o transmissor com modulação direta necessita menos potência do que o heterodino e este ponto é muito importante em termos econômicos.

A solução heterodina é utilizada quando se deseja adotar seções simétricas no modulador e demodulador usando uma frequência intermediária (FI). No caso de manutenção, supervisão, ou testes dos equipamentos de rádio, isto possibilita a interligação direta do modulador ao demodulador em nível de FI, fato que não seria possível se o sistema usasse modulação direta em RF.

Outras vantagens da solução heterodina são {8,9}:

1) Possibilidade de utilização do equipamento heterodino em qualquer faixa de frequências em RF mudando apenas o transmissor e receptor em nível de RF, mantendo inalterado o sistema em banda básica e em FI;

2) Filtragem em FI no transmissor (para redução do espectro transmitido) é mais fácil e mais econômico do que filtração em microondas;

3) Os sistemas heterodinos possibilitam o uso de repe

tidoras em nível de FI, sem que haja necessidade de regeneração do trem de pulsos em banda básica, tornando as repetidoras mais baratas. Os sistemas com modulação direta em RF não possibilitam repetidoras em nível de FI pois o modulador não aceita FI.

III.5 - DEMODULAÇÃO 4-PSK

III.5.1 - Introdução

A demodulação de um sinal modulado 4-PSK em FI pode ser feita por dois métodos:

- (a) Demodulação diferencial
- (b) Demodulação coerente

A demodulação diferencial é obtida através da multiplicação no tempo entre o sinal modulado PSK e o correspondente sinal PSK atrasado de um intervalo de tempo de um bit, sendo detetada a diferença de fase entre estes dois sinais. O circuito demodulador é simples, porém necessita de maior relação C/N com relação ao demodulador coerente para uma taxa de erros fixada.

Na demodulação coerente PSK há necessidade de uma portadora de referência amarrada em frequência e fase com um estado médio do sinal modulado. São também necessários dois circuitos multiplicadores, além de um terceiro circuito de recuperação de portadora. Os sinais resultantes na saída dos multiplicadores são filtrados, originando dois trens de pulsos em banda básica possivelmente com distorções e acrescidos de ruído.

O circuito demodulador diferencial será comentado apenas como forma ilustrativa, por ser uma opção para a demodulação PSK.

III.5.2 - Demodulação Diferencial

O diagrama básico de um demodulador diferencial 4-PSK é mostrado na Fig. 13(a). Neste demodulador, o sinal 4-PSK em FI, no receptor digital, é encaminhado a três circuitos: um dirige-se a um detetor de fase, o outro a um outro detetor de fase após passar por um defasador de 90° e o terceiro circuito encami

nha um sinal a cada um destes detetores de fase após efetuar um atraso temporal de um bit. Para verificarmos matematicamente o que acontece no demodulador diferencial de uma maneira bem simples, basta analisarmos as formas de onda na saída dos dois detetores de fase da Fig. 13(a). Supondo o sinal modulado 4-PSK representado pela equação

$$V_{4PSK} = A \sqrt{2} \cos(\omega_c t + \phi(t)),$$

a saída do detetor de fase 1 será:

$$D_1 = A \sqrt{2} \cos[\omega_c t(t) + \phi(t)] \cdot A \sqrt{2} \cos[\omega_c t + \phi(t-T)]$$

onde $\phi(t-T)$ é o estado da fase após um intervalo de tempo T.

Desenvolvendo tem-se:

$$D_1 = A^2 \{ \cos[\phi(t) - \phi(t-T)] + \cos[2\omega_c t + \phi(t) + \phi(t-T)] \}$$

Após um filtro passa-baixas resulta:

$$D_1 = A^2 \cos [\phi(t) - \phi(t-T)]$$

Do mesmo modo, na saída do detetor de fase 2 o sinal será:

$$D_2 = A \sqrt{2} \sin[\omega_c t + \phi(t)] \cdot A \sqrt{2} \cos[\omega_c t + \phi(t-T)]$$

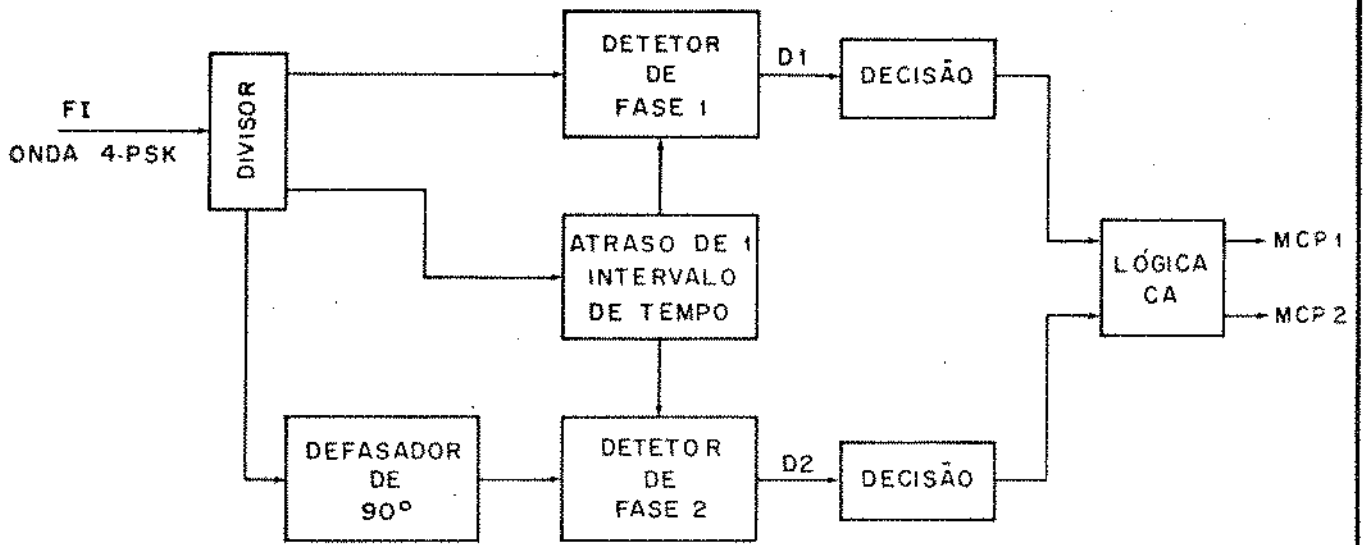
$$D_2 = A^2 \{ \sin[\phi(t) - \phi(t-T)] + \sin[2\omega_c t + \phi(t) + \phi(t-T)] \}$$

Após um filtro passa-baixas resulta:

$$D_2 = A^2 \sin [\phi(t) - \phi(t-T)]$$

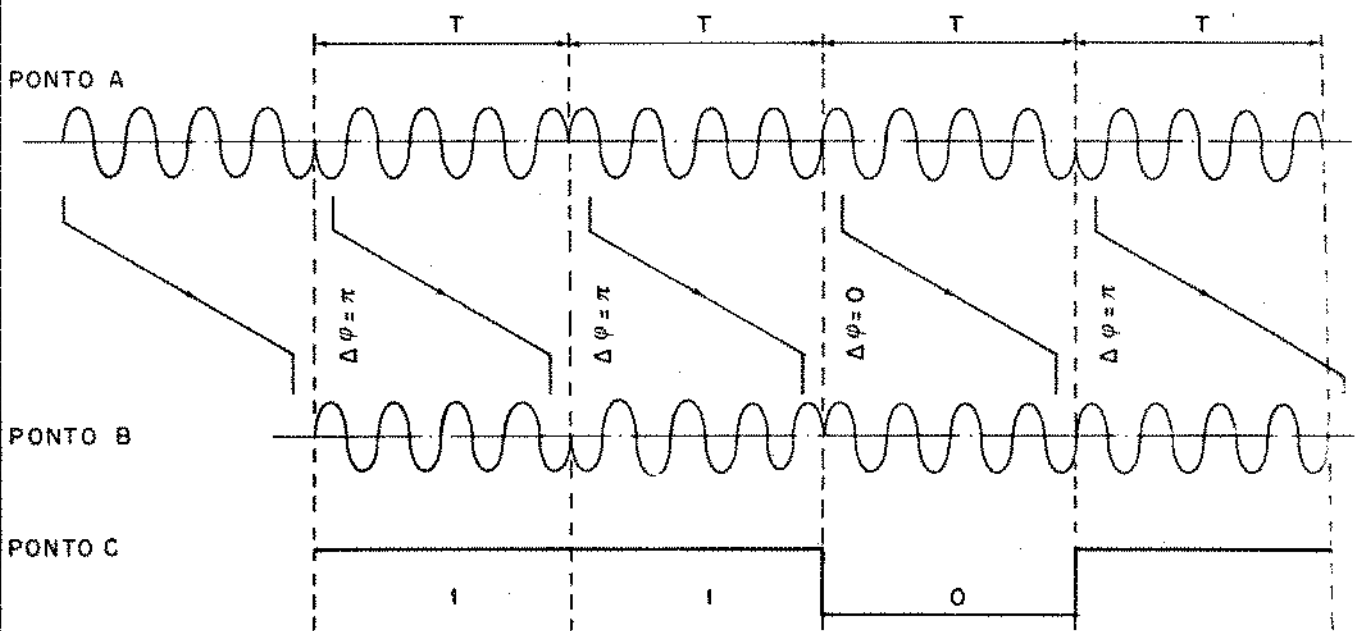
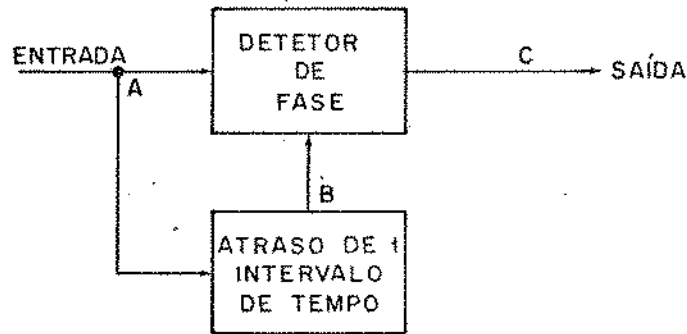
Como $\phi(t) - \phi(t-T) = \frac{K\pi}{2}$, (K=0,1,2,3),

D_1 e D_2 serão os dois trens de pulsos em banda básica originalmente transmitidos. Na prática, estes pulsos serão acrescidos de ruído e distorção. Para ilustrar graficamente as formas de onda em um demodulador diferencial 2-PSK, apresentamos um exemplo na Fig. 13(b).



(a)

a) DETETOR DE ATRASO PARA UM SINAL 4-PSK



(b) DETETOR DE ATRASO PARA UM SINAL 2-PSK

Fig. 13 - Demodulador diferencial

III.5.3 - Demodulação coerente

Em um equipamento de rádio digital, um circuito demodulador coerente é uma das partes mais críticas, pois é neste setor que são recuperadas as informações de banda básica, porém contaminadas por distorções e ruídos. Um mal funcionamento do circuito demodulador, implica em um automático aumento da taxa de erros nos trens de pulsos recuperados.

O diagrama básico de um circuito demodulador coerente pode ser visto na Fig. 14 e consta de dois detetores de fase, dois filtros passa-baixas, um circuito de atraso de 90° em 70 MHz e um circuito de recuperação de portadora (onde encontra-se embutido um VCO em 70 MHz).

O sinal 4-PSK em FI, no receptor, é dirigido a dois circuitos detetores de fase, que são na verdade, dois multiplicadores no tempo; estes detetores são também atacados, distintamente, por duas portadoras em FI defasadas entre si de 90° , resultando, após uma filtragem em banda básica, para eliminar harmônicas da FI, em dois trens de pulsos NRZ bipolar.

A denominação "coerente" está ligada ao fato da necessidade de se recuperar localmente (no receptor) uma portadora a marrada em frequência e em uma das fases médias do sinal modulado 4-PSK através de um circuito de recuperação da portadora. Como em um sinal 4-PSK há quatro estados de fase de igual probabilidade, é usualmente complicado determinar-se em qual fase média do sinal 4-PSK a portadora de referência local está amarrada. Para se evitar esta dificuldade em se estabelecer uma referência de fase absoluta no receptor, uma técnica de codificação diferencial é empregada. Suponha duas sequências de pulsos binários em banda básica (A_i e B_i) de tal modo que o conjunto (A_i, B_i), em cada intervalo de tempo, tenha uma das quatro possibilidades (0,0), (0,1), (1,0), (1,1). Em um sistema de modulação de fase diferencial, a informação (A_i, B_i) é transmitida como uma mudança na posição de fase entre intervalos de tempo consecutivos da portadora e as variações de fase da portadora de 0° , 90° , 180° e 270° irão corresponder a (0,0), (0,1), (1,0) e (1,1), respectivamente. Desse modo, a informação (A_i, B_i) é transmitida adicionando certo valor de fase (determinado por (A_i, B_i)) à fase do próximo inter

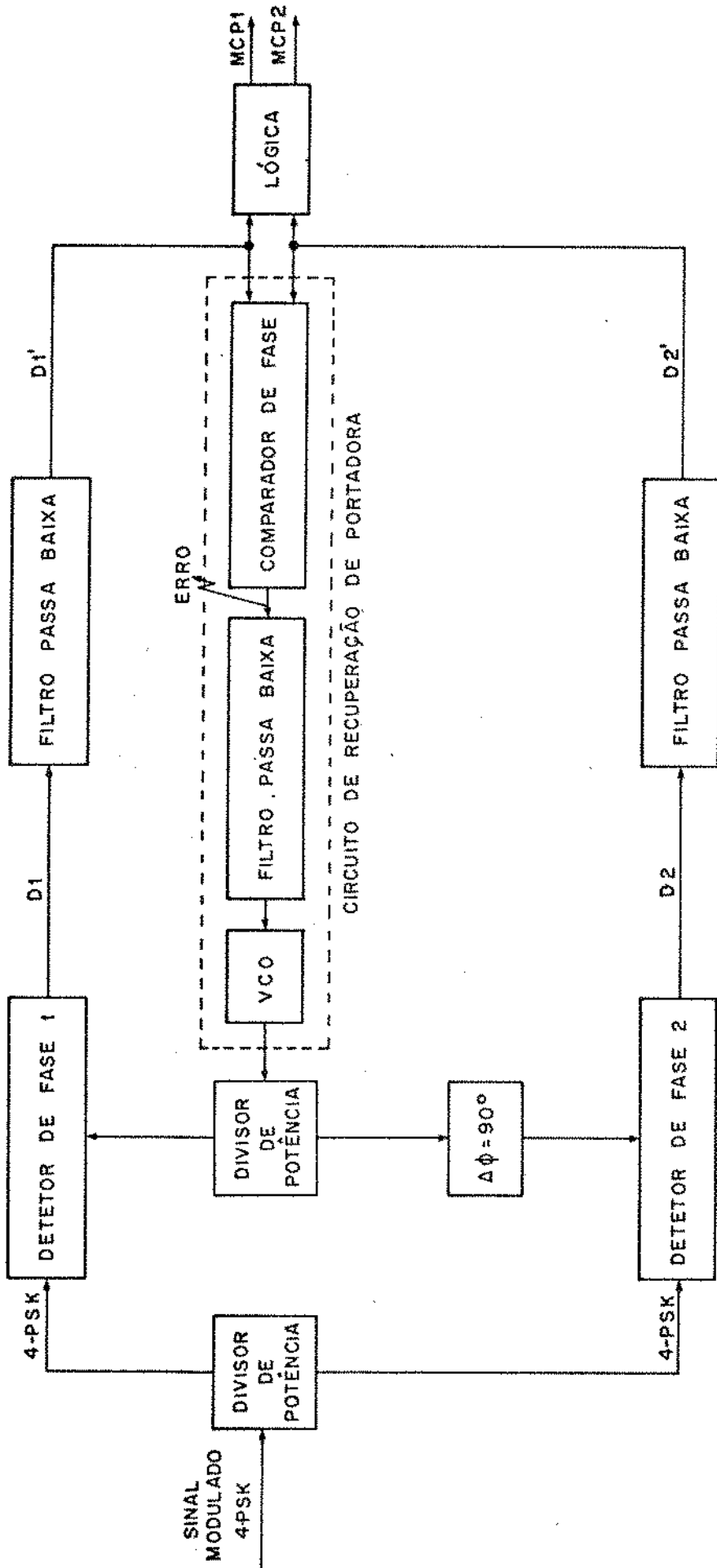


Fig. 14 - Demodulador coerente 4-PSK

valo de tempo. No demodulador, a diferença de fase entre dois intervalos de tempo de símbolos sucessivos é detetada para recuperar a informação original (A_i, B_i).

Quando a referência de fase da portadora no receptor não é absoluta, pode ocorrer uma das seguintes possibilidades:

a) o canal demodulado A possui 180° de defasagem com relação ao canal A transmitido e o mesmo acontecendo ao canal B;

b) o canal demodulado A possui 180° de defasagem com relação ao canal A transmitido e o canal B é demodulado exatamente igual ao canal B transmitido;

c) o canal demodulado A é exatamente igual ao canal A transmitido e o canal B é demodulado com 180° de defasagem com relação ao canal B transmitido;

d) o canal demodulado A é igual ao canal transmitido B e o canal demodulado B é igual ao canal transmitido A.

Levando em conta as possibilidades acima, a modulação 4-PSK utilizada em nosso rádio digital foi do tipo diferencial, que necessita, além do modulador convencional 4-PSK, de um tratamento digital aos trens de pulsos em banda básica antes de atacar o modulador 4-PSK convencional. O estudo dessa lógica digital está fora do contexto desse trabalho.

Para se recuperar uma referência da portadora local para a realização da demodulação coerente, foi utilizado um circuito recuperador de portadora que, juntamente com os detetores de fase, fecham o laço de um PLL.

O estudo do recuperador da portadora e do VCO será visto em detalhes no Capítulo V.

Vamos agora analisar matematicamente o demodulador coerente. Seja o sinal modulado 4-PSK no receptor na forma

$$V_{4\text{-PSK}} = A \sqrt{2} \cos [\omega_c t + \theta_0 + \phi(t)]$$

onde $A \sqrt{2}$ é a amplitude do sinal modulado, $\phi(t)$ são as transições de fase da portadora do sinal 4-PSK, e θ_0 é uma fase do sinal no receptor após todos os atrasos de fase entre o transmissor e o receptor. Multiplicando o sinal modulado e a portadora de refe

rência, supondo esta exatamente em fase com a portadora não modulada do transmissor ($\alpha=0^0$), temos o seguinte sinal na saída do detetor de fase 1 (vide Fig. 14):

$$D_1 = A \sqrt{2} \cos[\omega_c t + \theta_0 + \phi(t)] \cdot A \sqrt{2} \cos[\omega_c t + \theta_0 + \alpha]$$

Nesta condição ($\alpha=0^0$), temos:

$$D_1 = A^2 \{ \cos \phi(t) + \cos [2\omega_c t + 2\theta_0 + \phi(t)] \}$$

Após o filtro passa-baixas temos:

$$D'_1 = A^2 \cos \phi(t),$$

que corresponde ao trem de pulsos 1.

Na saída do detetor de fase 2 temos:

$$D_2 = A \sqrt{2} \cos[\omega_c t + \theta_0 + \phi(t)] \cdot A \sqrt{2} \sin[\omega_c t + \theta_0 + \alpha]$$

Fazendo $\alpha=0^0$, temos:

$$D_2 = A^2 \{ \sin [-\phi(t)] + \sin [2\omega_c t + 2\theta_0 + \phi(t)] \}$$

Após o filtro passa-baixas, temos:

$$D'_2 = A^2 \sin [-\phi(t)],$$

que corresponde ao trem de pulsos 2.

Portanto, nas saídas dos canais 1 e 2 teremos os sinais:

$$\left\{ \begin{array}{l} D'_1 = A^2 \cos \phi(t) \\ D'_2 = A^2 \sin [-\phi(t)] \end{array} \right.$$

onde $\phi(t) = \pi/4, 3\pi/4, 5\pi/4, 7\pi/4$.

Atribuindo os possíveis valores de fases $\phi(t)$ a D'_1 e D'_2 , teremos os correspondentes níveis de tensão A e B dos canais 1 e 2, respectivamente:

$$\begin{aligned}
 \phi(t) = \pi/4 &\rightarrow \left\{ \begin{array}{l} D'_1 > 0 \rightarrow A=1 \\ D'_2 < 0 \rightarrow B=0 \end{array} \right. \rightarrow (1,0) \quad \begin{array}{l} A, B \\ \downarrow \downarrow \end{array} \\
 \phi(t) = 3\pi/4 &\rightarrow \left\{ \begin{array}{l} D'_1 < 0 \rightarrow A=0 \\ D'_2 < 0 \rightarrow B=0 \end{array} \right. \rightarrow (0,0) \\
 \phi(t) = 5\pi/4 &\rightarrow \left\{ \begin{array}{l} D'_1 < 0 \rightarrow A=0 \\ D'_2 > 0 \rightarrow B=1 \end{array} \right. \rightarrow (0,1) \\
 \phi(t) = 7\pi/4 &\rightarrow \left\{ \begin{array}{l} D'_1 > 0 \rightarrow A=1 \\ D'_2 > 0 \rightarrow B=1 \end{array} \right. \rightarrow (1,1)
 \end{aligned}$$

Observando as fases e os correspondentes níveis de saída A e B, nota-se que coincidem exatamente com o diagrama de estado das fases de um sinal modulado 4-PSK (Fig.10), o que era esperado, pois a portadora de referência local estava exatamente em fase ($\alpha=0^\circ$) com a portadora não-modulada do transmissor. Por outro lado, este estudo para $\alpha=0^\circ$ é também válido para $\alpha = \pi/2, \pi, 3\pi/2$ ou 2π . A validade desta afirmativa será mostrada no Capítulo V, onde veremos que o circuito responsável pelo amarramento nessas fases é o próprio circuito comparador de fases que possui estas características. Será visto, também, que essas fases são pontos de estabilidade do circuito de recuperação da portadora.

No caso prático, a fase da portadora recuperada poderá ser $0^\circ, 90^\circ, 180^\circ$ ou 270° . No caso de $\alpha=0^\circ$, há coincidência dos estados de fase transmitidos com o mesmo par de estado dos trens de pulsos (A_i, B_i) do receptor; porém com codificação diferencial no transmissor, a informação dos trens de pulsos será corretamente determinada após a demodulação coerente no receptor, não importando em qual das fases acima a portadora está amarrada.

CAPÍTULO IV

FILTRAGEM DE SINAIS QPSK

IV.1 - INTRODUÇÃO

Em sistemas de transmissão de dados digitais, é essencial que se minimize as interferências entre canais adjacentes e as interferências intersimbólicas. Entende-se por interferências entre canais adjacentes a interferência causada por sinais que possuem energia fora da banda de frequência especificada sobre o canal adjacente no espectro de frequência. É portanto conveniente que os canais transmitidos tenham a mínima banda para que a ocupação do espectro de frequências seja a mais eficiente possível, evitando este tipo de interferência e possibilitando a transmissão de um maior número de sinais em uma dada faixa de frequências. Na prática, a filtragem de sinais digitais, para que ocupem uma banda teórica mínima (Nyquist), é difícil de ser obtida sem interferência intersimbólica.

A construção prática desses filtros, quase ideais, requer um número muito grande de polos para obter-se a atenuação abrupta acima da frequência de corte. Além disto, o aumento do número de polos de um filtro, ocasiona um aumento no atraso de grupo do sinal, havendo a necessidade de equalização de atraso de grupo para tornar as variações de fase do filtro aproximadamente linear com a frequência no canal em consideração. Para contornar estes problemas, existem os filtros digitais que são bastante flexíveis com relação à taxa de bits, interferência intersimbólica (controlável) e alta atenuação fora da banda; existem também os filtros do tipo "cosseno levantado" [11] com características quase linear de fase, que permite evitar o uso de circuitos equalizadores de fase.

Os filtros práticos não tem exatamente as mesmas características que o filtro cosseno levantado, devendo-se, portanto, ter circuitos equalizadores de fase.

O sinal NRZ bipolar em banda básica, antes de atacar o modulador QPSK, tem densidade espectral de potência do tipo $[\text{sen } x/x]^2$ que, teoricamente, tem largura de banda infinita. Analisando somente o modulador 2-PSK, este realiza uma operação matemática explicada pelo teorema de convolução, que consiste na multiplicação de dois sinais no domínio do tempo correspondendo à convolução no domínio de frequências e dando origem a um sinal

modulado 2-PSK na forma AM/DSB com portadora suprimida. Deste modo, o modulador 2-PSK realiza uma modulação linear, usando um baixo nível de sinal, e a densidade espectral de potência resultante após a modulação será uma réplica do sinal NRZ em banda básica com simetria em torno da frequência da portadora. O espectro de potência de um sinal QPSK também possui, teoricamente, uma largura de banda infinita e 90% da energia está concentrada no lóbulo principal da portadora modulada.

De acordo com as normas da TELEBRÁS [4], exige-se um filtro de pós-modulação em FI. Como filtragens nessas frequências são mais críticas, um filtro de pré-modulação pode ser mais facilmente implementado sem a necessidade de uma atenuação muito abrupta acima da frequência de corte, o que requer pouca equalização de atraso de grupo. Em nosso caso, será utilizado um filtro do tipo Butterworth com 3 polos, com frequência de corte na metade da taxa de repetição de símbolos, que foi suficiente para reduzir o espectro de frequências de banda básica ao primeiro lóbulo da densidade espectral de potência.

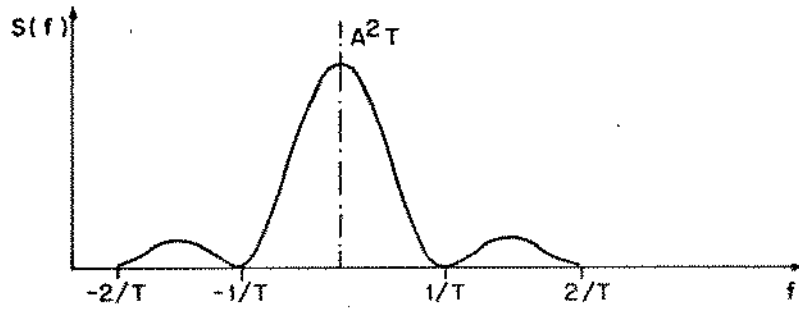
Para que o espectro de potência do sinal NRZ pré-filtrado em banda básica conserve suas características de limitação de banda após a modulação 2-PSK, é necessário que a modulação seja a mais linear possível, ou seja, os níveis de sinais que atacam o modulador devem ser pequenos.

IV.2 - CARACTERÍSTICAS ESPECTRAIS DO SINAL DIGITAL EM BANDA BÁSICA

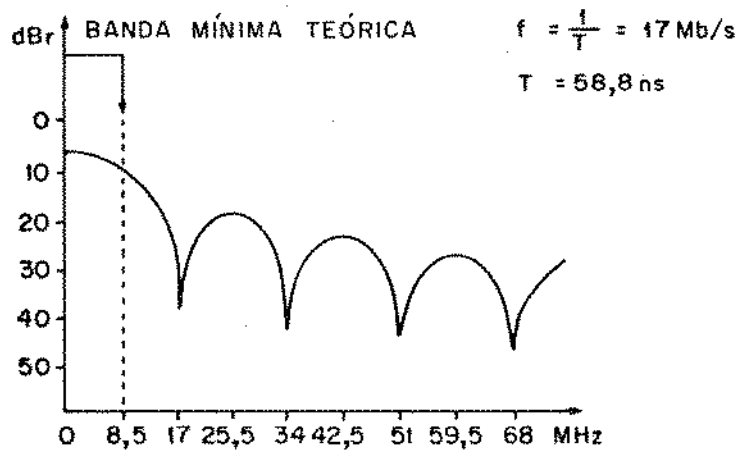
Conforme vimos anteriormente, o sinal em banda básica adequado para atacar o modulador 2-PSK é do tipo NRZ sem componente DC. Um trem de pulsos aleatórios NRZ possui uma densidade espectral de potência do tipo $[\text{sen } x/x]^2$. Uma equação mais geral, para este tipo de sinal, derivada por Bennet e Davey [11] é dada por:

$$S(f) = A^2 T \left[\frac{\text{sen } \pi T f}{\pi T f} \right]^2$$

onde A^2 = potência média normalizada do sinal NRZ em watts
e T = intervalo temporal de um bit



(a) ESPECTRO DE DENSIDADE NORMALIZADA DE POTÊNCIA DE UM SINAL NRZ



(b) ESPECTRO DE UM SINAL ALEATÓRIO DE 17 Mbit/s

Fig. 15 - Espectro de um sinal NRZ em banda básica

Plotando $S(f)$ em uma escala de frequência linear, obtém-se a Fig. 15(a) {6}. Utilizando uma escala logarítmica de amplitude, obtém-se para o espectro de um sinal aleatório NRZ à taxa de 17 Mbit/s o comportamento indicado na Fig. 15(b). Na Fig. 16 está indicada a distribuição espectral de potência de um sinal NRZ {6}.

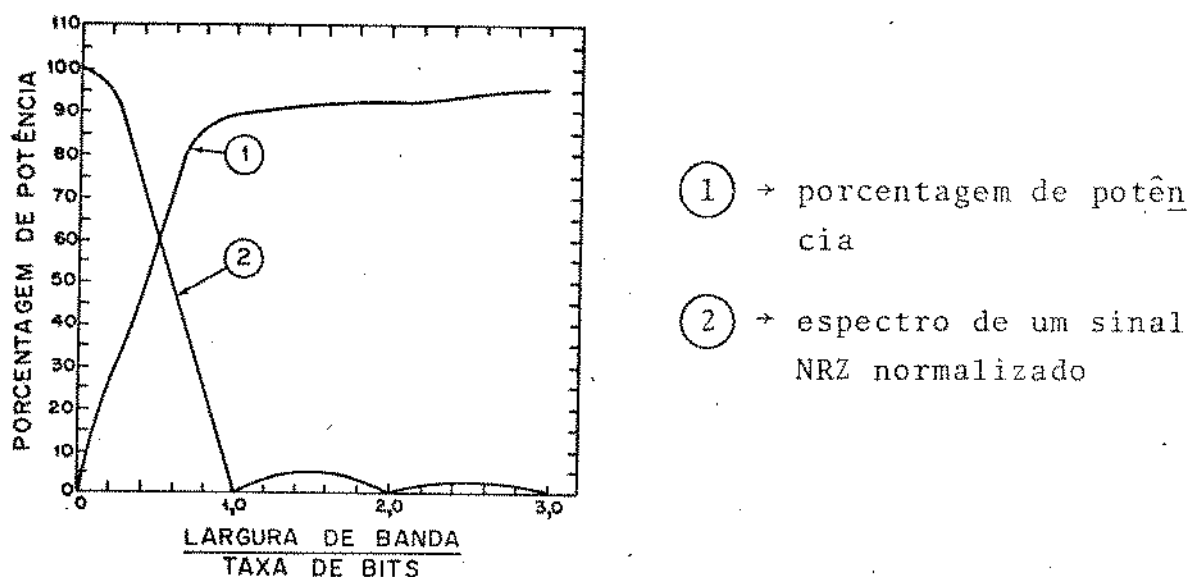


Fig. 16 - Comparação de potência x frequência normalizada de um sinal NRZ

Tabelando essa distribuição, obtém-se a Tabela 3.

Lóbulo	Nível de potência nas duas laterais	Nível de potência acumulada	% de potência total	perda de potência dB
1. Principal	2,8296	2,8296	90	0,42
2. 1º	0,1480	2,9776	94,8	0,23
3. 2º	0,0518	3,0294	96,4	0,16
4. 3º	0,0262	3,0556	97,3	0,12
5. 4º	0,0158	3,0714	97,8	0,1
6. 5º	0,0106	3,0820	98,1	0,08
7. 8º	0,0076	3,0896	98,3	0,07
8. 7º	0,0056	3,0952	98,5	0,06
-	-	-	-	-
Todos	0	3,1416	100,0	0,00

Tabela 3 - Tabela de potência x lóbulos do espectro do sinal NRZ. Função $[\text{sen } x/x]^2$. Potência total de $-\infty$ a $+\infty = \pi = 3,1416$

Nessa tabela observamos que o espectro possui componentes em frequências que se estendem, teoricamente, até o infinito, mas 90% de toda sua energia espectral está concentrada no seu lóbulo principal ou, em outras palavras, em uma largura de banda de FI igual a duas vezes a taxa de símbolos. Os 10% restantes de energia, correspondentes aos lóbulos laterais, contêm potências harmônicas e os resultados dos tempos finitos de subida e descida do sinal modulante. Passando o sinal NRZ por um filtro passa-baixa, o espectro de potência é reduzido em frequência, aumentando a eficiência do canal utilizado. Por outro lado, uma restrição de banda resulta em interferência intersimbólica, devendo a mesma ser minimizada. Para isto, a restrição de banda de transmissão deve obedecer ao teorema de Nyquist que estabelece [11]:

"Sinalizar sem interferência intersimbólica, isto é, sem distorção no instante de amostragem, é possível a uma taxa de $2f_s$ símbolos independentes por segundo através de um filtro ideal passa-baixas, com frequência de corte em f_s Hertz." A construção deste filtro de Nyquist com atenuação infinita acima de f_s e fase linear com a frequência é impossível na prática. Isto pode ser parcialmente contornado fazendo-se duas filtragens, uma em banda básica e outra em FI com filtros suaves. Deste modo, as compensações de atraso de grupo ficam mais facilitadas. Se fosse possível fazer na prática um filtro passa-baixas com as características mínimas de Nyquist, apenas 60% da energia do sinal NRZ seria transmitida. No caso de filtros mais realísticos, pelo menos 70% da energia total é transmitida. Nota-se, portanto, que quanto menos energia é transmitida, mais cuidado deve-se ter com a equalização dos filtros, pois as interferências intersimbólicas serão mais significativas caso a característica de fase não seja linear com a frequência.

IV.3 - CARACTERÍSTICAS ESPECTRAIS DO SINAL MODULADO M-PSK

Quando uma modulação é realizada sem distorção, as características espectrais de potência após a modulação se assemelham às características espectrais $[\sin x/x]^2$ do sinal aleatório NRZ modulante. Uma formulação geral para a envoltória do espectro de potência de um sinal PSK de M fases é dada pela expressão

abaixo (12):

$$S(f) = A^2 T_s \left[\frac{\text{sen } \pi T_s (f-f_c)}{\pi T_s (f-f_c)} \right]^2$$

onde T_s é a duração de um símbolo dado por:

$$T_s = (\log_2 M) \cdot T$$

onde T é a duração de um símbolo aleatório NRZ em banda básica, f_c é a frequência da portadora e A^2 é uma constante proporcional a potência total do sinal M-PSK.

Dessa maneira, para um trem de pulsos à taxa de 34 Mbit/s modulado em 2-PSK teríamos:

$$T_s = (\log_2 2) \cdot T = T$$

onde $T = \frac{1}{34 \text{ Mbit/s}} = 29,4 \text{ ns}$

e

$$S(f) = A^2 T \left[\frac{\text{sen } \pi T (f-f_c)}{\pi T (f-f_c)} \right]^2$$

No caso do trem de pulsos em 34 Mbit/s ser modulado em 4-PSK teríamos:

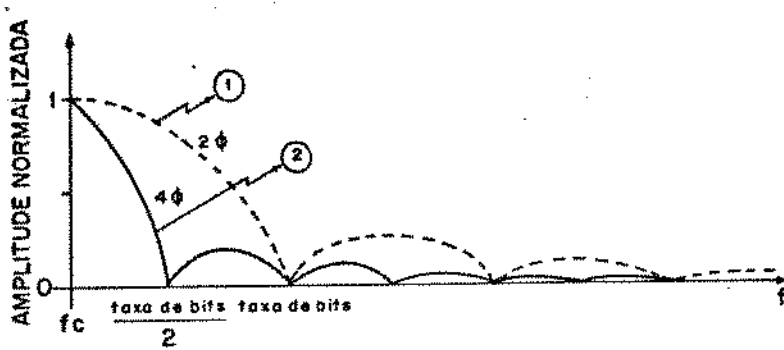
$$T_s = (\log_2 4) \cdot T = 2T \Rightarrow T_s = 2T$$

e

$$S'(f) = 2A^2 T \left[\frac{\text{sen } 2\pi T (f-f_c)}{2\pi T (f-f_c)} \right]^2$$

Na Fig. 17 estão indicadas as envoltórias normalizadas dos espectros de potência nos casos de modulação 2-PSK e 4-PSK, onde podemos notar a maior eficiência de utilização espectral no caso de modulação 4-PSK.

A Fig. 17 é dada a seguir.



$$\textcircled{1} \quad \frac{S(f)}{A^2 T} = \left[\frac{\text{sen } x}{x} \right]^2 \quad \text{onde } x = \pi T (f - f_c)$$

$$\textcircled{2} \quad \frac{S'(f)}{2A^2 T} = \left[\frac{\text{sen } 2x}{2x} \right]^2$$

Fig. 17 - Comparação dos espectros normalizados para sinais modulados 2-PSK e 4-PSK para a mesma taxa de bits

O aparecimento de certas raias espectrais em sinais NRZ e PSK, obtidas na prática, foi explicada por Glance [13], que calculou o espectro de potência para modulações PSK a partir de pulsos de forma trapezoidal e largura "T", com tempo de subida e descida iguais a "S", e com o topo do pulso tendo uma largura $\tau = T - 2S$, como mostrado na Fig. 18.

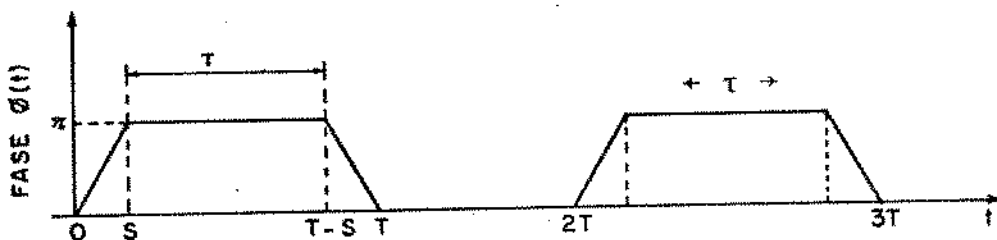


Fig. 18 - Trem de pulsos práticos

Segundo Glance, a densidade espectral de potência deste sinal é dada por:

$$G(f) = \frac{T}{4} \left(\frac{\pi}{4} \right)^2 \left\{ \frac{\frac{\tau}{T} \frac{\text{sen}(\omega_0 - \omega) \cdot \tau/2}{(\omega_0 - \omega) \tau/2} + \frac{S}{T} \cos \left[(\omega_0 - \omega) \frac{T}{2} \right]}{\left[(\omega_0 - \omega) \frac{S}{2} \right]^2 - \left(\frac{\pi}{4} \right)^2} \right\}^2$$

$$\omega = 2\pi f > 0$$

onde ω_0 é a frequência angular da portadora.

O gráfico de $G(f)$ está mostrado na Fig. 19 {13}.

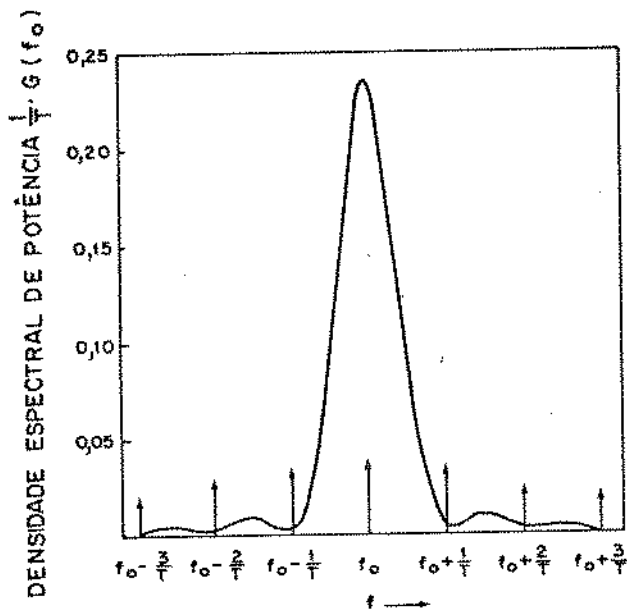


Fig. 19 - Espectro de potência de $G(f)$

Como podemos observar, o espectro tem certas raias espectrais devido às partes desiguais do topo e da base do sinal tipo trapézio. Quando os tempos de subida e descida diminuem, $S \rightarrow +0$, o espectro aproxima do $[\text{sen } x/x]^2$ onde $x = (\omega_0 - \omega)T/2$, desaparecendo as raias indicadas. O trem de pulsos com valores finitos de "S", degrada ligeiramente o desempenho mas reduz os conteúdos espectrais dos lóbulos laterais.

CAPÍTULO V

RECUPERAÇÃO DE PORTADORA PARA DEMODULAÇÃO
SÍNCRONA 4-PSK

V.1 - INTRODUÇÃO

Neste Capítulo serão discutidas algumas maneiras de se recuperar portadoras localmente no receptor do equipamento de rádio digital. Como no sinal 4-PSK que recebemos não há uma linha espectral na frequência da portadora, algum método não-linear é necessário para se recuperar a portadora. Alguns desses métodos são: o método da multiplicação, o método da modulação reversa, o método da remodulação e o método de processamento em banda básica. Este último será discutido com maiores detalhes por ter sido o escolhido para implementação.

O procedimento básico desses métodos é gerar um sinal de erro a partir do sinal QPSK recebido em FI ou a partir dos trens de pulsos demodulados. Esse sinal de erro controla um VCO em FI que é amarrado em fase e em frequência com a portadora do sinal recebido utilizando a técnica de PLL ("Phase Locked Loop").

O circuito que adotamos para a recuperação da portadora foi baseado no artigo de Yamahita e outros [14], por ser um circuito eficiente e de fácil implementação.

V.2 - COMPARAÇÃO ENTRE CIRCUITOS DE RECUPERAÇÃO DE PORTADORA

A idéia básica de recuperação coerente de portadora a partir de sinais PSK de múltiplas fases está indicada na Fig. 20 abaixo:

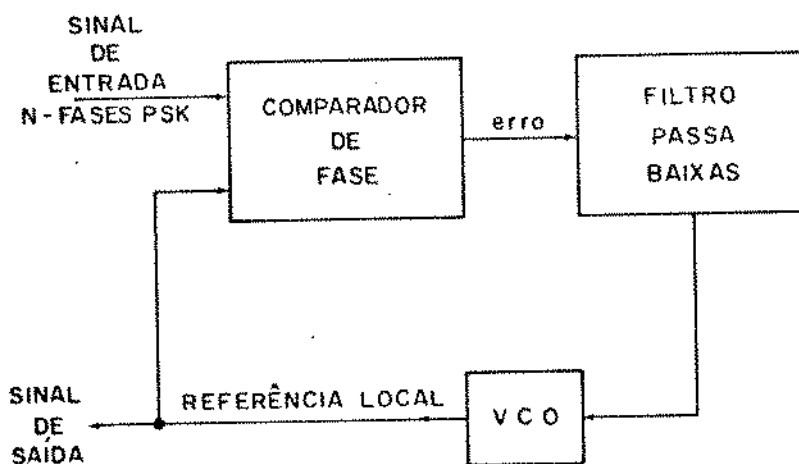


Fig. 20

Observando a Fig. 20, notamos que um sinal de erro é gerado pela comparação das fases do sinal PSK recebido e da referência local. O sinal de erro é, em seguida, filtrado e serve de controle para um VCO, cuja frequência central é, no nosso caso, 70 MHz.

Os circuitos comparadores de fase mais usuais podem ser vistos na Fig. 21.

(a) Método da multiplicação:

Uma das maneiras de se recuperar a componente espectral da portadora de um sinal 4-PSK é elevando este sinal à quarta potência, originando uma componente de $4 \omega_c$ (4 vezes a frequência da portadora); elevando também à 4ª potência a portadora de referência local, seguido da detecção de fase entre esses dois sinais e filtrando o resultado, dá origem a um sinal de saída que aciona o VCO de referência local. Embora as operações envolvidas sejam simples, há a desvantagem de se trabalhar com frequências bem elevadas, requerendo filtros e amplificadores em altas frequências.

(b) Método de modulação reversa:

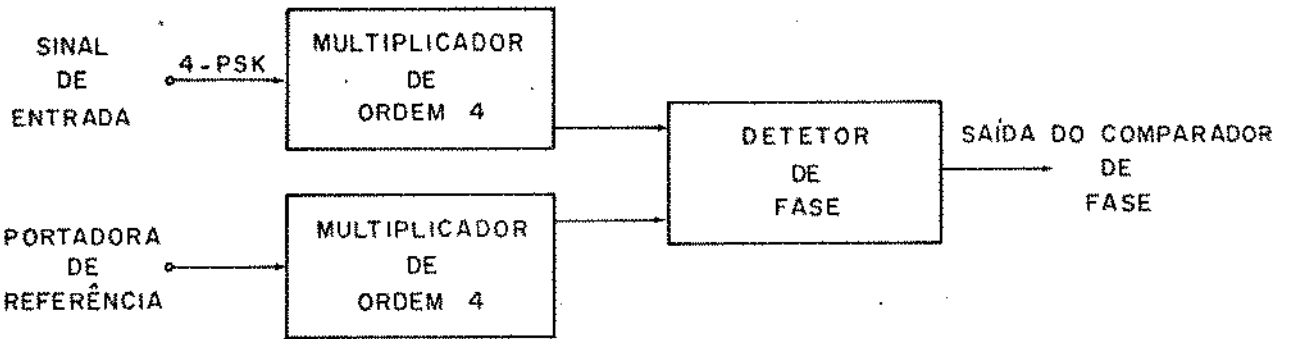
Nesse método utiliza-se, para comparação como sinal do VCO, um sinal 4-PSK cuja modulação é cancelada por uma nova modulação 4-PSK efetuada pelos pulsos demodulados. Embora tenha boas características, este método envolve muitos circuitos, tanto na banda de FI como em banda básica, não sendo econômico sob o ponto de vista de componentes.

(c) Método de remodulação:

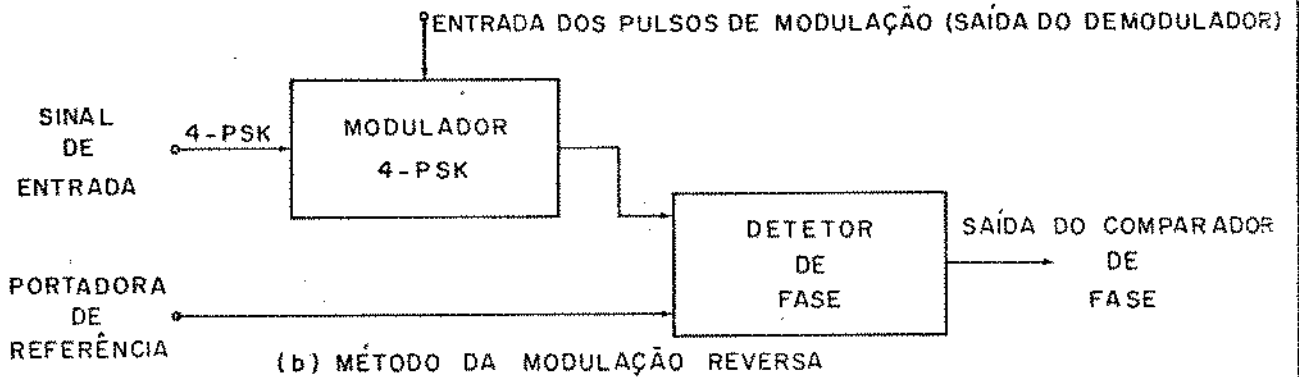
Neste caso, a detecção de fase se faz entre o sinal modulado 4-PSK e a portadora de referência local modulada em 4-PSK pelos pulsos demodulados. Tem, praticamente as mesmas características do método (b) acima.

(d) Método de processamento em banda-básica:

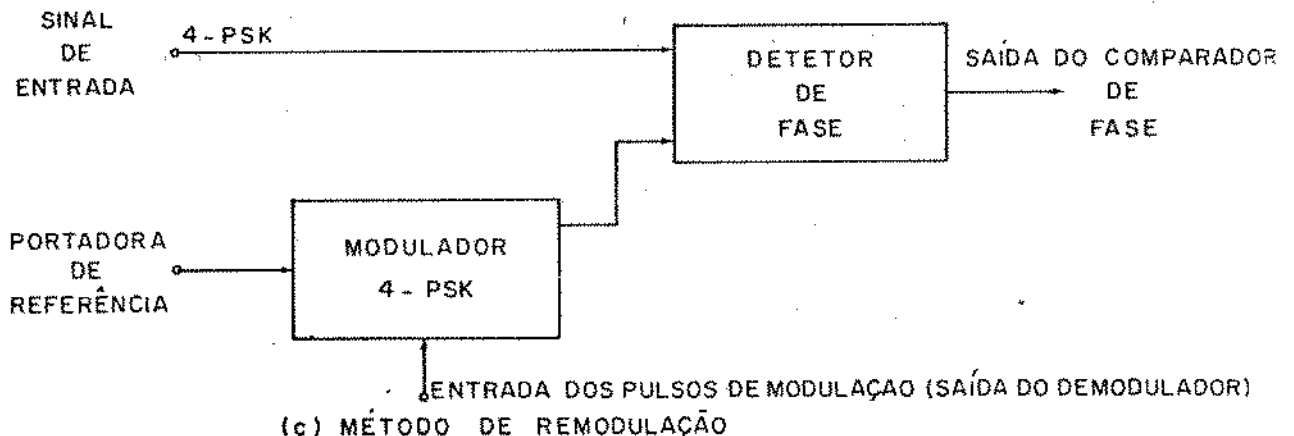
Um método bastante utilizado para este tipo de recuperação de portadora é o método do "Costas Loop" [13]. No entanto, o método que adotamos para recuperação da portadora foi o de processamento analógico em banda básica proposto por Yamashita e outros [14], cujo circuito correspondente encontra-se na Fig. 22.



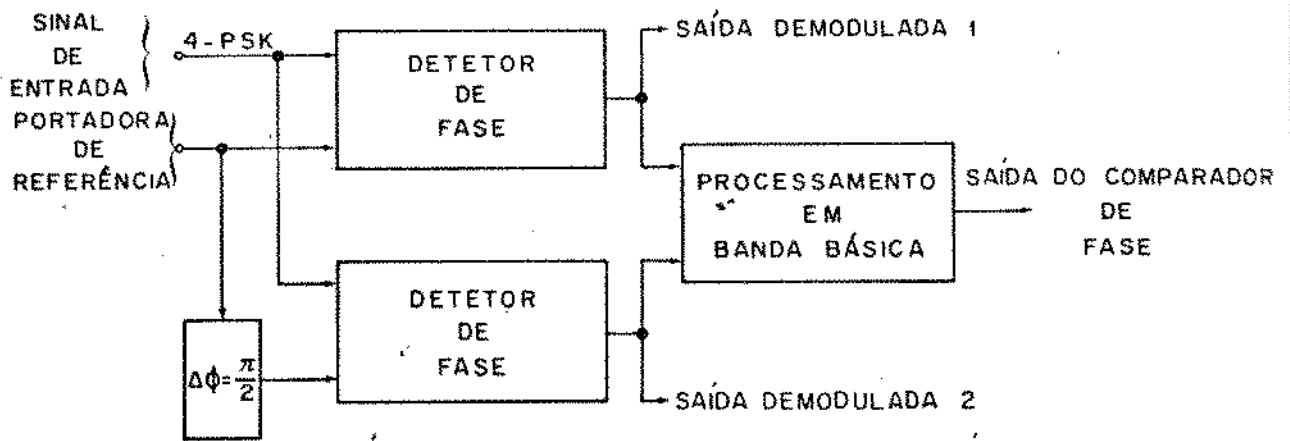
(a) MÉTODO DE MULTIPLICAÇÃO



(b) MÉTODO DA MODULAÇÃO REVERSA



(c) MÉTODO DE REMODULAÇÃO



(d) MÉTODO DE PROCESSAMENTO EM BANDA BÁSICA

Fig. 21 - Métodos de recuperação de portadora

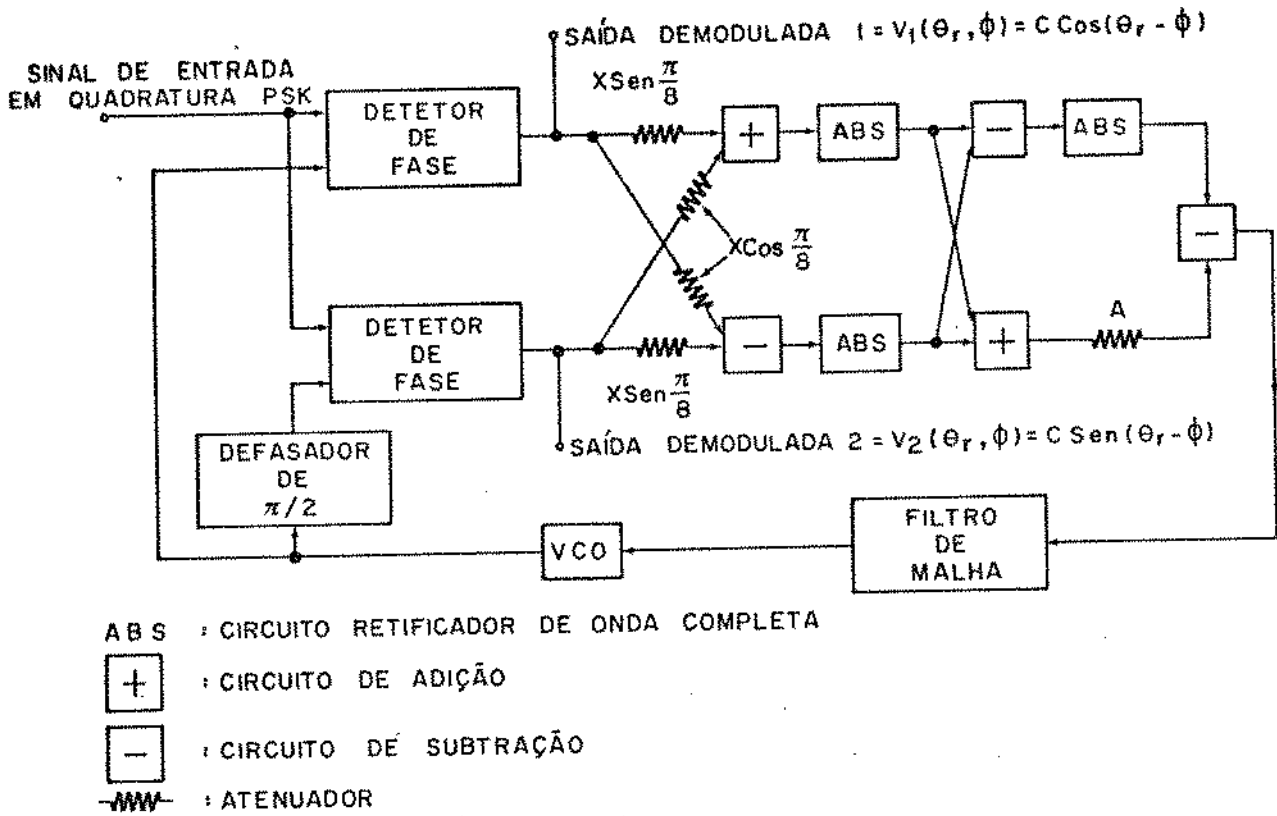


Fig. 22 - Diagrama do circuito de recuperação de portadora para sinais QPSK proposto por Yamashita e outros [14]

As razões para se adotar este circuito foram a facilidade de implementação (circuitos repetitivos) em banda básica e a facilidade de se encontrar os componentes necessários no mercado nacional. É conveniente observar que, neste circuito, as saídas dos detetores de fase são as próprias saídas dos sinais demodulados. Neste caso, o requerimento de filtragem na malha não é crítico, sendo bem definidas as regiões de estabilidade da malha. Um cuidado que deve ser tomado é a respeito da deriva térmica de voltagens, que podem causar erros de fase na portadora recuperada.

V.3 - ANÁLISE DO CIRCUITO DE COMPARAÇÃO DE FASE

Vamos considerar, a princípio, o seguinte circuito de modulador 4-PSK da Fig. 23:

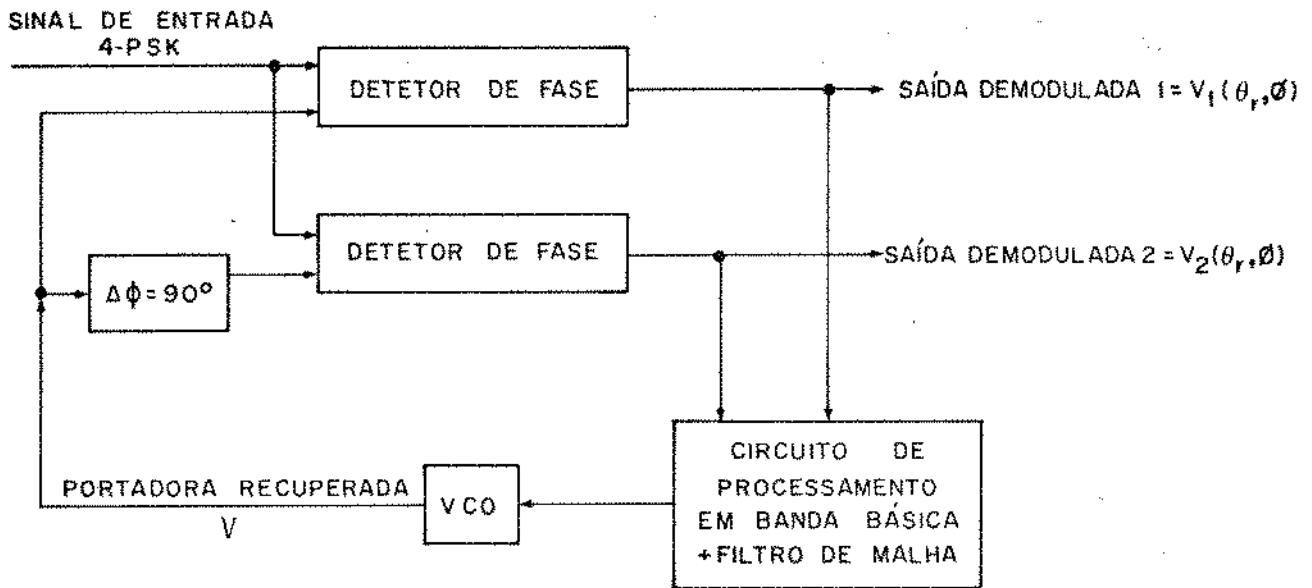


Fig. 23

O sinal recuperado na saída do VCO iremos chamar de:

$$V = B \cos(\omega_c t + \theta_r)$$

onde θ_r = fase da portadora de referência em relação a uma fase média do sinal recebido.

Seja o sinal 4-PSK de entrada na forma:

$$V_{4\text{-PSK}} = A \sqrt{2} \cos [\omega_c t + \phi(t)]$$

onde $\phi(t)$ ($= \pi/4, 3\pi/4, 5\pi/4, 7\pi/4$) são os estados de fase do sinal modulado que chegam ao detetor de fase, tomando como referência a portadora não modulada do transmissor.

As saídas demoduladas, $V_1(\theta_r, \phi)$ e $V_2(\theta_r, \phi)$, serão do tipo:

$$V_1(\theta_r, \phi) = C \cos (\theta_r - \phi)$$

$$V_2(\theta_r, \phi) = C \text{ sen } (\theta_r - \phi)$$

Vamos agora analisar matematicamente o circuito proposto por Yamashita para verificarmos a equação resultante para

o sinal de erro atuante sobre o VCO. A análise do sinal de erro em função de θ_r indicará quais serão os pontos de estabilidade do PLL, isto é, em quais fases (θ_r) o PLL poderá estar amarrado mantendo uma condição de estabilidade independente das fases do sinal modulado 4-PSK.

O modelo de comparador de fase proposto por Yamashita (Fig.22) possui atenuadores no valor de $\text{sen}(\pi/8)$ e $\text{cos}(\pi/8)$. A razão destes atenuadores está na necessidade de deslocar os pontos de amarramento do circuito de $\pi/8$ radianos.

Para efeito de cálculo matemático deste circuito iremos simular o circuito retificador de onda completa por um circuito quadrador. Tomando $V_1(\theta_r, \phi)$ e $V_2(\theta_r, \phi)$ como as entradas do circuito comparador de fase (Fig.22), o sinal de erro antes do filtro da malha será:

$$V_{\text{erro}} = \{ [C \cos(\theta_r - \phi) \cdot \text{sen } \pi/8 + C \text{sen}(\theta_r - \phi) \text{cos } \pi/8]^2 - [C \text{sen}(\theta_r - \phi) \text{sen } \pi/8 - C \cos(\theta_r - \phi) \text{cos } \pi/8]^2 \}^2 - \{ [C \text{sen}(\theta_r - \phi) \text{sen } \pi/8 - C \cos(\theta_r - \phi) \text{cos } \pi/8]^2 + [C \cos(\theta_r - \phi) \text{sen } \pi/8 + C \text{sen}(\theta_r - \phi) \text{cos } \pi/8]^2 \} A$$

onde A é um coeficiente de atenuação.

$$V_{\text{erro}} = \{ [[C \text{sen}(\theta_r - \phi + \pi/8)]^2 - [-C \cos(\theta_r - \phi + \pi/8)]^2]^2 - \{ [-C \cos(\theta_r - \phi + \pi/8)]^2 + [C \text{sen}(\theta_r - \phi + \pi/8)]^2 \} A$$

$$V_{\text{erro}} = \{ C^2 \text{sen}^2(\theta_r - \phi + \pi/8) - C^2 \text{cos}^2(\theta_r - \phi + \pi/8) \}^2 - \{ C^2 \text{cos}^2(\theta_r - \phi + \pi/8) + C^2 \text{sen}^2(\theta_r - \phi + \pi/8) \} A$$

$$V_{\text{erro}} = \{ -C^2 \text{cos} [(\theta_r - \phi + \pi/8) \cdot 2] \}^2 - \{ C^2 \} A$$

$$V_{\text{erro}} = C^4 \text{cos}^2 \{ (\theta_r - \phi + \pi/8) \cdot 2 \} - AC^2$$

Fazendo $x = (\theta_r - \phi + \pi/8) \cdot 2$, temos:

$$\text{cos}^2 x = 1/2 + 1/2 \text{cos } 2x = 1/2 + 1/2 \text{cos} 4(\theta_r - \phi + \pi/8)$$

então,
$$V_{\text{erro}} = C^4/2 + (C^4/2) \cos 4(\theta_r - \phi + \pi/8) - AC^2$$

Para simplificar esta expressão, faremos $C=1$ e $A=1/2$, obtendo:

$$V_{\text{erro}} = 1/2 + 1/2 \cos 4(\theta_r - \phi + \pi/8) - 1/2$$

$$V_{\text{erro}} = 1/2 \cos 4(\theta_r - \phi + \pi/8) = -1/2 \sin(4\theta_r - 4\phi)$$

para $\phi = \pi/4, 3\pi/4, 5\pi/4, 7\pi/4$.

Como $4.\phi=K\pi$, onde $K=1,3,5,7$, temos:

$$V_{\text{erro}} = -1/2 \sin(4\theta_r - K\pi) = 1/2 \sin(4.\theta_r)$$

Passando V_{erro} por um circuito inversor, teremos:

$$V'_{\text{erro}} = -1/2 \sin(4\theta_r)$$

Desenhando V'_{erro} versus θ_r , resulta o gráfico da Fig. 24. Concluimos desta figura que os pontos estáveis (fases estáveis) de amarramento ocorrem para $\theta_r = K \pi/2$, onde $K=0,1,2,3,4,\dots$. Para pequenos incrementos de θ_r , nesses pontos onde é realizada a condição de amarramento, ocorre decréscimos em V'_{erro} , fazendo com que a frequência do VCO diminua, compensando o incremento de fase θ_r . Se a fase θ_r diminuir nestas regiões, a tensão V'_{erro} aumenta, aumentando a frequência do VCO, compensando a diminuição de fase θ_r . As regiões determinadas por $\theta_r = n \pi/4$, onde $n=1, 3,5,7,\dots$, são regiões de instabilidade do VCO que correspondem à realimentação positiva do sinal de erro no VCO.

Como as fases de equilíbrio estável da portadora de referência são $K \pi/2$, $K=0,1,2,3,4,\dots$, que correspondem aos valores médios das fases do sinal 4-PSK original (com fases equiprováveis), concluimos que o VCO irá amarrar sua fase em qualquer das fases $\theta_r = K \pi/2$ com idêntica probabilidade. Desse modo, os trens de pulsos demodulados dificilmente serão exatamente os mesmos que foram transmitidos, havendo necessidade do uso da modulação do tipo diferencial para evitar problemas de decodificação.

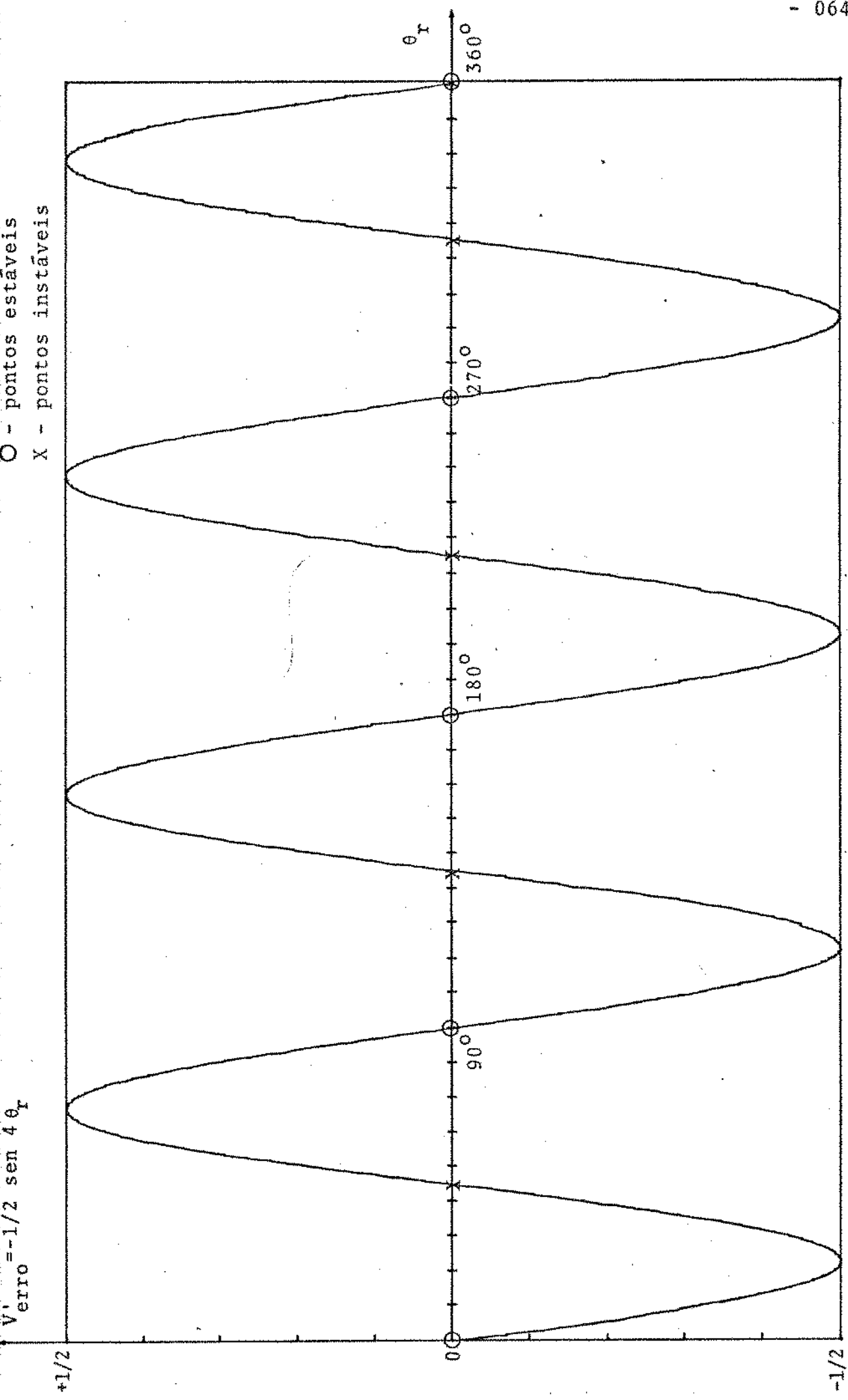


Fig. 24 - Regiões de amarramento do comparador de fase proposto por Yamashita

Vamos analisar agora o que ocorreria no sinal V'_{erro} se não houvesse os atenuadores $\text{sen}(\pi/8)$ e $\text{cos}(\pi/8)$. Vamos considerar, para simplificação, o caso particular de dois atenuadores de $\text{sen}(\pi/4)$ e $\text{cos}(\pi/4)$. Como $\text{sen}(\pi/4)$ e $\text{cos}(\pi/4)$ são idênticos, o comportamento do sinal de erro se comporta como se não houvesse os atenuadores no circuito comparador de fase, a menos da amplitude do sinal de erro.

Seja o sinal de erro já visto:

$$V_{\text{erro}} = 1/2 \cos 4(\theta_r - \phi + \pi/8)$$

Nesta expressão, ao invés de $\pi/8$, vamos utilizar $\pi/4$; portanto:

$$\begin{aligned} V''_{\text{erro}} &= 1/2 \cos 4(\theta_r - \phi + \pi/4) \\ &= 1/2 \cos (4\theta_r - 4\phi + \pi) \end{aligned}$$

Como $4\phi = K\pi$, $K=1, 3, 5, 7$,

$$V''_{\text{erro}} = 1/2 \cos(4 \cdot \theta_r)$$

Passando V''_{erro} por um circuito inversor, como no caso anterior, obtemos:

$$V'''_{\text{erro}} = - 1/2 \cos(4 \theta_r)$$

Em uma curva de V'''_{erro} , os pontos estáveis estariam defasados de $\pi/8$, ou seja, nos pontos $5\pi/8$, $7\pi/8$, $11\pi/8$, $15\pi/8$. Com θ_r estável nestas fases, os sinais demodulados seriam

$$V_1(\theta_r, \phi) = C \cos(\theta_r - \phi)$$

e
$$V_2(\theta_r, \phi) = C \text{sen}(\theta_r - \phi).$$

Como $\phi = \pi/4, 3\pi/4, 5\pi/4, 7\pi/4$, os argumentos $(\theta_r - \phi)$ seriam múltiplos ímpares de $\pi/8$, fazendo com que os sinais demodulados tivessem três níveis, não sendo mais os sinais NRZ bipolares transmitidos.

Uma representação em quadratura do sinal 4-PSK,

$$V_{4\text{-PSK}} = A \sqrt{2} \cos(\omega_0 t + \phi),$$

é da forma

$$V_{4\text{-PSK}} = A [u_s \sin \omega_0 t + u_c \cos \omega_0 t]$$

Após a multiplicação deste sinal com a portadora de referência obtemos os canais demodulados:

$$V_1(\theta_r) = A/\sqrt{2} [u_c \cos \theta_r - u_s \sin \theta_r]$$

$$V_2(\theta_r) = A/\sqrt{2} [u_c \sin \theta_r + u_s \cos \theta_r]$$

onde u_s e u_c valem ± 1 de acordo com a modulação pelos trens de pulsos.

Observando as expressões para $V_1(\theta_r)$ e $V_2(\theta_r)$, se a fase θ_r não estiver amarrada em fases múltiplas de $n \pi/2$, $n=0,1,2,3,\dots$, aparecerá nos sinais demodulados um acoplamento cruzado ("crosstalk") entre os canais em fase e em quadratura, tornando cada canal mais susceptível ao ruído, pois os diagramas de olho dos sinais demodulados ficarão mais fechados nesta situação.

CAPÍTULO VI

CIRCUITOS UTILIZADOS
E
RESULTADOS OBTIDOS

VI.1 - INTRODUÇÃO

Todas as considerações a respeito das implementações e resultados práticos dos circuitos projetados para o modulador e demodulador coerente 4-PSK serão comentados neste capítulo.

Em cada item deste capítulo será abordado apenas um circuito independente de sua interligação com os demais.

O item final, VI.6, apresenta as medidas da taxa de erros versus relação S/N de todo o conjunto transmissor / receptor do rádio digital interconectado. O elo de ligação entre o transmissor e receptor nestas medidas foi em nível de FI.

VI.2 - CIRCUITO CONVERSOR DE NÍVEL

Conforme já foi discutido no Capítulo III, o nosso modulador 4-PSK necessita de dois sinais NRZ bipolares em banda básica, à taxa de 17,148 Mbit/s, com níveis adequados.

Antes desta modulação, é conveniente realizar uma pré-filtragem nos sinais NRZ bipolares, obtidos na saída dos dois conversores de níveis, para minimizar a largura de faixa de transmissão necessária.

O circuito conversor de nível implementado utiliza, na entrada, sinais com níveis TTL em 50Ω de impedância de entrada, com 600 mV_{p-p} em 50Ω de impedância de saída.

O circuito conversor de nível pode ser visto na Fig.25.

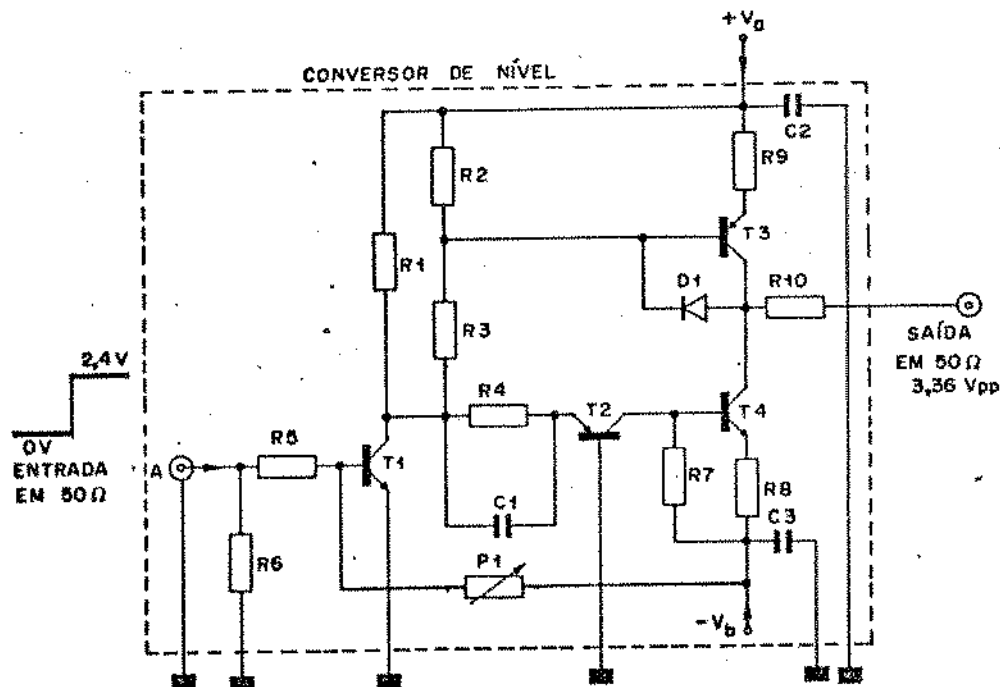


Fig. 25

Iremos adotar uma convenção para os componentes de todos os circuitos que serão apresentados para simplificar as explicações. Os transistores terão os nomes T_i ; os capacitores C_i ; os resistores R_i ; os indutores L_i e os potenciômetros P_i , onde i representa o i -ésimo componente.

O princípio de funcionamento do conversor de nível é o seguinte: um sinal de nível TTL em 50Ω é casado pela impedância de entrada R_6 .

Um nível "0" volts deste sinal corta T_1 . O coletor de T_1 permanece alto através de R_1 . Deste modo, a base de T_3 sobe, permanecendo T_3 cortado. O emissor de T_2 sobe conduzindo T_2 e saturando T_4 , que coloca uma tensão de $-1,68$ V de pico na carga de 50Ω de saída.

Para o nível "1" do sinal TTL, T_1 satura, cortando T_2 e T_4 . A base de T_3 desce saturando T_3 que coloca aproximadamente $+1,68$ V de pico na carga de 50Ω . O diodo de germânio D_1 evita que T_3 sature completamente, diminuindo os tempos de subida e descida do sinal de saída, o mesmo acontecendo com o capacitor de "by-pass" C_1 . Os resistores R_8 , R_9 e R_{10} aumentam a impedância de saída do circuito para aproximadamente 50Ω . O potenciômetro P_1 ajusta corretamente o cruzamento de zero do sinal NRZ bipolar de saída.

As fontes de alimentação $+V_a$ ($4,0$ V) e $-V_b$ ($-3,6$ V) são obtidas a partir de circuitos reguladores de tensão situados no mesmo cartão. Deste modo, para tensão de nível "0" TTL, a saída correspondente será $\approx -1,68$ V de pico e para "1" TTL, a saída será $\approx +1,68$ V de pico. Como esses níveis são ainda excessivos para atacar o modulador 4-PSK, dois atenuadores resistivos de 15 dB com a configuração T foram utilizados.

CÁLCULO DOS ATENUADORES

A saída do conversor de nível apresenta níveis de saída da ordem de $3,36$ V pico-a-pico. Para reduzir esse nível foi adotada uma estrutura atenuadora simétrica e resistiva, do tipo T, dada pela Fig. 26(a), onde R_{ti} e R_{ri} são impedâncias imagem da transmissão e recepção, respectivamente. No caso de estruturas simétricas, $R_{ti} = R_{ri} = R_0$. Em nosso caso, $R_0 = 50\Omega$ e, segundo a

Referência [15], os parâmetros R_A , R_B , R_C e α são dados por:

$$R_A = \frac{R_{ti}}{\operatorname{tgh} \alpha} - \frac{\sqrt{R_{ti} R_{ri}}}{\operatorname{senh} \alpha}$$

$$R_B = \frac{R_{ri}}{\operatorname{tgh} \alpha} - \frac{\sqrt{R_{ti} R_{ri}}}{\operatorname{senh} \alpha}$$

$$R_C = \frac{\sqrt{R_{ti} R_{ri}}}{\operatorname{senh} \alpha}$$

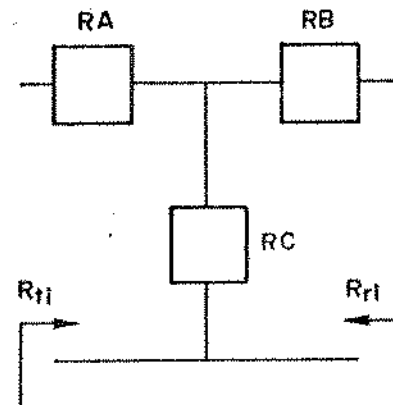


Fig.26.a

onde α é a função atenuação dada por:

$$\alpha[\text{neper}] = \underbrace{P[\text{neper}]}_{\text{perdas}} - \ln \left(\frac{2\sqrt{R_{ti} \cdot R_{ri}}}{R_{ti} + R_{ri}} \right)$$

Para uma atenuação de 15 dB temos $P[\text{dB}] = 15 \text{ dB}$, logo $P[\text{neper}] = 1,7269 \text{ neper}$, e conclui-se que:

$$\alpha[\text{neper}] = 1,7269 - \ln \left(\frac{2\sqrt{50 \times 50}}{50 + 50} \right) = 1,7269$$

Substituindo $\alpha[\text{neper}] = 1,7269$, $R_{ti} = R_{ri} = 50\Omega$ nas expressões R_A , R_B , R_C , obtêm-se $R_A = 34,87\Omega$; $R_B = 34,87\Omega$ e $R_C = 18,41\Omega$, determinando-se uma estrutura atenuadora resistiva simétrica com 15 dB de atenuação, fornecendo um sinal de saída com $\approx 600 \text{ mV}$ pico-a-pico do tipo NRZ bipolar desejado.

PRÉ-FILTRAGEM DO SINAL NRZ BIPOLAR APÓS A CONVERSÃO DE NÍVEL

A obtenção de um sinal que ocupe a mínima largura de banda, que é um dos objetivos na transmissão digital é baseado no teorema de Nyquist [11], que estabelece que a sinalização sem interferência intersimbólica nos instantes de amostragem é possível à taxa de $2f_1$ símbolos independentes por segundo através de um filtro ideal passa-baixas de frequência de corte abrupta em $f_1 \text{ Hz}$. Na prática, este tipo de filtro é irrealizável. Desta maneira (vide Cap. IV), o filtro adotado foi um filtro do tipo Bu

tterworth com 3 polos e frequência de corte na metade da taxa de símbolos. Por este tipo de filtro estar longe das características do filtro passa-baixas ideal, torna-se necessário usar um equalizador de atraso de grupo. O número de polos do filtro acima não foi aumentado em virtude das dificuldades correspondentes na equalização de atraso de grupo e também porque este tipo de filtragem já se mostrou suficiente, visto que em FI existirá um filtro passa-faixas, centrado em 70 MHz, que limita ainda mais o espectro de frequências de transmissão do sinal modulado.

Portanto, para uma taxa de 17,184 Mbit/s, a frequência de corte utilizada para o filtro foi de $f_{1/2} \cong 8,6$ MHz.

O filtro adotado tem a configuração da Fig. 26(b).

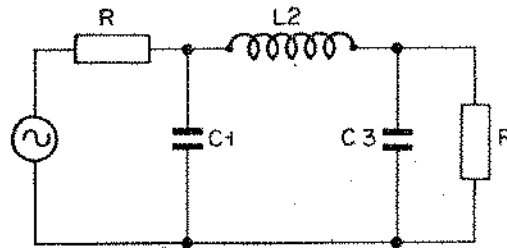


Fig. 26(b)

Os parâmetros C_1 , L_2 , C_3 para o filtro normalizado são obtidos na Referência [16].

Desta referência temos:

$$C_1 = 1$$

$$L_2 = 2$$

$$C_3 = 1$$

Para desnormalizar utilizaremos a seguinte transformação [16]:

$$L'_n = \left(\frac{R'}{R} \right) \cdot \left(\frac{W}{W'} \right) \cdot L_n$$

$$C'_n = \left(\frac{R}{R'} \right) \cdot \left(\frac{W}{W'} \right) \cdot C_n$$

onde W é a frequência de corte normalizada = 1 rad/s.

W' é a frequência de corte desejada = $2\pi \times 8,6 \times 10^6$ rad/s
 R é a impedância de carga normalizada = 1Ω
 R' é a impedância de carga desejada = 50Ω
 L_n e C_n são, respectivamente, indutância e capacitância normalizadas.
 L' e C' são, respectivamente, indutância e capacitância desejadas.

Substituindo os valores em L' e C' temos:

$$L'_2 = \left(\frac{R'}{R} \right) \left(\frac{W}{W'} \right) L_2 = \frac{50}{1} \cdot \frac{1}{2\pi \times 8,6 \times 10^6} \times 2 = 1,85 \mu\text{H}$$

$$C'_3 = C'_1 = \left(\frac{R}{R'} \right) \left(\frac{W}{W'} \right) C_1 = \frac{1}{50} \cdot \frac{1}{2\pi \times 8,6 \times 10^6} \times 1 = 370 \text{ pF}$$

Desse modo, o filtro implementado será o dado pela Fig.

27.

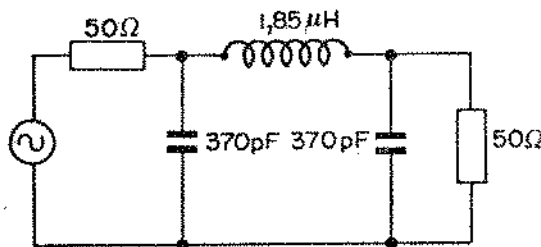


Fig. 27

Foi utilizado um núcleo de ferrita com material K 12 do tipo B65517 da Siemens com A_L (indutância por (espiras)² = L/N^2) = 16nH.

Logo:

$$A_L = 16 = \frac{L}{N^2} \Rightarrow N = \sqrt{\frac{L}{16\text{nH}}} = \sqrt{\frac{1,85 \times 10^{-6}}{16 \times 10^{-9}}} = 10,7 \text{ espiras.}$$

O número de espiras utilizado foi de 10,5 espiras com fio nº 30 (AWG).

EQUALIZADOR DE ATRASO DE GRUPO

Como todo filtro prático, as características de atraso de fase não são linearmente proporcionais em frequência. Desse modo, para que não ocorra interferência intersimbólica devido ao atraso de grupo no filtro passa-baixas, uma secção equalizadora deve ser colocada. Uma secção equalizadora é um circuito passatudo com resposta de amplitude constante em todas as frequências e que somente causa variações de fase com a frequência nos sinais transmitidos.

Uma secção equalizadora normalizada simples possui a configuração da Fig. 28.

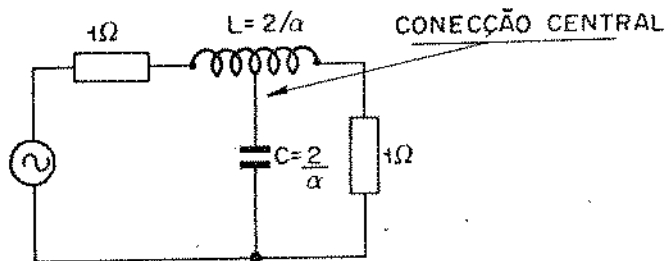


Fig. 28

Um filtro passa-baixa do tipo Butterworth de 3 polos possui um pico de atraso de 0,8 segundos mais alto do que o valor na frequência zero [16]. Desse modo, segundo a Tabela 7.3 da Referência [16], o parâmetro α será $\alpha=1$. Com este valor de α , pode-se calcular os parâmetros do circuito equalizador. Para $\alpha=1$, a indutância e a capacitância normalizadas serão:

$$L = 2$$

$$C = 2$$

Desnormalizando temos:

$$L' = \left(\frac{R'}{R} \right) \left(\frac{W}{W'} \right) \cdot L = \frac{50}{1} \cdot \frac{1}{2\pi \times 8,6 \times 10^6} \cdot 2 = 1.85 \mu\text{H}$$

$$C' = \left(\frac{R}{R'} \right) \left(\frac{W}{W'} \right) \cdot C = \frac{1}{50} \cdot \frac{1}{2\pi \times 8,6 \times 10^6} \cdot 2 = 740 \text{ pF}$$

A secção equalizadora desnormalizada pode ser vista na Fig. 29.

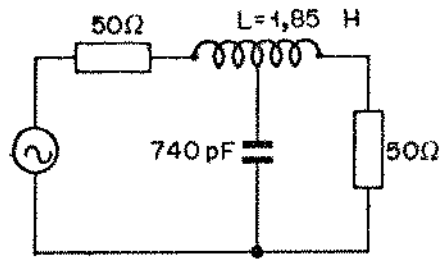


Fig. 29

Utilizando o material K 12 e núcleo B65517 com $A_L = 16$ nH, e sabendo-se que $N = \sqrt{L/A_L}$, obtemos $N = 10,7$ espiras. Como é desejável uma conexão central, foi feito um enrolamento com fio 30(AWG) de modo bifilar num total de 5,5 espiras, resultando numa indutância próxima do valor desejado. Quanto ao capacitor $C' = 740\text{ pF}$, no ajuste experimental obteve-se melhor resultado com $C' = 628\text{ pF}$.

Nas Figs. 30 e 31 temos os diagramas de olho experimentais na saída do conversor de nível, sem e com pré-filtragem, e seus respectivos espectros em frequência. Nota-se nestas figuras uma considerável redução do espectro de frequências de um sinal NRZ bipolar pré-filtrado, e o aparecimento de algumas raias espectrais que comprovam as explicações dadas no item IV.3. Na Fig. 31, o ajuste correto do equalizador fez com que o diagrama de olho ficasse o mais aberto possível no centro.

O diagrama esquemático completo (Cartão 1) do conversor de nível pode ser visto na Fig. 32. Na Tabela 4 todos os componentes do circuito acima são apresentados com os seus respectivos valores. Na mesma Fig. 32, são também apresentadas as fontes reguladas de alimentação de +12V, -8V, $+V_a = +4\text{V}$ e $-V_b = -3,6\text{V}$. As fontes de +12 e -8V alimentam o circuito recuperador de portadora que requer fontes bem reguladas; os ajustes de tensão são feitos através dos potenciômetros P_3 e P_5 , respectivamente. As voltagens $+V_a$ e $-V_b$ são ajustadas pelos potenciômetros P_4 e P_6 , respectivamente, e alimentam os conversores de nível. Para a regulação precisa destas fontes, são utilizados dois circuitos integrais dos reguladores de voltagem LM723.

Uma fotografia do Cartão 1 com todos os circuitos descritos neste item podem ser vista na Fig. 33.

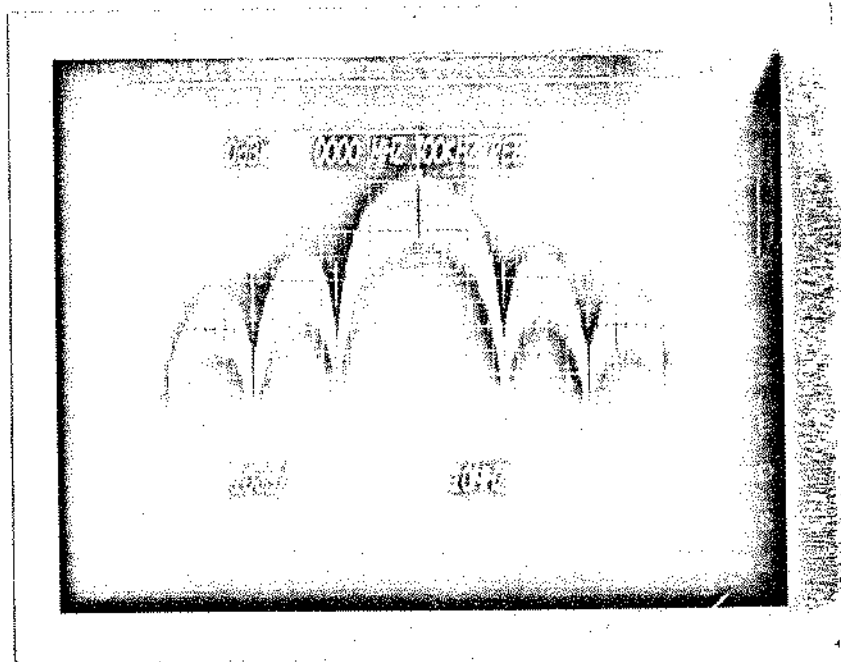
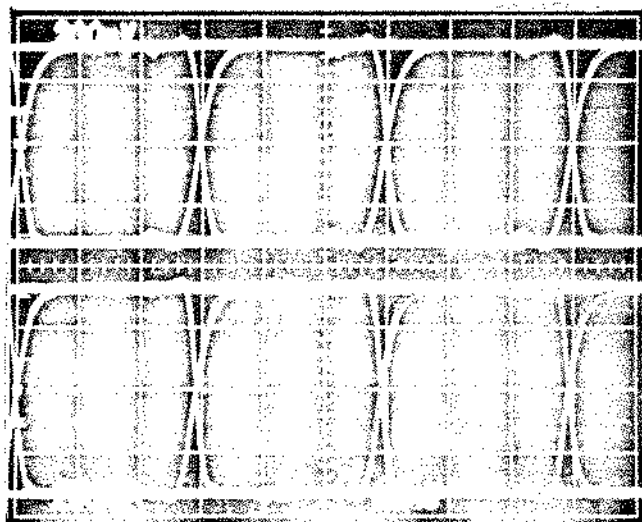


Fig. 30 - Diagrama de olho de um sinal NRZ sem pré-filtragem e seu correspondente espectro em frequências

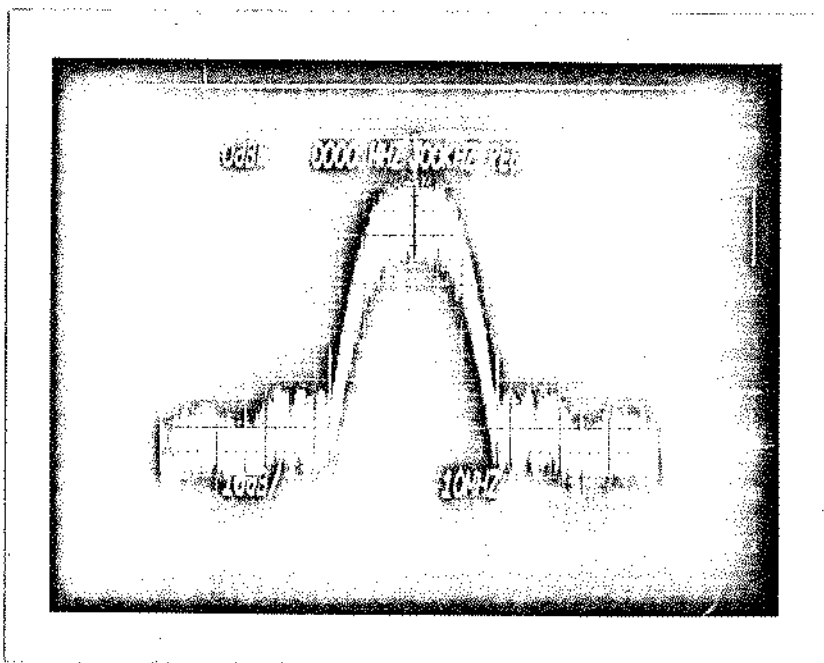
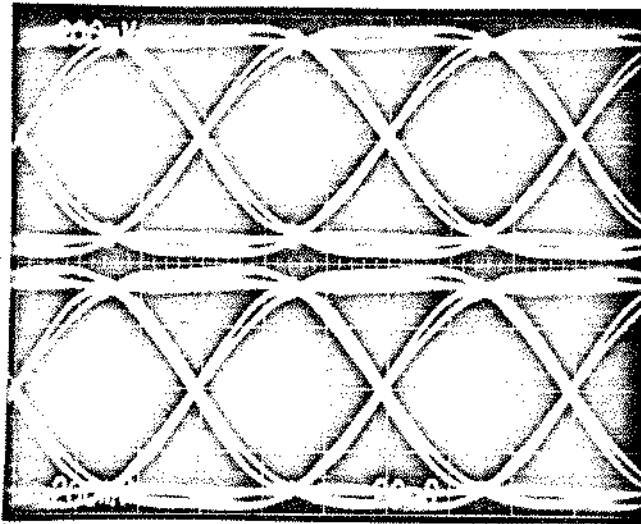


Fig. 31 - Diagrama de olho de um sinal NRZ com pré-filtragem e seu correspondente espectro em frequências

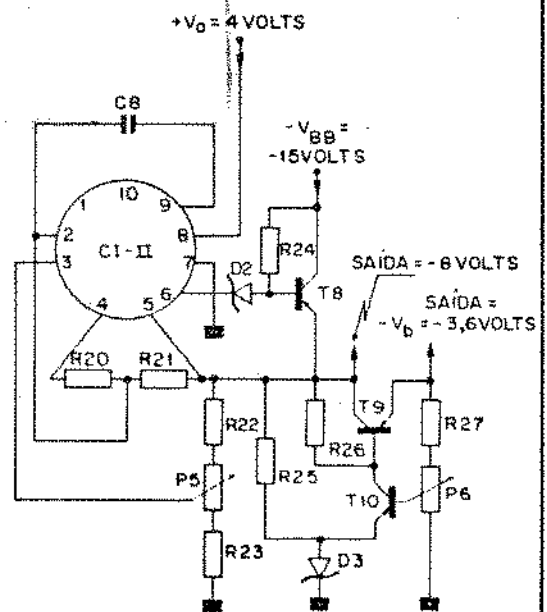
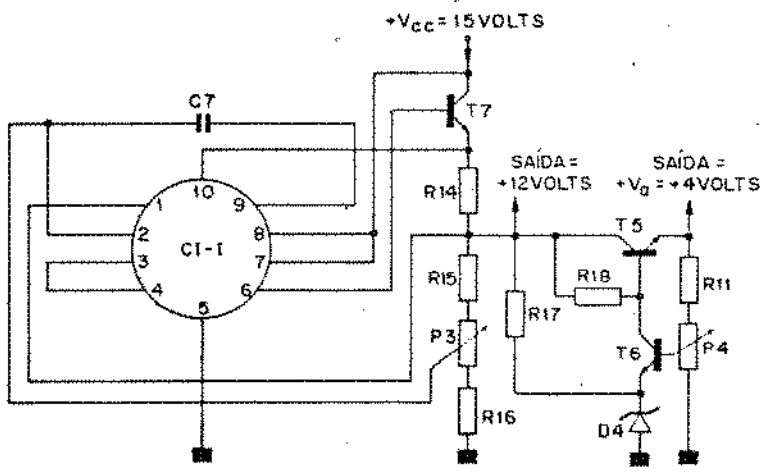
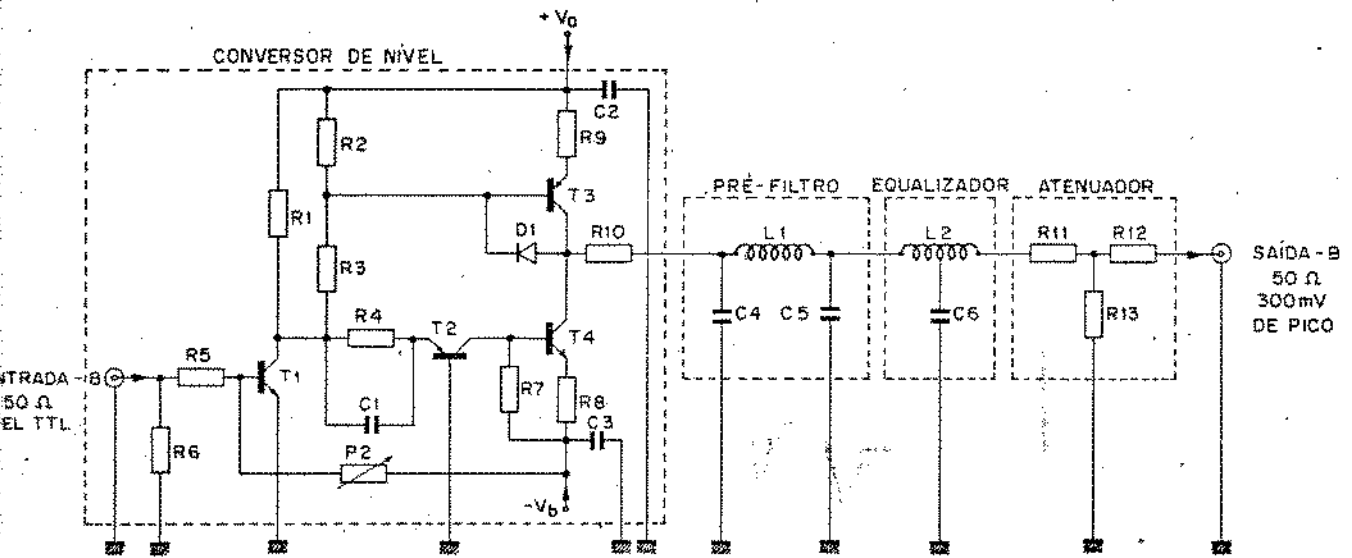
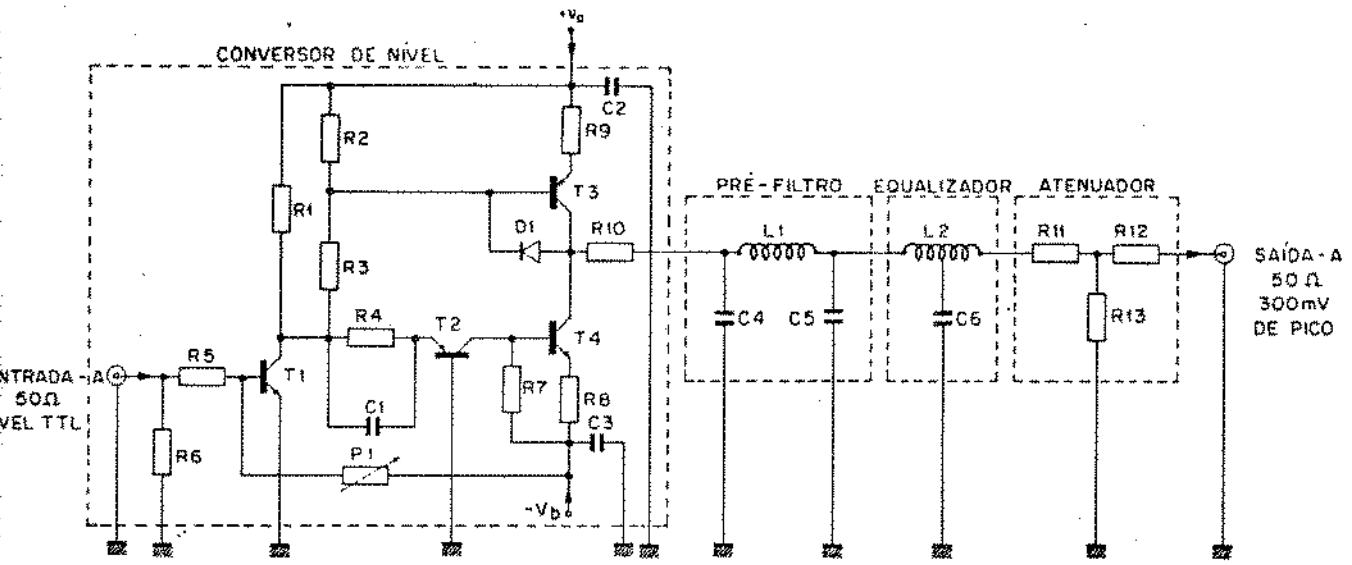


FIG 32 - CIRCUITOS CONVERSORES DE NÍVEL, PRÉ-FILTRO, EQUALIZADOR E FONTES DE ALIMENTAÇÃO (CARTÃO 1)

TABELA 4

COMPONENTES DO CONVERSOR DE NÍVEL E FONTES DC

(Cartão 1)

Todos os resistores são de carbono, 1/8W e com tolerância de 5%, salvo especificação em contrário

$R_1, R_3, R_4 = 100\Omega$ $R_2, R_7 = 1K\Omega$ $R_5 = 430\Omega$ $R_6, R_{19}, R_{27} = 56\Omega$ $R_8, R_9, R_{10} = 22\Omega$ $R_{11}, R_{12} = 34,9\Omega$ $R_{13} = 18\Omega$ $R_{14} = 0,47\Omega, 2 \text{ watts, fio}$ $R_{15} = 2K\Omega$ $R_{16} = 3K\Omega$ $R_{17}, R_{25} = 470\Omega$ $R_{18}, R_{22}, R_{26} = 1,2K\Omega$ $R_{20}, R_{21} = 3K\Omega$ $R_{23} = 1,8K\Omega$ $R_{24} = 1,5K\Omega$	$C_1 = 27\text{pF, mica}$ $C_2, C_3 = 0,1\mu\text{F, disco}$ $C_4, C_5 = 363\text{pF, mica}$ $C_6 = 628\text{pF, mica}$ $C_7 = 470\text{pF, mica}$ $C_8 = 100\text{pF, mica}$
	$T_1, T_4 = \text{transistor 2N2369}$ $T_2, T_3 = \text{transistor 2N5771}$ $T_5 = \text{transistor Tip 29 B}$ $T_6 = \text{transistor BC239}$ $T_7 = \text{transistor Tip 31}$ $T_8, T_9 = \text{transistor Tip 32}$ $T_{10} = \text{transistor 2N2906}$
$P_1 = \text{trimmpot de } 3,9K\Omega$ $P_2 = \text{trimmpot de } 5,1K\Omega$ $P_3 = \text{trimmpot de } 1K\Omega$ $P_4, P_6 = \text{trimmpot de } 10K\Omega$ $P_5 = \text{trimmpot de } 470\Omega$	$L_1 = 1,8\mu\text{H; } 10,5 \text{ espiras de fio n}^\circ 30 \text{ (AWG), em núcleo B65517 com ferita K12}$ $L_2 = 1,8\mu\text{H; } 4,5 \text{ espiras com fio bifilar n}^\circ 30 \text{ (AWG) com derivação central em núcleo B65517-K12}$
$D_1 = \text{diodo de germânio AAY21}$ $D_2 = \text{diodo zener } 6,2\text{V, } 1N753$ $D_3, D_4 = \text{diodo zener } 2,2\text{V, } 1N5221$	$CI-1, CI-2 = \text{circuitos integrados LM723}$

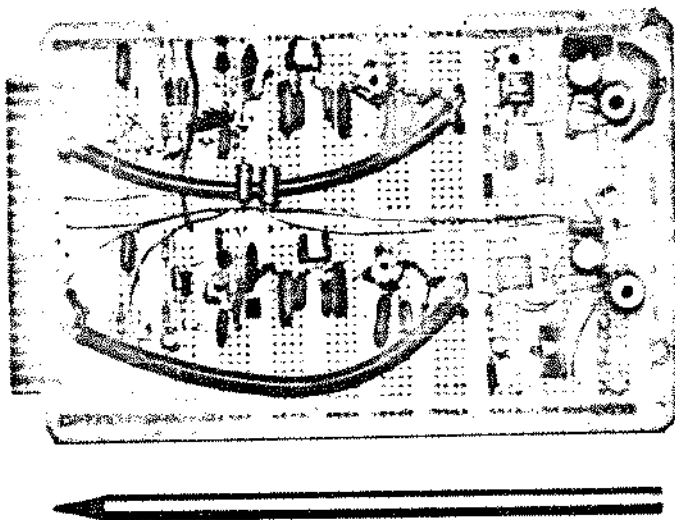


Fig. 33 - Fotografia do Cartão 1 (conversor de nível)

VI.3 - CIRCUITO MODULADOR QPSK

O modulador QPSK implementado é constituído dos seguintes circuitos:

- a) Dois moduladores 2-PSK;
- b) Um circuito defasador de 90° ;
- c) Dois circuitos de amplificação com baixa impedância de saída;
- d) Um circuito somador, com seguidor de emissor, para a saída do sinal QPSK em 50Ω .

Um diagrama em blocos do modulador QPSK pode ser visto na Fig. 34.

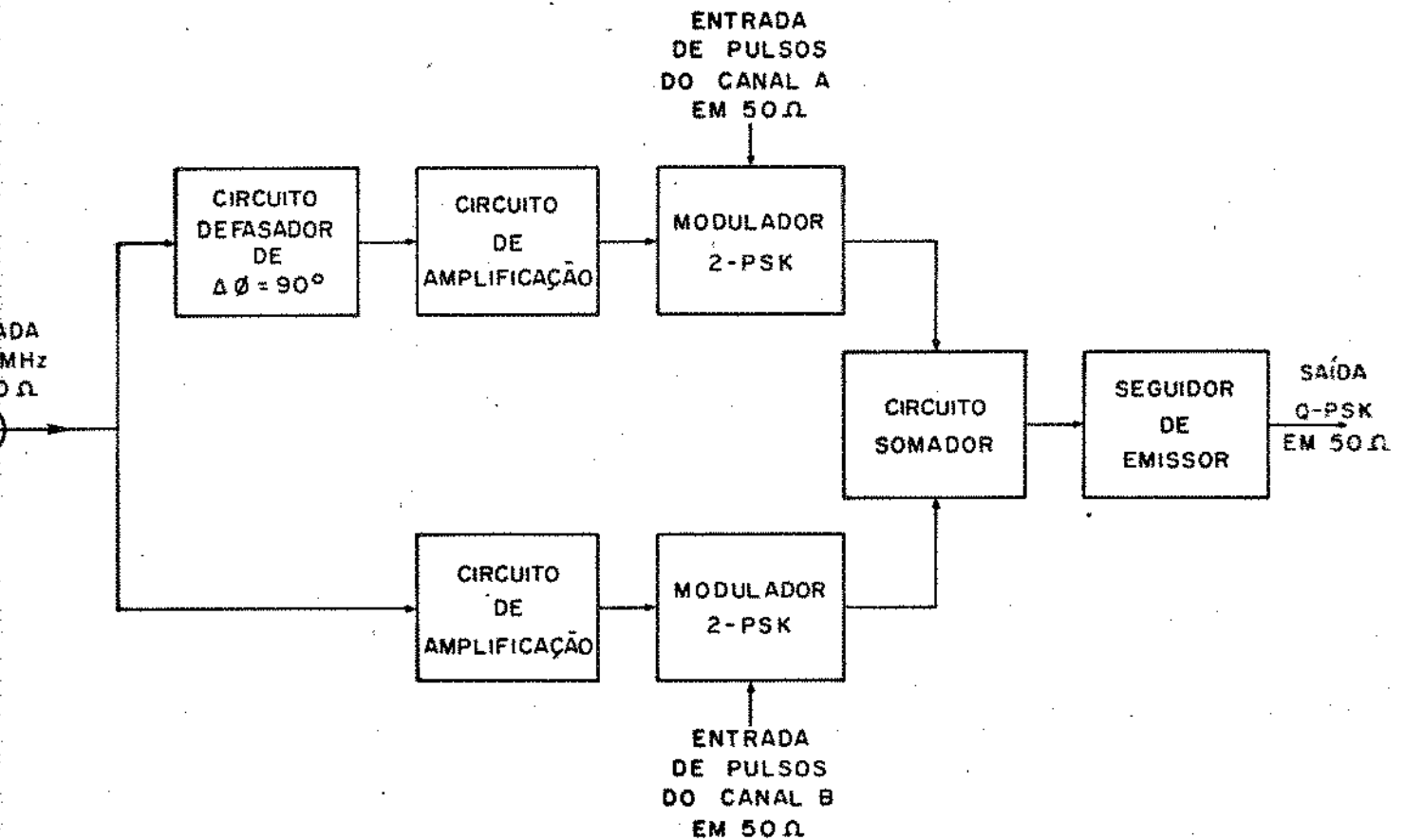


Fig. 34

Vamos agora analisar o funcionamento de cada um dos circuitos que constituem o modulador QPSK.

(a) Modulador 2-PSK

O esquema do modulador 2-PSK implementado está na Fig. 35. Observando este modulador, notamos que ele difere do modelo básico da Fig. 12, que possui uma dificuldade prática de construção, por necessitar um perfeito balanceamento dos transformadores e de diodos perfeitamente casados para se obter o modulador perfeitamente balanceado. Como não há ajustes de balanceamento no modulador da Fig. 12, optou-se pelo modelo da Fig. 35.

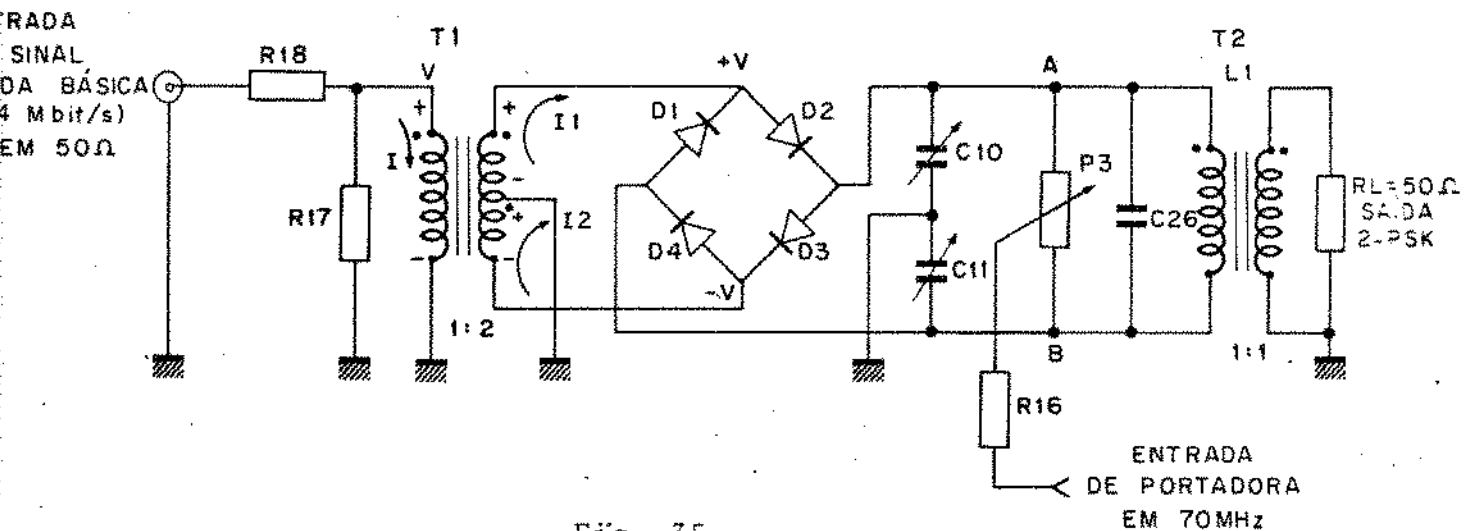


Fig. 35

Vamos adotar neste circuito, para efeito de simplificação, a abreviação "T" para transformador.

No modelo implementado, pode-se tanto fazer o balanceamento de portadora, através de P_3 , suprimindo os resíduos de portadora na saída quando não há sinal de banda básica, como também fazer um ajuste de capacitâncias através de C_{10} e C_{11} , para compensar as capacitâncias parasitas do circuito. Este circuito tem a possibilidade de compensar os eventuais descasamentos dos diodos do modulador e as pequenas diferenças nos enrolamentos do secundário de T1 através de P_3 , C_{10} e C_{11} . O transformador T2 tem, no primário, um circuito tanque formado por L_1 (indutância do primário de T2) e C_{26} , com frequência de ressonância centrada em 70 MHz.

O transformador T1 possui 7,5 espiras de fio AWG 30 em um núcleo 3E4-RE5 de modo trifilar para garantir um bom acoplamento.

O transformador T2 é enrolado de modo hipolar, com indutância do primário $L_1 = 0,26\mu H$; junto com $C_{26} = 20pF$ formam

um circuito ressonante com uma frequência de ressonância

$$f_r = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_1 C_2}} = 70 \text{ MHz.}$$

O modulador da Fig. 35 funciona da seguinte maneira: um sinal em banda básica NRZ-bipolar aplicado no primário de T1, induz uma voltagem no secundário de T1 que polariza diretamente os diodos D₂, D₃ (ou D₄, D₁), mantendo os diodos D₄, D₁ (D₂, D₃) polarizados reversamente. As variações de fase do sinal 2-PSK em relação à portadora de entrada dependerão de quais diodos estão polarizados diretamente.

Vamos supor que D₂ e D₃ estão polarizados diretamente. Nesta situação, a porta de entrada da portadora verá uma impedância correspondente ao circuito simplificado da Fig. 36.

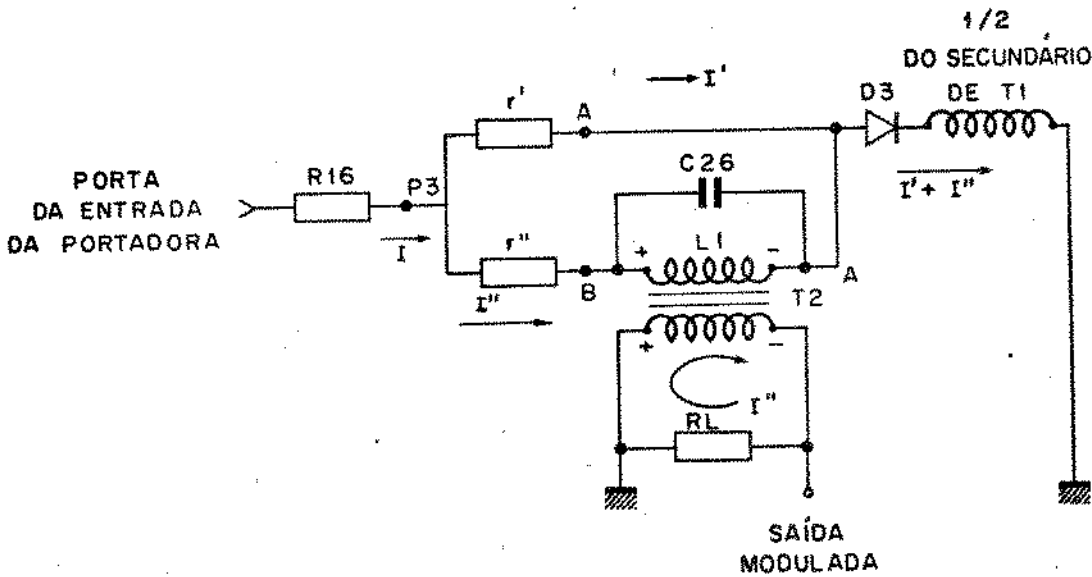


Fig. 36

A condição do balanceamento da portadora é satisfeita quando o potenciômetro P₃ está em equilíbrio, isto é, $r' \cong r''$. Considerando que, na ressonância, o circuito tanque L₁ e C₂₆ apresenta alta impedância, notamos que o ponto B das Figs. 35 e 36 estará, nesta condição, em um nível de tensão mais alto que o ponto A, resultando numa corrente I'' (menor que I') passando pelo

primário de T2, induzindo no secundário de T2 um sinal de portadora 180° defasado em relação à portadora na porta de entrada. Para a situação em que os diodos D_1 e D_4 estão polarizados diretamente (D_2, D_3 reversamente), a corrente I'' no primário de T2 terá um sentido contrário ao indicado na Fig. 36. Neste caso, a saída modulada ficará em fase com a portadora de entrada do circuito; o resultado final será, portanto, uma saída modulada 2-PSK por inversão de fase da portadora. No caso de não haver o trem de pulsos para $r' \cong r''$, por simetria do circuito os pontos A e B terão os mesmos potenciais, resultando em um isolamento da portadora na saída modulada e também, através de T1, um isolamento da entrada de pulsos.

Vamos supor que não haja sinal na entrada de portadora. Neste caso, aplicando um trem de pulsos pré-filtrado na entrada do circuito modulador, por simples observação da Fig. 35, os pontos A e B terão potenciais bem próximos de zero volts para a condição de um perfeito balanceamento de capacitâncias por C_{10} e C_{11} e pelo potenciômetro P_3 . Assim, existirá isolamento de tensão da saída do modulador com relação à entrada de sinal em banda básica.

Os diodos utilizados na ponte de diodos são de germânio. Deste modo, o limiar de condução do diodo é $V_Y = 0,2V$, o que possibilita baixo nível de tensão do sinal do trem de pulsos NRZ para polarizar a ponte de diodos. Como este sinal possui um nível de $0,3V$ de pico, praticamente a região de trabalho está em volta do joelho da característica corrente versus voltagem do diodo de germânio, realizando uma modulação mais linear. Mas a grande vantagem em se utilizar diodos de germânio está no fato de que as inversões de fase da portadora na saída modulada se processam mais rapidamente para sinais variantes em amplitude no tempo. Com estes diodos, as distorções foram sensivelmente reduzidas em relação a diodos de silício nos instantes de inversão de fase do sinal modulado.

A característica de rejeição de portadora na saída de modulada na condição de ausência de sinal em banda básica foi medida da seguinte maneira: mediu-se o nível de sinal de portadora nos pontos A e B do circuito da Fig. 36, obtendo-se $200mV$ de pico. Na saída modulada, o nível medido foi de aproximadamente $1mV$

de pico. Logo, obtivemos 46 dB ($=20\log 200/1$) de rejeição de portadora. De forma análoga, a rejeição do sinal de BB, na saída modulada, no caso de não haver portadora, foi aproximadamente da mesma ordem (46 dB).

(b) Circuito defasador de 90°

Para a construção de um modulador QPSK é necessária a existência de portadora em quadratura de fase. Portanto, é necessário um circuito defasador de 90° de atraso de fase, para uma portadora na frequência de 70 MHz. O circuito implementado para realizar essa função está indicado na Fig. 37.

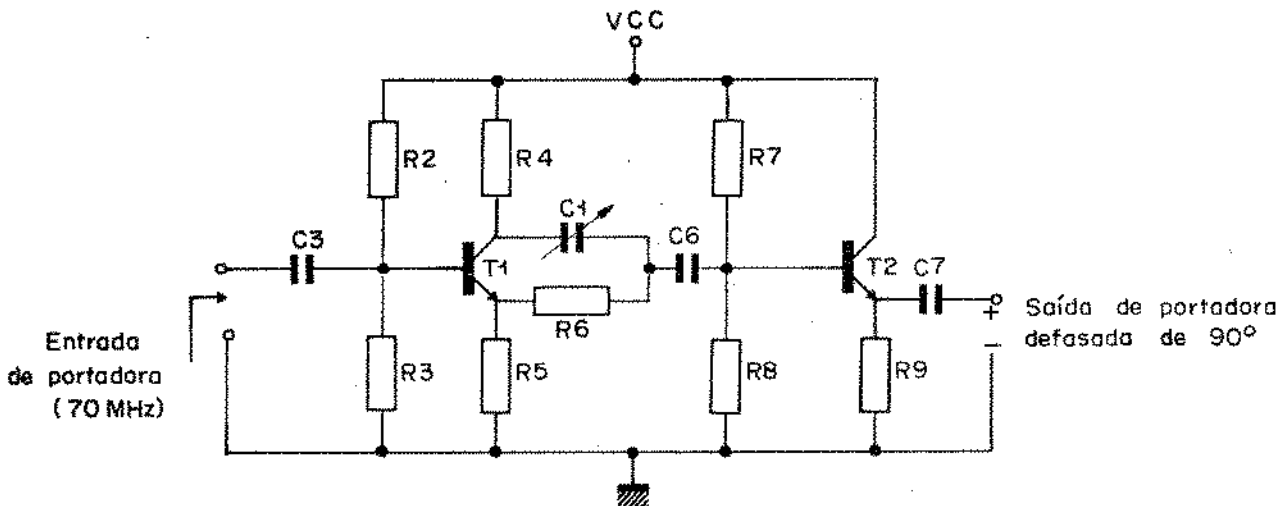


Fig. 37

O circuito da Fig. 37 permite defasar o sinal de saída em relação ao sinal de entrada de até 180° através do ajuste da constante de tempo $R_6 C_1$. Ajustando convenientemente o "trimmer" C_1 , obtém-se um defasamento de 90° . O estágio formado pelo circuito seguidor de emissor de T2, funciona como isolador.

(c) Circuito de amplificação com baixa impedância de saída

Este circuito pode ser visto na Fig. 38.

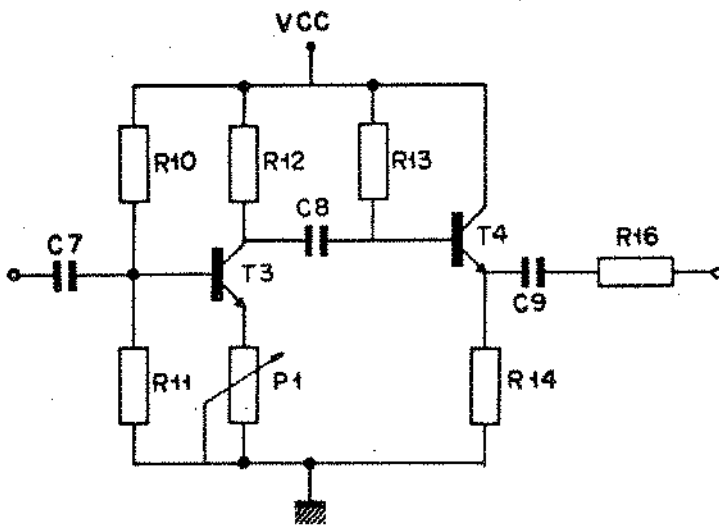


Fig. 38

O circuito da Fig. 38 possui um estágio de amplificação, através de T3, e um circuito seguidor de emissor, através de T4, com baixa impedância de saída para ser conectado no modulador 2-PSK, que também possui baixa impedância de entrada, melhorando o casamento de impedâncias. O ajuste do ganho do amplificador T3 se faz através do potenciômetro P1. O objetivo deste circuito amplificador simples é ajustar corretamente os níveis de amplitude das portadoras em quadratura de fase que atacam os moduladores 2-PSK.

(d) Circuito somador

O objetivo deste circuito, dado pela Fig. 39, é somar linearmente no tempo, os dois sinais modulados 2-PSK em quadratura para obter o sinal 4-PSK.

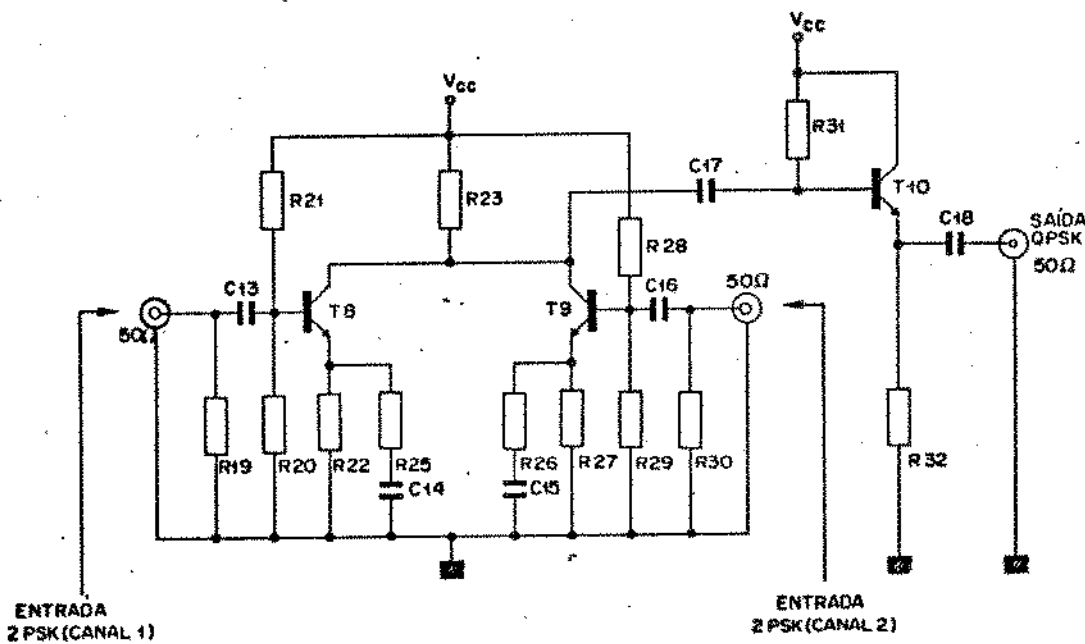


Fig. 39

A soma dos dois sinais 2-PSK é realizada no coletor de T8 e T9, através da soma de correntes em R_{23} . O resistor R_{19} tem a função de casar a saída do modulador (baixa impedância de saída) com a entrada deste circuito somador de alta impedância. A saída do circuito somador de alta impedância ($\approx 300\Omega$) é convertida em uma saída de baixa impedância ($\approx 50\Omega$) através do estágio seguidor de emissor por T10.

Um diagrama completo do circuito modulador 4-PSK é visto na Fig. 40, e a relação dos componentes está detalhada na Tabela 5.

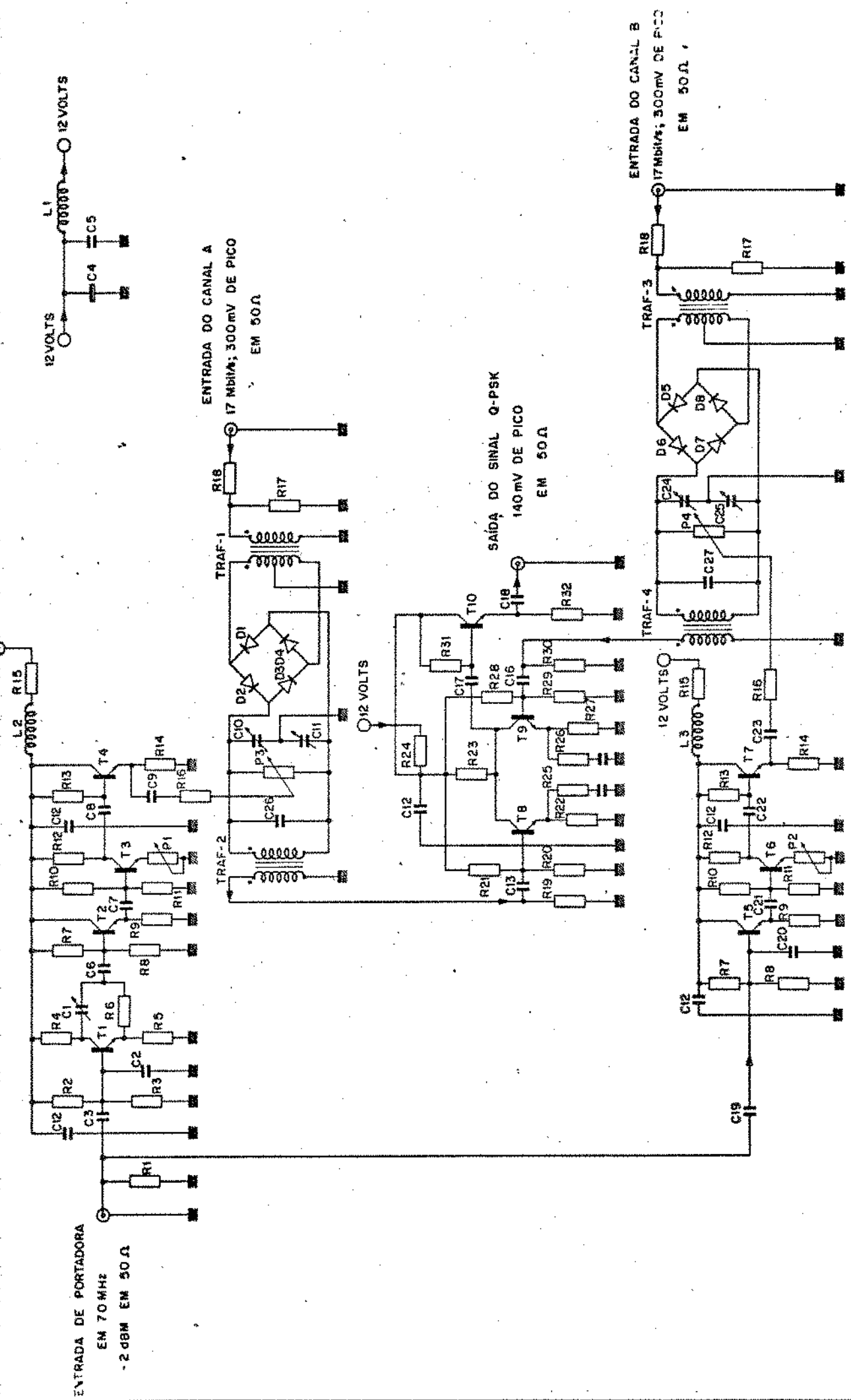


FIG. 40 - MODULADOR Q-PSK (CARTÃO 2)

TABELA 5

COMPONENTES DO MODULADOR 4-PSK

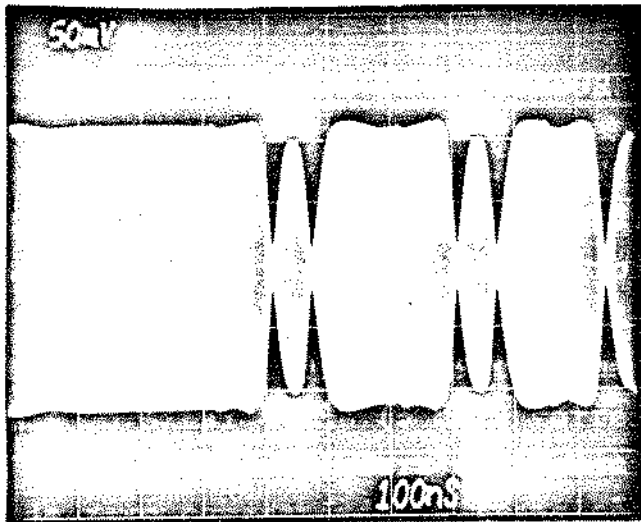
(Cartão 2)

Todos os resistores são de carbono, 1/8W e 5% de tolerância.

$R_1 = 51\Omega$	$P_1, P_2 =$ trimmpot de 130Ω
$R_2 = 18K\Omega$	$P_3, P_4 =$ trimmpot de 100Ω
$R_3 = 13K\Omega$	$C_1 =$ trimmer de $1-10pF$
$R_4, R_5 = 270\Omega$	$C_2 = 5pF$, mica
$R_6 = 56\Omega$	$C_3, C_{19} = 0,022\mu F$, disco
$R_7 = 1K\Omega$	$C_4 = 10\mu F$, eletrolítico
$R_8 = 2,2K\Omega$	$C_5, C_{12}, C_{18} = 0,1\mu F$, disco
$R_9 = 620\Omega$	$C_6, C_7, C_8, C_{13}, C_{16}, C_{17}, C_{21}, C_{22} = 47nF$, disco
$R_{10} = 37K\Omega$	$C_9, C_{23} = 10nF$, disco
$R_{11} = 12K\Omega$	$C_{10}, C_{11}, C_{24}, C_{25} =$ trimmer de $5-25pF$
$R_{12} = 750\Omega$	$C_{14}, C_{15} = 10pF$, mica
$R_{13} = 43K\Omega$	$C_{20} = 5pF$, mica
$R_{14} = 430\Omega$	$C_{26}, C_{27} = 20pF$, mica
$R_{15}, R_{16} = 47\Omega$	$D_1, D_8 =$ diodos de germânio AAY-21
$R_{17} = 100\Omega$	$T_1, T_2, T_4, T_5, T_7, T_8, T_9, T_{10} =$ transistor 2N918
$R_{18} = 22\Omega$	$T_3, T_6 =$ transistor BFY90
$R_{19} = 56\Omega$	$T_{RAF}^{-2}, T_{RAF}^{-4} =$ transformadores com indutância de $0,26\mu H$ e 5 espiras de fio bifilar nº 22 (AWG) em núcleo "U-60"
$R_{20} = 13K\Omega$	
$R_{21} = 30K\Omega$	$T_{RAF}^{-1}, T_{RAF}^{-3} =$ transformadores com 7,5 espiras com fio nº 22(AWG) trifilar em núcleo (pot-core" 3E4-RE5
$R_{22} = 220\Omega$	
$R_{23} = 300\Omega$	$L_1 =$ microchoque de $4,7\mu H$
$R_{24} = 73\Omega$	$L_2, L_3 =$ microchoque de $3,3\mu H$
$R_{25}, R_{26} = 300\Omega$	
$R_{27} = 220\Omega$	
$R_{28} = 30K\Omega$	
$R_{29} = 13K\Omega$	
$R_{30} = 56\Omega$	

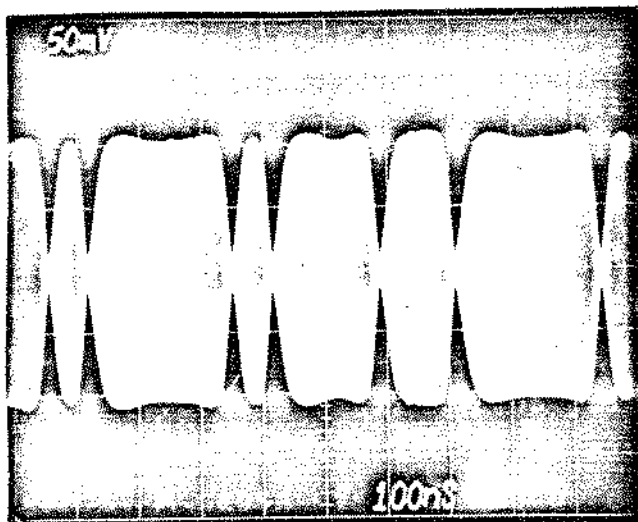
RESULTADOS EXPERIMENTAIS DO MODULADOR 4-PSK

Na Fig. 41(a) e (b) são apresentados dois canais 2-PSK obtidos a partir de portadoras em quadratura de fase. O arredondamento da envoltória desses sinais foi causado pela pré-filtragem em BB. A soma destes dois sinais 2-PSK resultou no sinal 4-PSK, visto na Fig. 41(c). Os pontos onde há as variações menores na amplitude do sinal 4-PSK (3 dB), correspondem a variações de 90° ou 270° da fase da portadora do transmissor. Os pontos de cruzamentos de zero correspondem a transições de 180° na fase da portadora. Na Fig. 41(d) é apresentado o mesmo sinal 4-PSK da Fig. 41(c), só que sem pré-filtragem dos trens de pulsos. Neste caso, a envoltória do sinal 4-PSK sem pré-filtragem apresenta um aspecto mais quadrado, tendo, portanto, um conteúdo maior de frequências. Isto pode ser visto na Fig. 42(a). A Fig. 42(b) mostra o espectro de frequências do mesmo sinal 4-PSK com pré-filtragem. Concluímos que a simples pré-filtragem foi altamente eficiente na redução do espectro de frequências. Os resíduos que aparecem na Fig. 42 (b) deverão ser eliminados pela filtragem em FI. Na Fig. 42(c) apresentamos o espectro de um sinal 4-PSK distorcido por muitos gomos. A causa disto é que os dois trens de pulsos utilizados para a modulação eram muito correlacionados, pois eram obtidos através do mesmo gerador de palavras. Pelo uso de um circuito embaralhador dos trens de pulsos, que faz com que estes sinais sejam descorrelacionados totalmente, obtém-se o espectro 4-PSK nas Figs. 42(a) ou 42(b), que não apresentam mais tais gomos. Nestas figuras, observa-se o aparecimento de certas raias espectrais por motivos já comentados anteriormente.



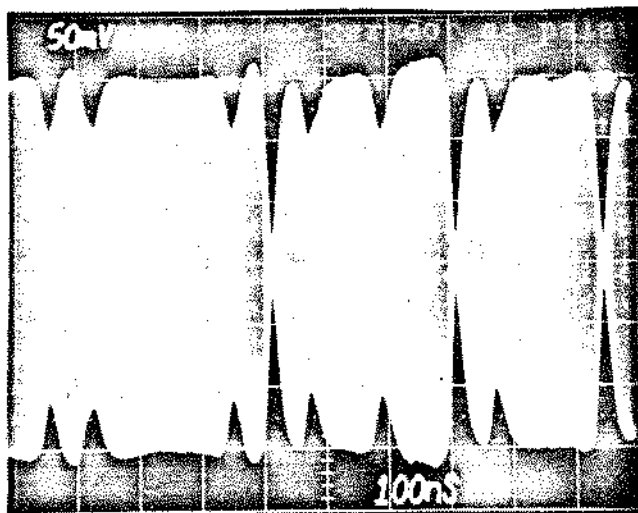
sinal 2-PSK pré-filtrado
canal A

(a)



sinal 2-PSK pré-filtrado
canal B

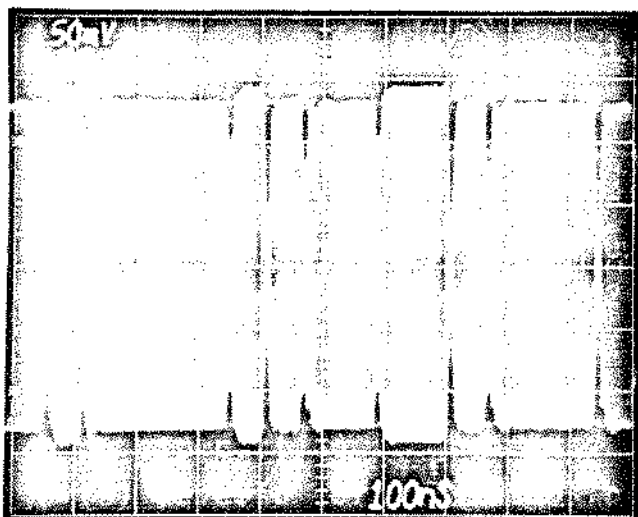
(b)



sinal 4-PSK pré-filtrado
(canal A + canal B)

(c)

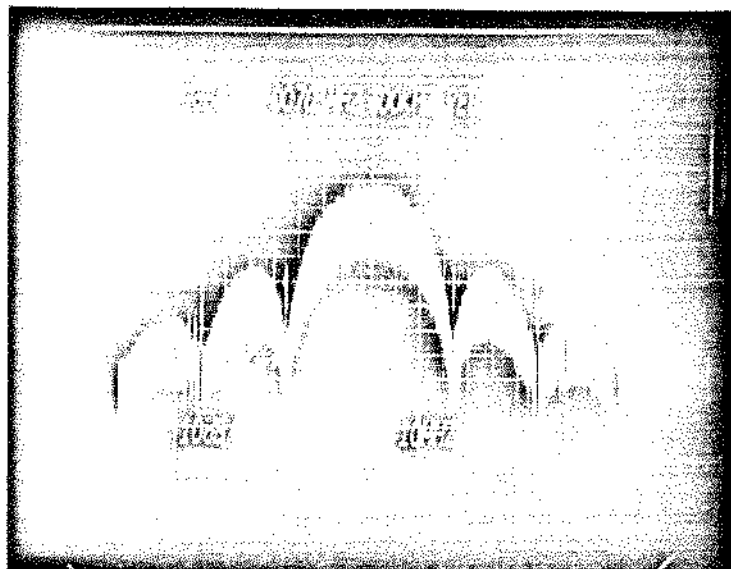
Fig. 41



sinal 4-PSK sem pré-filtragem

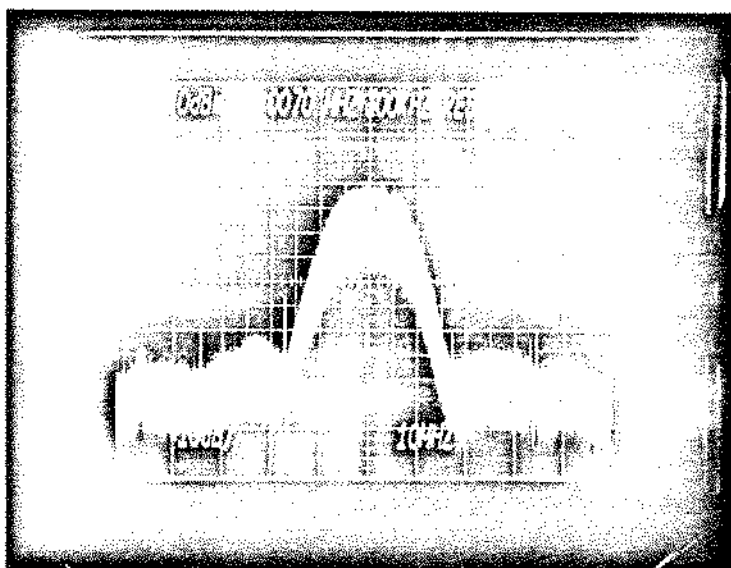
(d)

Fig. 41



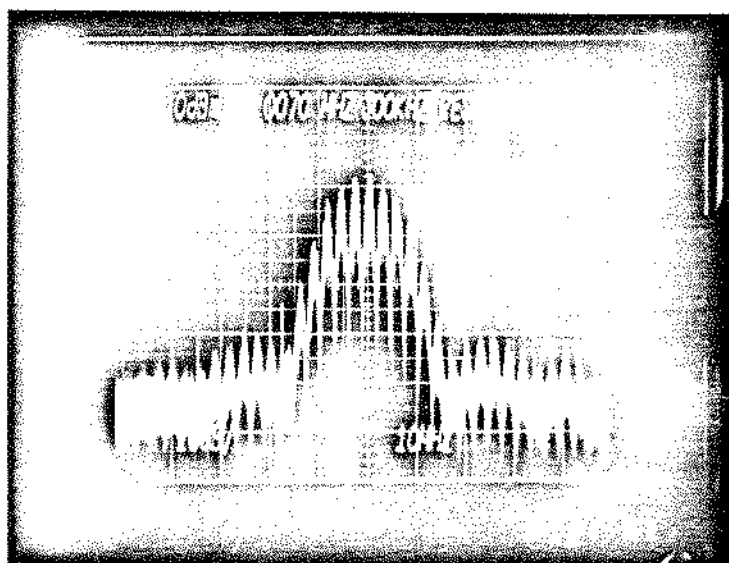
espectro de um sinal
4-PSK sem pré-filtragem

(a)



espectro de um sinal
4-PSK com pré-filtragem

(b)



espectro de um sinal
4-PSK com pré-filtragem
e com os trens de pulsos
correlacionados

(c)

Fig. 42

VI.4 - CIRCUITO DEMODULADOR COERENTE QPSK

Para a realização de uma demodulação coerente QPSK, é necessário obter uma portadora local de referência no circuito receptor do rádio digital. Utilizando esta referência é possível efetuar-se a demodulação 4-PSK do sinal recebido em nível de FI. Neste item analisaremos o processo da demodulação 4-PSK, deixando para o item VI.5 os circuitos de recuperação de portadora. Um diagrama em blocos do demodulador a ser analisado pode ser visto na Fig. 43.

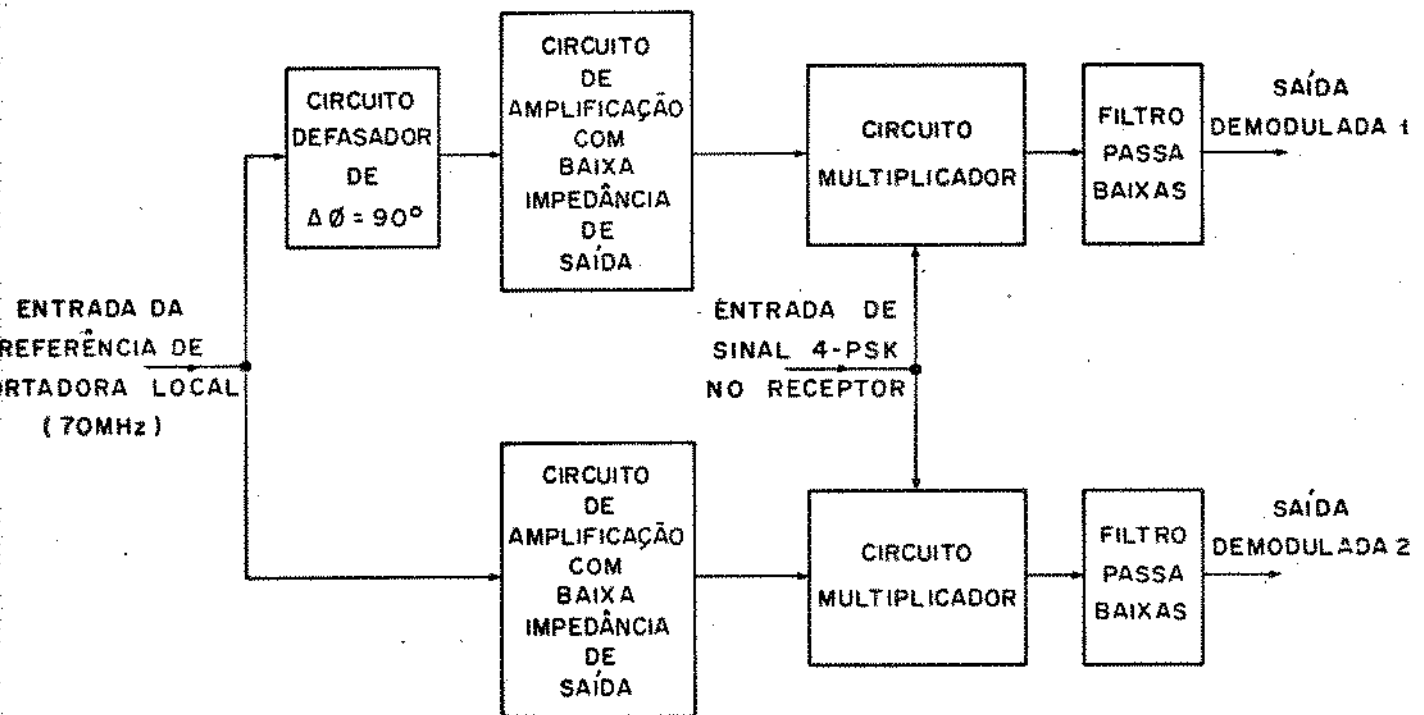


Fig. 43

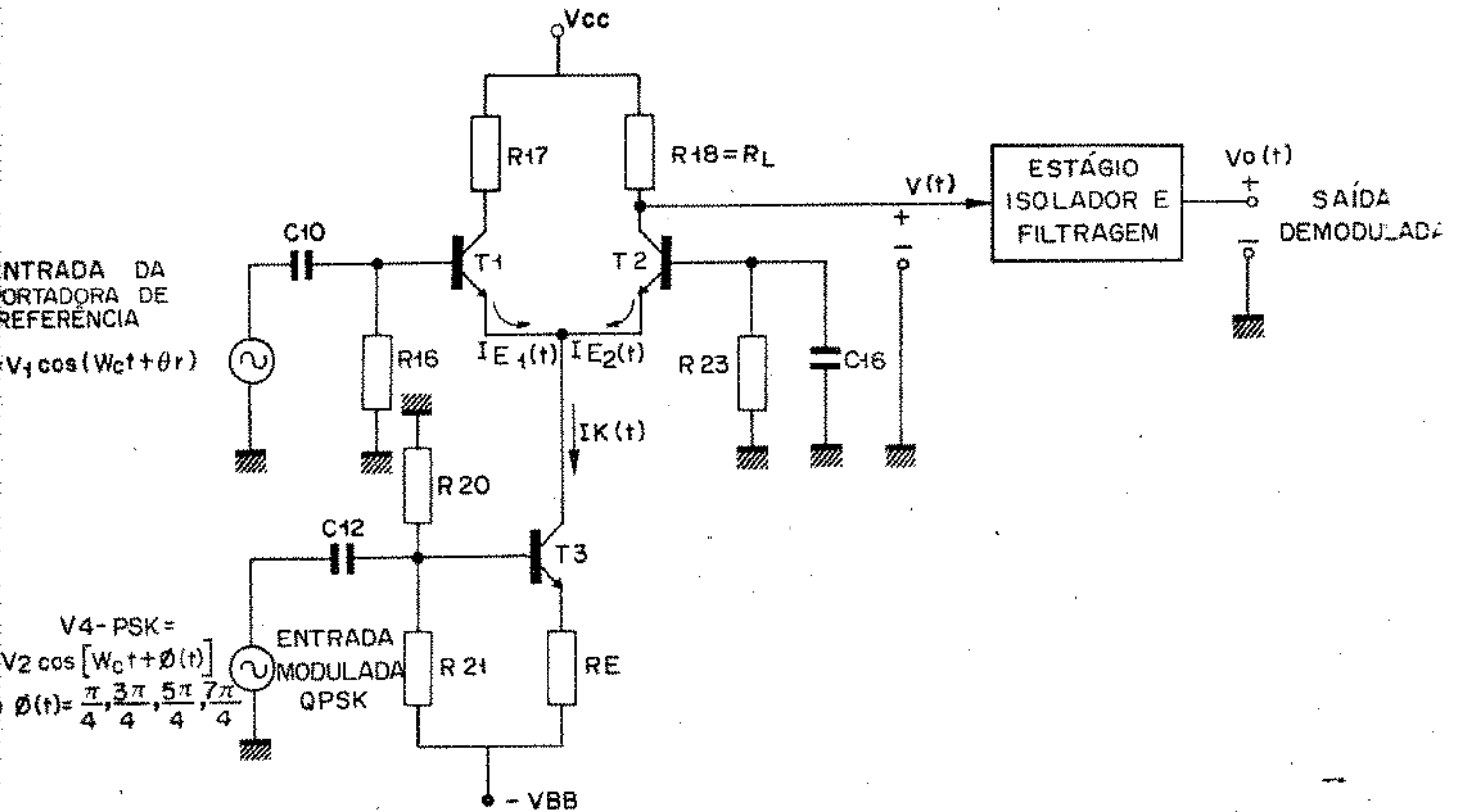
Como o processo de modulação e demodulação 4-PSK realizam uma operação produto, com duas portadoras defasadas entre si de 90° , alguns circuitos do demodulador 4-PSK são idênticos a certos circuitos do modulador 4-PSK.

Por exemplo, o circuito defasador de 90° e o circuito de amplificação com baixa impedância de saída são idênticos aos circuitos do modulador QPSK do item VI.3, não sendo necessário aqui nenhum outro comentário. Cabe analisarmos, neste item, o circuito multiplicador com impedância de saída em 50Ω e o filtro

passa-baixa implementado.

(a) Circuito Multiplicador:

O circuito multiplicador implementado com um par diferencial está indicado na Fig. 44. Neste tipo de multiplicador, uma entrada é linear e a outra entrada é altamente não-linear.



O transistor T3 atua como uma fonte de corrente de tal maneira que $I_K(t) = I_{E1}(t) + I_{E2}(t)$. A entrada na base de T3 é linear e a entrada na base de T1 é altamente não-linear.

A corrente $I_K(t)$ é igual a:

$$I_K(t) = I_{K0} + G_3 V_{4\text{PSK}}$$

onde I_{K0} é a corrente coletora quiescente no transistor T3 e $G_3 = (1/RE)$ representa um ganho de corrente associado ao sinal $V_{4\text{PSK}}$.

Pode-se supor que a corrente de emissor (I_E) e a voltagem base-emissor (V_{BE}) dos transistores T1 e T2 estão relacionadas pelas seguintes equações:

$$I_E = I_{ES} e^{(V_{BE} \cdot q)/KT}$$

$$V_{BE} = (KT/q) \ln \frac{I_E}{I_{ES}}$$

onde: $K = 1,38 \times 10^{-23}$ J/K (constante de Boltzmann)

$q = 1,6 \times 10^{-9}$ C (carga de eletron)

I_{ES} = \bar{e} a corrente de saturaçãõ do emissor.

Segundo Clarke-Hess [17] (equações 4.6-9 e 4.6-10), a corrente de emissor I_{E2} em T2, supondo que T1 e T2 estãõ integra dos no mesmo circuito integrado e $I_{ES1} = I_{ES2}$, pode ser desen volvida atravês da expressãõ:

$$I_{E2} = I_K(t) [1/2 - a_1(x) \cos \omega_c t - a_3(x) \cos 3 \omega_c t - \dots]$$

onde $a_n(x)$ sãõ os coeficientes de Fourier e $x = qV_1/KT$

e V_1 \bar{e} a amplitude de pico da portadora

Como $I_{E2} \simeq I_{C2}$, temos:

$$I_{C2} \cong (I_{K0} + G_3 V_{4PSK}) [1/2 - a_1(x) \cos \omega_c t - a_3(x) \cos 3 \omega_c t - \dots]$$

Desenvolvendo e substituindo $V_{4PSK} = V_2 \cos[\omega_c t + \phi(t)]$, te mos:

$$I_{C2} = I_{K0}/2 - I_{K0} a_1(x) \cos \omega_c t - I_{K0} a_3(x) \cos 3 \omega_c t - \dots +$$

$$+ (G_3 V_3/2) \cdot \cos[\omega_c t + \phi(t)] - G_3 a_1(x) V_2 \cos[\omega_c t + \phi(t)] \cos \omega_c t -$$

$$- G_3 a_3(x) V_2 \cos[\omega_c t + \phi(t)] \cos 3 \omega_c t - \dots$$

$$I_{C2} = I_{K0}/2 - I_{K0} a_1(x) \cos \omega_c t - I_{K0} a_3(x) \cos 3 \omega_c t - \dots +$$

$$\begin{aligned}
 & + (G_3 V_2 / 2) \cos[\omega_c t + \phi(t)] - G_3 a_1(x) / 2 \cdot V_2 \cos \phi(t) - \frac{G_3 a_1(x)}{2} \\
 & \cdot V_2 \cos[2\omega_c t + \phi(t)] - G_3 a_3(x) / 2 \cdot V_2 \cos[2\omega_c t - \phi(t)] - \frac{G_3 a_3(x)}{2} \\
 & \cdot V_2 \cos[3\omega_c t + \phi(t)] \dots
 \end{aligned}$$

A tensão de saída $V(t)$ (vide Fig.44), será:

$$V(t) = V_{CC} - R_L I_{C_2}$$

Fazendo uma filtragem passa-baixa conveniente, teremos:

$$V'(t) = V_{CC} - R_L \left[\frac{I_{K_0}}{2} - \frac{G_3 a_1(x) V_2}{2} \cos \phi(t) \right]$$

$$V'(t) = V_{CC} - \frac{R_L I_{K_0}}{2} + \frac{R_L G_3 a_1(x) V_2}{2} \cos \phi(t)$$

Desacoplando o nível DC do sinal $V'(t)$, temos o sinal de interesse $V_0(t)$ que é o sinal demodulado NRZ:

$$V_0(t) = \frac{R_L G_3 a_1(x) V_2}{2} \cos \phi(t)$$

ou $V_0(t) = C \cos \phi(t)$

onde $C = \frac{R_L G_3 a_1(x) V_2}{2}$

Portanto, utilizando dois circuitos multiplicadores, como o que acabamos de apresentar, e fazendo uma filtragem passa-baixa, obtemos os dois trens de pulsos NRZ demodulados em BB.

(b) Cálculo do filtro passa-baixas:

No circuito demodulador QPSK implementado desejava-se que as saídas apresentassem impedância de 50Ω . Como o circuito

multiplicador tinha alta impedância de saída, foi necessária a adição de mais um circuito seguidor de emissor para fazer o devido casamento de impedâncias. O circuito adicional é o indicado na Fig. 45.

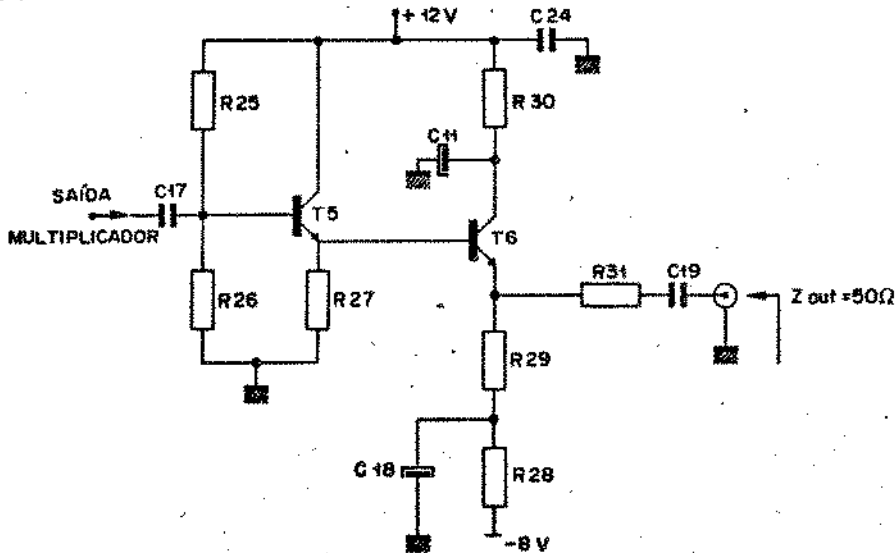


Fig. 45

O transistor T5 da Fig. 45 está na configuração seguidor de emissor com alta impedância de entrada e baixa impedância de saída e alimenta T6. O transistor T6, também seguidor de emissor, possui impedância de saída $\approx 50\Omega$ e suporta sinais da ordem de 600 mV_{pp} .

O filtro passa-baixa utilizado é do tipo Butterworth. Foi implementado um filtro com 5 polos com frequência de corte igual à taxa de símbolos, ou seja, $f_c = 17,184\text{ MHz}$, já que o sinal NRZ pré-filtrado transmitido, era limitado em $f'_c = f_c/2$. O número de polos estabelecido foi adotado em virtude da necessidade de uma filtragem acima de 50 dB para as harmônicas de 70 MHz.

Segundo a Referência [16], um filtro Butterworth normalizado com 5 polos tem a configuração normalizada da Fig. 46.

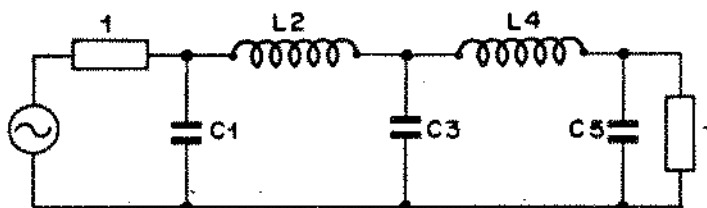


Fig. 46

onde $C_1 = 0,6180$

$$C_3 = 2$$

$$C_5 = 0,618$$

$$L_2 = 1,618$$

$$L_4 = 1,618$$

Desnormalizando para a frequência de corte $f_c = 17,184$ MHz e $R' = 50\Omega$, e lembrando que

$$L' = \left(\frac{R'}{R}\right) \left(\frac{W}{W'}\right) L$$

e

$$C' = \left(\frac{R}{R'}\right) \left(\frac{W}{W'}\right) C$$

obtemos os valores dos componentes desnormalizados:

$$C_1 = 114,4 \text{ pF}$$

$$C_3 = 370 \text{ pF}$$

$$C_5 = 114,4 \text{ pF}$$

$$L_2 = 0,75 \text{ } \mu\text{H}$$

$$L_4 = 0,75 \text{ } \mu\text{H}$$

Para a construção de L_2 e L_4 , foi utilizado um "pot-core" do tipo B65531 com material K12 e $AL = 16\text{nH/espira}$.

Assim,

$$N^2 = \frac{L}{AL} = \frac{0,75 \times 10^{-6}}{16 \times 10^{-9}} \Rightarrow N = 6,8 \text{ espiras}$$

O circuito completo do Demodulador QPSK pode ser visto na Fig. 47. Na Tabela 6 estão os valores correspondentes dos componentes utilizados. Na Fig. 48 pode-se ver o diagrama de olho dos dois trens de pulsos demodulados. Experimentalmente verificou-se que houve a necessidade de colocação de um circuito equalizador de atraso de grupo nos filtros passa-baixa utilizados. Es

sa equalização foi obtida experimentalmente com os valores de $L_5 = 0,75\mu\text{H}$ e $C_{23} = 360\text{pF}$. Com os valores teóricos de $L_5 = 1,4\mu\text{H}$ e $C_{23} = 576\text{pF}$, houve degradação do olho demodulado. Os capacitores C_4 , C_{11} e o resistor R_{24} da Fig. 47 tem a função de eliminar as oscilações espúrias. A colocação de R_{22} , C_{13} e C_{14} tem o objetivo de aumentar o ganho de corrente do circuito multiplicador, aumentando o nível do sinal demodulado. O nível de portadora no circuito demodulador implementado é -7dBm ou aproximadamente 140 mV de pico. O nível do sinal modulado QPSK deve ser da ordem de 140 mV de pico.

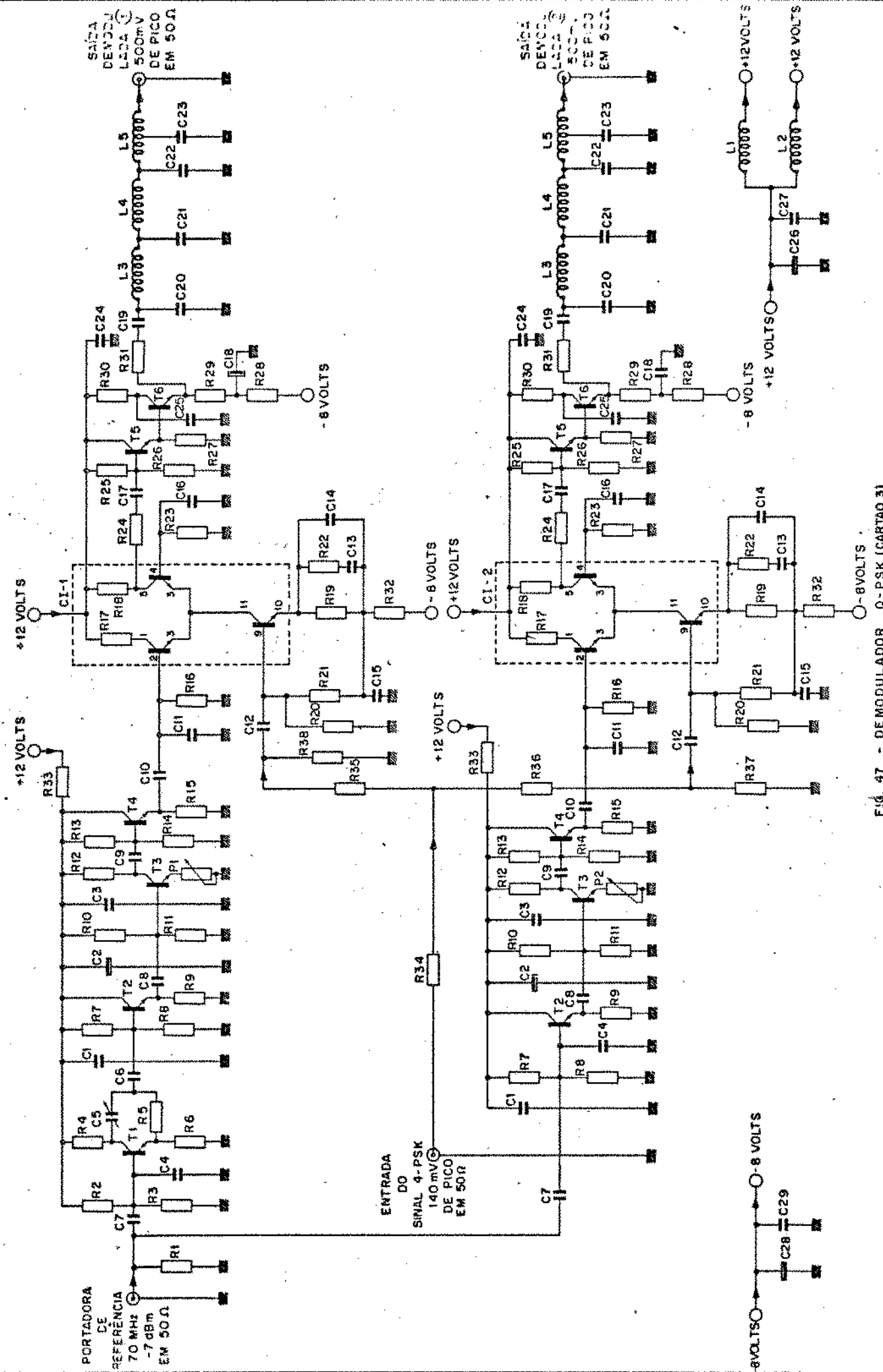


FIG. 47 - DEMODULADOR Q-PSK (CARTAO 3)

UNICAMP
FACULDADE DE ENGENHARIA

TABELA 6
 COMPONENTES DO DEMODULADOR Q-PSK
 (Cartão 3)

Todos os resistores são de carbono, 1/8W e 5% de tolerância

$R_1, R_{37}, R_{38} = 51\Omega$	$R_{33} = 47\Omega$
$R_2, R_{22} = 30K\Omega$	$R_{34}, R_{35}, R_{36} = 17\Omega$
$R_3 = 13K\Omega$	$C_1, C_3, C_{12}, C_{15}, C_{16}, C_{27}, C_{29} = 0,1\mu F, \text{disco}$
$R_4, R_{16}, R_{23} = 270\Omega$	$C_2, C_{24}, C_{26}, C_{28} = 10\mu F, \text{eletrolítico}$
$R_5 = 56\Omega$	$C_4 = 5pF, \text{mica}$
$R_6 = 220\Omega$	$C_5 = \text{trimmer de 1 a } 10pF$
$R_7 = 1K\Omega$	$C_6, C_8, C_9, C_{17} = 47nF, \text{disco}$
$R_8 = 2,2K\Omega$	$C_7 = 0,022\mu F, \text{disco}$
$R_9 = 620\Omega$	$C_{10} = 10nF, \text{disco}$
$R_{10} = 37K\Omega$	$C_{11} = 1,5pF, \text{mica}$
$R_{11} = 12K\Omega$	$C_{13} = 68pF, \text{mica}$
$R_{12} = 750\Omega$	$C_{14} = 10pF, \text{mica}$
$R_{13} = 6,2K\Omega$	$C_{18} = 2,2\mu F, \text{eletrolítico}$
$R_{14} = 8,2K\Omega$	$C_{19} = 30\mu F, \text{eletrolítico}$
$R_{15} = 430\Omega$	$C_{20}, C_{22} = 115pF, \text{mica}$
$R_{17} = 680\Omega$	$C_{21} = 374pF, \text{mica}$
$R_{18} = 3,9K\Omega$	$C_{23} = 360pF, \text{mica}$
$R_{19} = 120\Omega$	$C_{25} = 0,22\mu F, \text{disco}$
$R_{20} = 2K\Omega$	
$R_{21} = 560\Omega$	$L_1, L_2 = 10\mu F, \text{microchoque}$
$R_{24} = 100\Omega$	$L_3, L_4 = 0,75\mu H; 6,5 \text{ espiras de fio n}^\circ 30$ (AWG) em um núcleo de ferrita B65531-K12
$R_{25} = 5,6K\Omega$	$L_5 = 0,75\mu H; 4,5 \text{ espiras de fio bifilar}$ nº 30 (AWG) em 1/2 núcleo de ferri ta B65531-K12
$R_{26} = 3,3K\Omega$	
$R_{27} = 470\Omega$	$T_1, T_2, T_4, T_5, T_6 = \text{transistor } 2N918$
$R_{28}, R_{29} = 130\Omega$	$T_3 = \text{transistor } BFY90$
$R_{30} = 91\Omega$	
$R_{31} = 15\Omega$	
$R_{32} = 200\Omega$	$CI-1, CI-2 = \text{circuito integrado linear}$ $\mu A3086$

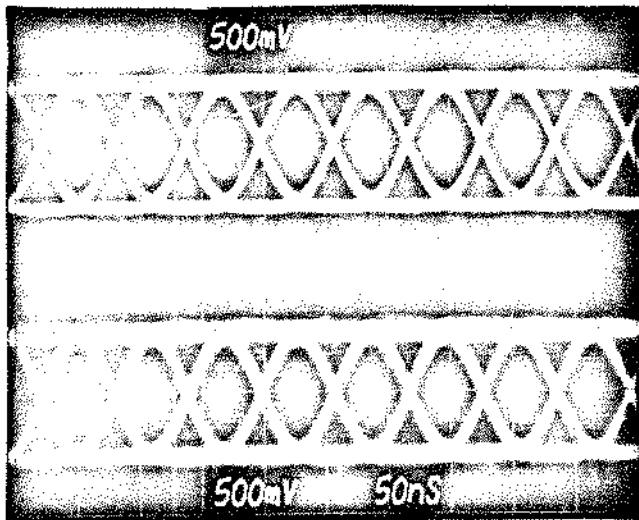


Fig. 48 - Diagrama de olho dos sinais NRZ demodulados

VI.5 - CIRCUITO RECUPERADOR DE PORTADORA

O circuito de recuperação de portadora implementado para sinais QPSK é do tipo proposto por Yamashita [14], já dado anteriormente na Fig. 22. Nessa figura, notamos que as duas saídas demoduladas $V_1(\theta_r, \phi)$ e $V_2(\theta_r, \phi)$ entram em um circuito comparador de fase. Em sua saída, resulta um sinal de erro, que após ser filtrado convenientemente e amplificado, entra em um VCO, originando uma portadora de referência gerada localmente que ataca o demodulador QPSK coerente. Analisaremos aqui, os seguintes circuitos implementados:

- A - Comparador de fase
- B - Circuito do VCO
- C - Filtro da malha

O conjunto fechado da Fig. 22 forma um PLL ("Phase Locked Loop") que gera a fase de referência θ_r . Para que o circuito do PLL funcione adequadamente, é necessário conhecermos as características do conjunto detetor de fase (saída do circuito multiplicador com filtragem passa-baixa) e comparador de fase, além das características do VCO, para calcularmos adequadamente o filtro da malha do PLL. Vamos então analisar, em termos de modelos, os circuitos implementados.

- A - Comparador de fase

O diagrama em blocos do circuito comparador de fase está na Fig. 49.

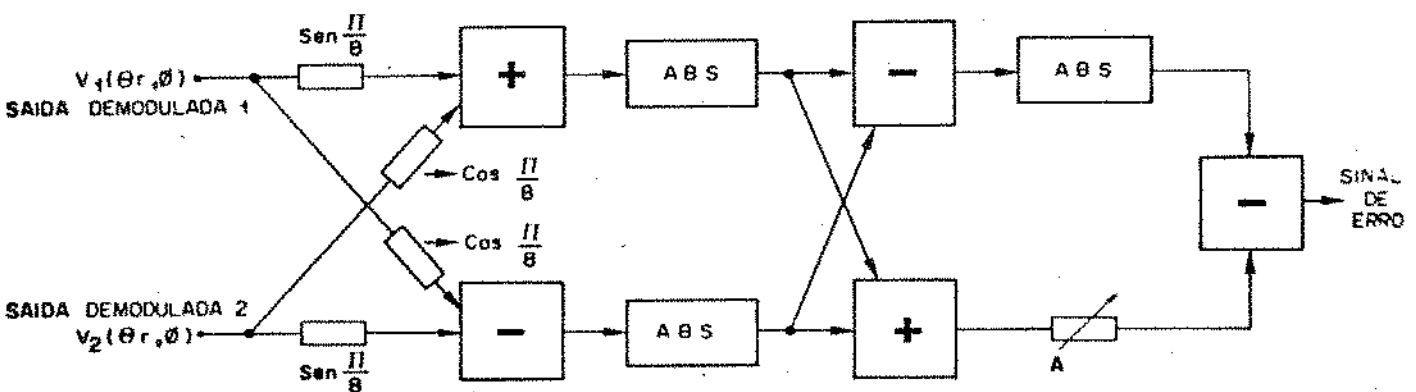


Fig. 49

- onde
- + → circuito somador
 - → circuito subtrator
 - ABS → circuito retificador de onda completa
 - / → atenuador ajustável

Os circuitos básicos utilizados foram: circuitos somadores, circuitos inversores, circuitos retificadores de onda completa, atenuadores e circuitos seguidores de emissor.

(a) Circuito somador

O modelo implementado está na Fig. 50.

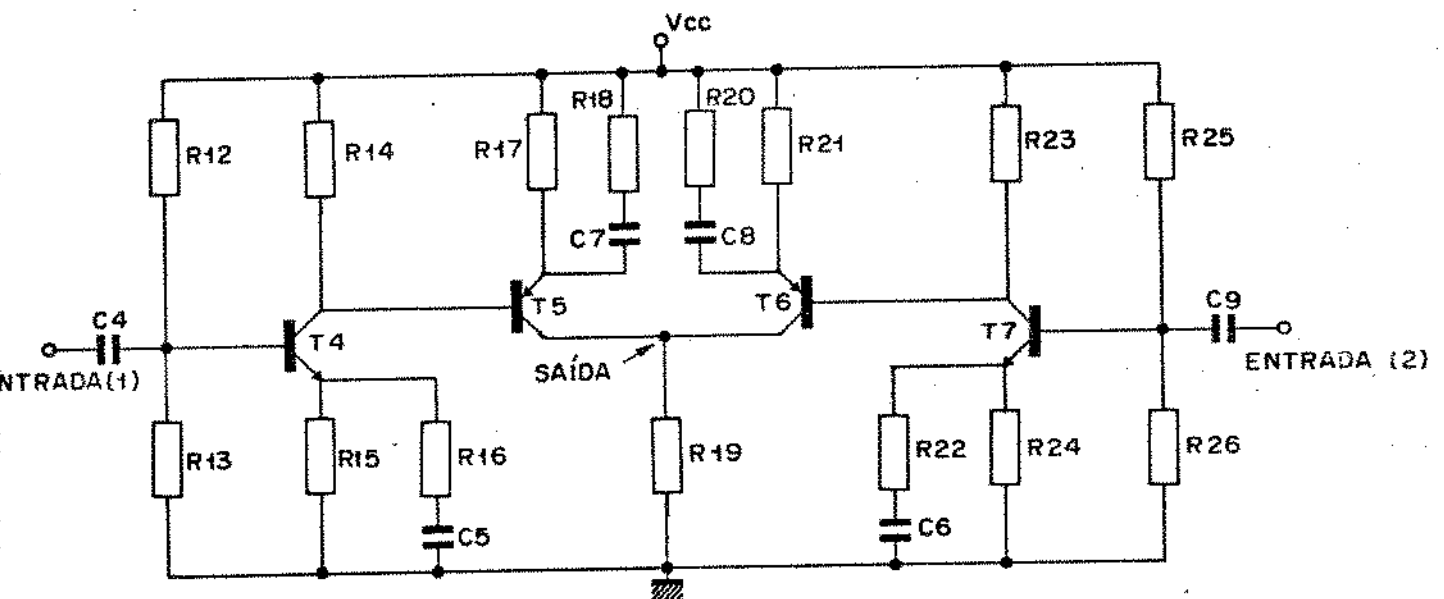


Fig. 50

A idéia básica deste tipo de circuito somador era realizar a operação soma nos coletores de T4 e T7, através da ligação dos dois coletores. Experimentalmente, verificou-se que o transistor T4 corrigia capacitivamente T7 e vice-versa, ocasionando arredondamento nas formas de onda quadrada nos coletores de T4 e T7. Para diminuir este corregamento capacitivo, a solução adotada foi a colocação de T5 e T6 realizando a operação soma de

sejada nos coletores destes transistores. A colocação de resistores em série com capacitores, nos emissores dos transistores, foi no sentido de melhorar a resposta em frequência dos transistores. Estes valores de R e C foram determinados experimentalmente.

(b) Circuito inversor

Ao invés de construirmos circuitos subtratores, foram cosntruídos circuitos inversores seguidos de circuitos somadores, realizando, desta forma, as operações de subtração analógica.

O circuito inversor implementado está indicado na Fig. 51.

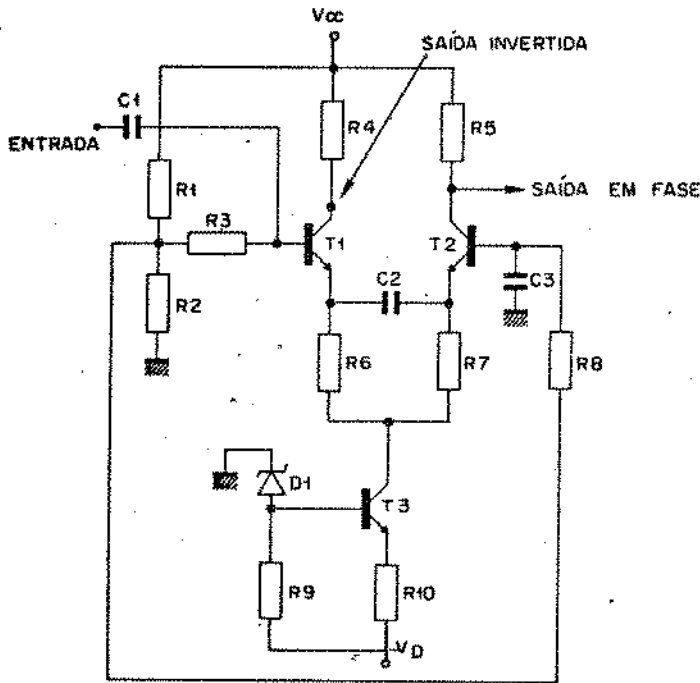
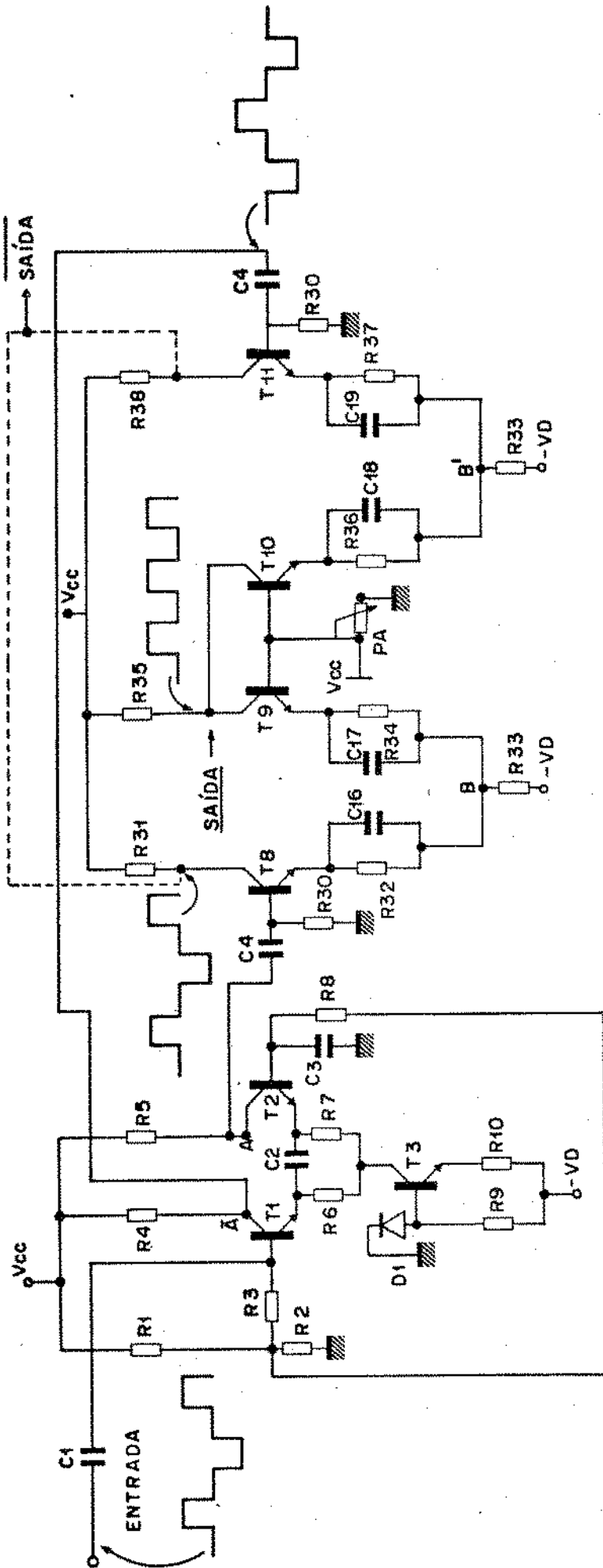


Fig. 51

Utilizando o circuito com par diferencial obtém-se um circuito inversor cuja saída invertida (coletor de T1) está exatamente 180° defasada em relação à saída em fase (coletor de T2). O transistor T3 atua como uma fonte de corrente e o ganho de tensão neste circuito é aproximadamente $R_5 / (R_6 + R_7)$ para $R_4 = R_5$. Os resistores R_1 e R_2 , R_3 e R_8 polarizam T1 e T2; C2 melhora a resposta em frequência deste estágio e C3 desacopla a base de T2, para um correto funcionamento do circuito inversor.

(c) Circuito retificador de onda completa

O circuito básico está indicado na Fig. 52.



OBS: Os componentes desta figura não correspondem aos componentes da Fig. 54.

Fig. 52

O circuito formado por T1, T2 e T3 é um circuito inver sor discutido anteriormente. Os pares diferenciais formados por T8 e T9, junto com T10 e T11 são circuitos retificadores de meia onda. O potenciômetro P_A regula os pontos de ceifamento na parte negativa das formas de onda nos coletores de T9 e T10. Portanto, no coletor de T9, tem-se uma forma de onda retificada com somen te os níveis positivos do sinal de entrada do circuito retifica dor de onda completa (base de T8). No coletor de T10, tem se uma forma de onda retificada com somente os níveis negativos do si nal na entrada (base de T8) invertidos. Como os coletores T9 e T10 estão acoplados, através da soma de correntes em R_{35} , resul ta nestes coletores uma forma de onda com retificação de onda com pleta do sinal de entrada. Os capacitores C_{16} , C_{17} , C_{18} e C_{19} com pensam a resposta em frequência. Observando a Fig. 52, caso se a coplasse os coletores dos transistores T8 e T11, como indicado pe la linha pontilhada, teríamos uma saída com retificação de onda complêta invertida em relação à saída do coletor de T9 e T10. Es te tipo de configuração foi utilizado nos blocos 3 e 5 da Fig. 54, pois necessitamos de uma saída retificada invertida. Na Fig. 52, os pontos B e B' estão polarizados em uma tensão de aproximada mente -0,7V imposta pelo potenciômetro P_A , que fixa uma tensão na base de T9 e T10 ao redor de 1,6V. A base de T8 e T11 estão polarizadas em uma tensão próxima a zero volts. Desse modo, quan do a tensão na base de T8 ou T11 está aumentando acima de zero volts, T9 e T10 conduzem cada vez menos, fazendo com que a ten são nos seus coletores vá subindo. No caso da tensão na base de T8 ou T11 descer abaixo de zero volts, devido às polarizações dos pontos B e B' estarem próximos de -0,7V, os transistores T8 ou T11 praticamente deixam de conduzir, fazendo com que a tensão no coletor de T9 e T10 caia, ficando fixa, enquanto a tensão na ba se de T8 ou T11 estiver menor que zero volts.

(d) Circuitos atenuadores

Conforme vimos no Capítulo V, os atenuadores resisti vos com valores $\cos(\pi/8)$ e $\sin(\pi/8)$ têm a função de deslocar os pontos de amarramento de fase do PLL em $\pi/8$ radianos. Temos en tão:

$$\cos \frac{\pi}{8} = 0,923 \quad \sin \frac{\pi}{8} = 0,382$$

O atenuador de valor 0,923 não foi necessário colocar no circuito, pois o simples acoplamento entre os dois estágios do circuito, onde deveria ser colocado o atenuador, já resultava em uma perda de sinal, de aproximadamente 0,92 vezes.

O atenuador de 0,382 foi obtido utilizando um circuito RC paralelo e em série com os estágios que devem ser ligados com este atenuador. O resistor R dá uma perda de sinal por uma queda de voltagem e o capacitor C equaliza as altas frequências perdidas, devido à colocação do resistor R, que juntamente com a capacitância de entrada do estágio transistorizado, tem características de um filtro RC passa-baixa.

(e) Considerações do circuito de comparação de fase

Utilizando os circuitos discutidos nos itens (a), (b), (c) e (d), o circuito proposto por Yamashita foi implementado. Porém, por ser um circuito que deve gerar um sinal de erro de baixa frequência, as variações dos níveis DC de saída dos estágios utilizados são importantíssimas e devem ser consideradas. Neste caso, todos os estágios após os circuitos de retificação de onda completa da Fig. 49 tiveram um acoplamento DC entre si.

Assim, as tensões de polarização nas saídas dos estágios dos circuitos foram utilizadas para o acoplamento DC nos estágios seguintes. Desse modo, foram utilizados circuitos, como o da Fig. 53, para transformar o nível DC de um estágio de saída ao nível DC necessário ao estágio de entrada seguinte.

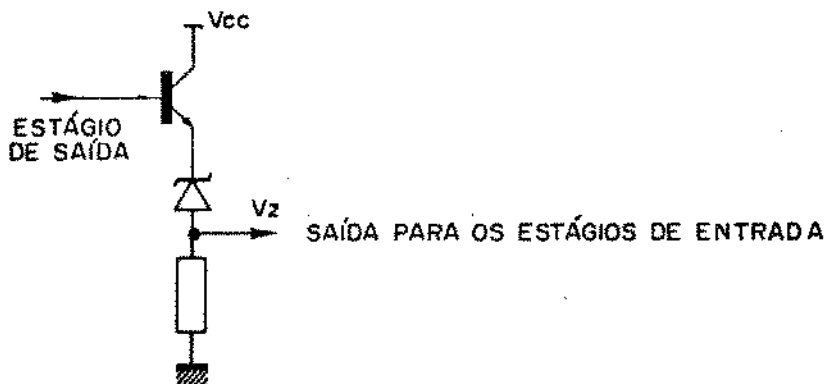


Fig. 53

Segundo a Fig. 53, caso um estágio de saída tenha nível

de tensão DC superior ao desejado, através da queda de tensão do diodo zener pode-se obter o nível de tensão DC de polarização desejado, sem atenuar o sinal AC de baixa frequência. A Fig.54 apresenta um esquema completo do circuito de processamento em banda básica para recuperação da portadora local. Pode-se notar nesta figura os diversos circuitos que foram discutidos anteriormente. Os circuitos seguidores de emissor, encontrados na Fig.54, têm a função de impedir o carregamento capacitivo de um estágio no outro. Notar a existência de acoplamento DC e de blocos numerados de I a IX, para facilidade de localização de componentes na placa de circuito impresso. Os transistores de cada um dos blocos são obtidos do mesmo circuito integrado CA 3086, contendo 5 transistores. Foram utilizados somente 4 transistores de cada circuito integrado, pois dois deles eram acoplados pelo emissor, não sendo necessária esta configuração. Os transistores não pertencentes a nenhum dos blocos numerados são transistores discretos. Nota-se ainda, na Fig.54, um bloco contendo um filtro passa-baixa e um amplificador de erro na saída do circuito. O detalhamento do filtro passa-baixa será discutido no item C deste capítulo. Os transistores T22, T23, T24 e T25, acoplados diretamente, servem para amplificar o sinal de erro. Na Tabela 7 estão relacionados todos os componentes utilizados no circuito da Fig.54. Neste circuito foram utilizadas fontes de +12V e -8V bem reguladas para garantir o bom desempenho deste circuito com acoplamento DC. Os diodos D₉, D₁₀, D₁₁ e D₁₂ ajudam a estabilizar termicamente este circuito. O potenciômetro P₁ possibilita o ajuste do nível DC do sinal de erro na saída.

(f) Características experimentais do conjunto detetor de fase e comparador de fase:

Segundo a Fig.22, para as saídas demoduladas $V_1(\theta_r, \phi)$ e $V_2(\theta_r, \phi)$, a característica de fase do comparador de fase é do tipo $V_{\text{erro}} = -1/2 \text{sen}(4\theta_r)$. No laboratório, determinamos experimentalmente a característica de fase do conjunto detetor de fase (demodulador) e comparador de fase para determinarmos o ganho do conjunto detetor-comparador de fase, dado em volts por radianos. Este parâmetro básico é necessário para o cálculo do filtro passa-baixa do PLL. Vamos chamar este ganho do conjunto, por simplicidade

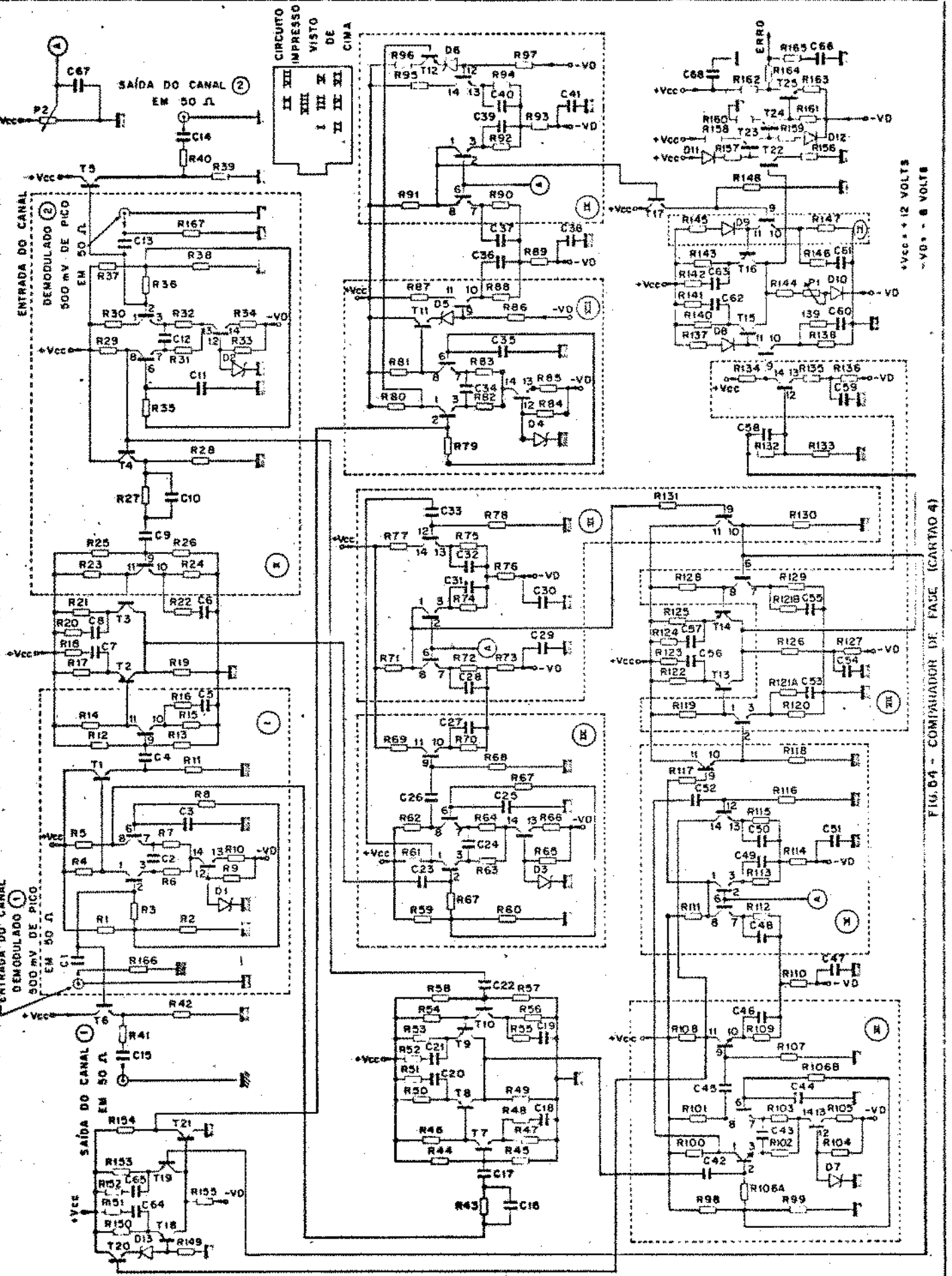


TABELA 7

Componentes do comparador de fase (Cartão 4)

<p>P1 = triâmpot de 1K8</p> <p>P2 = triâmpot de 5K8</p> <p>C1, C3, C9, C11, C13, C22, C23, C25, C26, C33, C35, C42, C44, C45, C52, C54, C59 = 47nF, disco</p> <p>C2 = 1,5pF, mica</p> <p>C4 = 22nF, disco</p> <p>C5, C6, C27, C28, C31, C32, C36, C37, C39, C40, C43, C46, C48, C49, C50, C53, C55, C56, C57, C62, C63 = 10pF, mica</p> <p>C7, C8, C24 = 8pF, mica</p> <p>C10 = 2,7pF, mica</p> <p>C12, C18, C19, C20, C21, C34, C58, C60, C61, C64, C65 = 5pF, mica</p> <p>C14, C15 = 30uF, eletrolítico</p> <p>C16 = 5,0pF, mica</p> <p>C17 = 220nF, disco</p> <p>C29, C30, C38, C41, C47, C51, C66, C67, C68 = 0,1uF, disco</p> <p>T1, T4, T5, T6, T7, T10, T11, T12, T17, T20, T22, T25 = transistor 2N918</p> <p>T2, T3, T8, T9, T13, T14, T15, T16, T18, T19, T21, T23, T24 = transistor 2N5771</p> <p>D1, D2, D3, D4, D7 = diodo zener 3,6V, 8Z888</p> <p>D5 = diodo zener 9,1V, 1N757</p> <p>D6 = diodo zener 8,9V, 1N757</p> <p>D10 = diodo zener 5,5V, 1N752</p> <p>D8, D9, D11, D2 = diodos de silício 1N4144</p>	<p>R1, R27, R30, R98 = 7,5K</p> <p>R2, R38, R60, R99 = 4,3K</p> <p>R3, R4, R55, R56, R67, R106 = 3,9K</p> <p>R4, R88, R91, R127 = 4,35K</p> <p>R5, R10, R61, R62, R100, R101 = 400</p> <p>R6, R7, R16, R22, R31, R32, R39, R42, R48, R55, R63, R64, R69, R77, R82, R83, R87, R95, R102, R103, R121, R139, R146, R165 = 200</p> <p>R9, R33, R65, R84, R104, R119, R120, R128, R129, R137, R138, R145, R147 = 620</p> <p>R10, R34, R66, R85, R105 = 320</p> <p>R11, R140, R143 = 45K</p> <p>R12, R25, R44, R38 = 15K</p> <p>R13, R26, R45, R57 = 8,2K</p> <p>R14, R33, R54, R108 = 390</p> <p>R15, R56 = 373</p> <p>R17, R19, R21, R49, R50, R53 = 220</p> <p>R18, R20, R51, R52, R741, R142, R151, R152, R163 = 510</p> <p>R24, R47 = 350</p> <p>R27, R43 = 9,1K</p> <p>R28, R46, R97, R148, R149 = 2K</p> <p>R29 = 457</p> <p>R40, R41 = 15</p> <p>R46 = 425</p> <p>R68, R78, R107, R116 = 11K</p> <p>R70, R73, R88, R94, R100, R115, R160, R166, R167 = 51</p> <p>R71, R91, R111 = 470</p> <p>R72, R74, R90, R92, R112, R113 = 260</p> <p>R73, R76, R89, R93, R110, R114 = 1230</p> <p>R79, R118, R122, R125, R126, R130, R137, R158, R164 = 1K</p> <p>R96 = 100</p> <p>R117, R123, R124, R131 = 560</p> <p>R132, R133 = 1,6K</p> <p>R134, R135 = 910</p> <p>R136 = 293</p> <p>R144 = 1,2K</p> <p>R150, R153, R155, R156 = 820</p> <p>R134 = 2,2K</p> <p>R139 = 1,8K</p> <p>R161 = 430</p> <p>R162 = 3,6K</p>
--	--

odos os resistores são de carbono, 1/8W e 1% de tolerância

dade, por somente ganho do detetor de fase. Experimentalmente , foi montado aproximadamente o mesmo circuito da Fig. 22, s^o que a realimenta^o do sinal de erro foi cortada e no lugar do cir^ucuito do VCO foi colocado um oscilador de recep^o em 70 MHz, sin^o cronizado com o oscilador de 70 MHz do transmissor. A determina^o pr^otica do ganho do detetor de fase foi obtida variando-se a fase do oscilador no receptor e medindo-se a correspondente va^{ri}ac^o de tens^o DC do sinal de erro na sa^{ida} do comparador de fa^{se}. Para uma medida correta, \hat{e} necess^orio trabalhar na regi^o lⁱnear da caracter^{ist}ica do sinal de erro. Para isso, variou-se a fase do oscilador no receptor at^e os diagramas de olho dos sinais demodulados ficarem bem abertos, determinando-se desta forma uma fase θ_0 . A partir daⁱ, deu-se incrementos positivos e negativos de fase $\Delta\theta_0$ e mediu-se a correspondente tens^o DC do sinal de er^{ro}. Obteve-se ent^o a Tabela 8.

$\Delta\theta_0$	Voltagem de erro (volts)
+10 ^o	10,51
+ 5 ^o	7,90
0 ^o	4,36
- 5 ^o	- 0,10
-10 ^o	- 3,31

Tabela 8 - Varia^o da voltagem de erro com a varia^o da fase de refer^{en}cia

Para uma varia^o de 10^o em torno de θ_0 , a varia^o $\Delta V_{\text{erro}} = 8,0V$.

O ganho do detetor de fase ser^a:

$$K_d = \frac{8,0}{[10^o] \text{ rad}} = \frac{8,0}{0,174 \text{ rad}} = 47,06V/\text{rad}$$

B - Circuito do VCO em 70 MHz

O circuito de recuperação da portadora local utilizado necessita de um VCO que produza uma portadora amarrada em frequência e em fase à portadora recebida usando um circuito PLL. O circuito do VCO deve obedecer, como principal característica, ao sinal de erro produzido pelo conjunto detetor-comparador de fase. Como havia necessidade de estabilidade de frequência, adotou-se um VCO à cristal (VXCO). O modelo de VXCO implementado foi baseado na Referência [18], podendo ser visto na Fig. 55 e seus componentes estão relacionados na Tabela 9. O VXCO utiliza um cristal de 70 MHz operando no quinto sobretom e usa uma realimentação positiva do coletor para emissor em uma configuração base-comum. A derivação na bobina L_2 está mais próxima da entrada de 12V (na razão 2:8), proporcionando uma pequena voltagem de realimentação nos terminais do cristal.

O diodo de capacitância variável (varicap) C_5 e os capacitores C_4 , C_6 e C_7 , juntamente com L_2 , formam um circuito ressonante com frequência de ressonância próxima da frequência central do VXCO. Variações na polarização DC do varicap causam desvios de frequência no oscilador, podendo atingir variações pico-a-pico de aproximadamente 4 KHz em torno da frequência central, sendo adequadas para comunicações telefônicas. O "trimmer" C_3 permite o ajuste de frequência do oscilador. O indutor L_3 contribui para a linearização do cristal. Sem L_3 , para desvios acima de 2 KHz pico-a-pico, ocorrem certas instabilidades no oscilador. Os capacitores C_6 e C_7 formam um divisor de tensão para acionar o circuito de saída do VXCO do tipo seguidor de emissor. O resistor R_7 tem a finalidade de isolar os capacitores C_6 e C_7 do transistor T2 e, além disso, proporciona uma atenuação para o sinal de saída do VXCO, estipulada convenientemente em -7 dBm em 50Ω.

(a) Medidas do ganho do VXCO

Para a determinação prática do ganho do VXCO foram feitas variações do nível DC em cima do varicap e medida a correspondente frequência do VXCO. Foi ajustado, inicialmente, um nível DC de 4,56V e o "trimmer" C_3 para gerar um sinal senoidal de 70 MHz no VXCO. O nível DC escolhido acima foi devido à escolha do varicap MV 1401 que possui uma região linear de ope

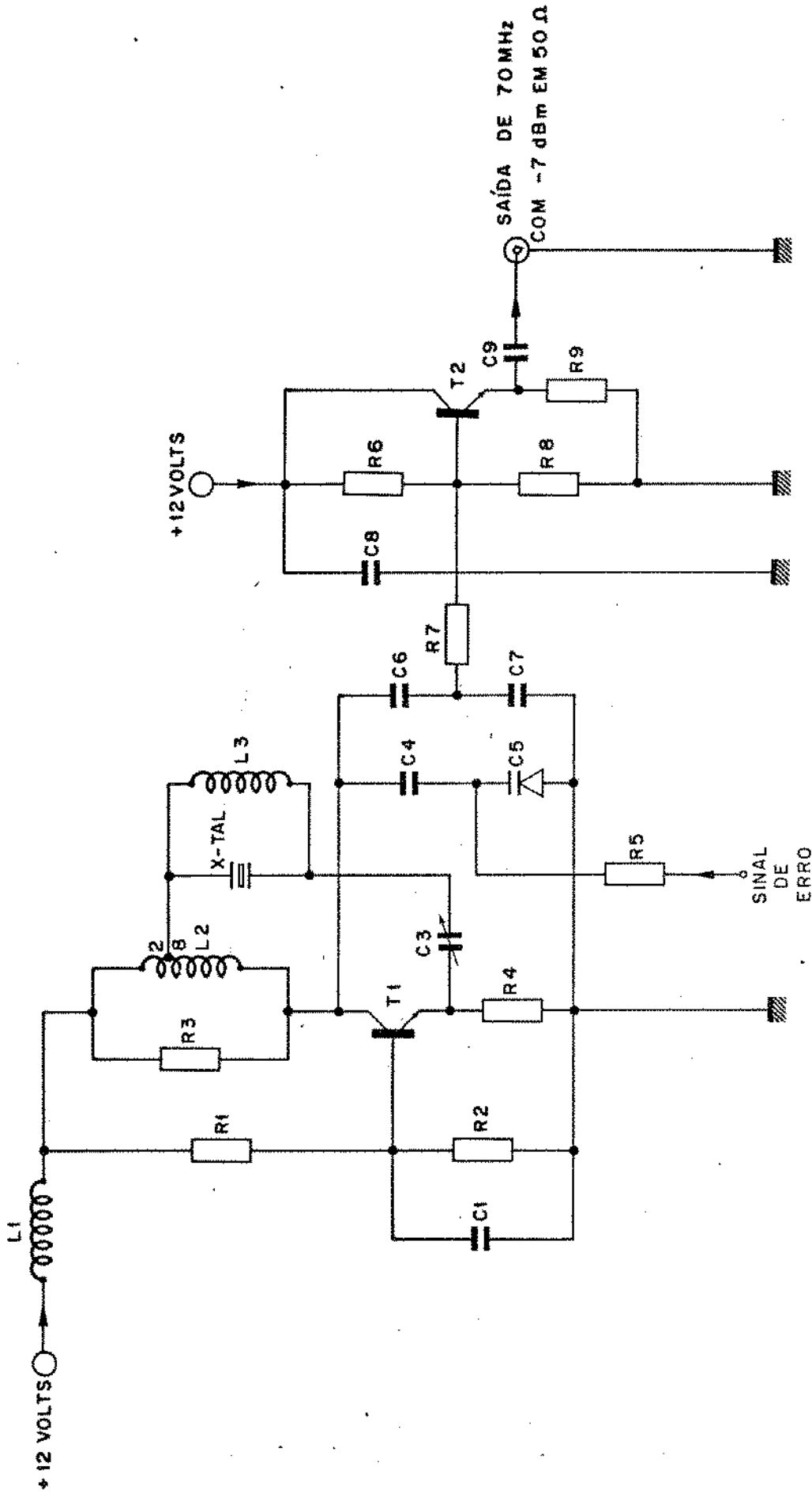


FIG. 55 - CARTÃO 5 - VXCO

TABELA 9

COMPONENTES DO VXCO EM 70MHz

(Cartão 5)

Todos os resistores são de carbono, 1/8W e 5% de tolerância

$$R_1 = 34,4K\Omega$$

$$R_2 = 18K\Omega$$

$$R_3 = 47K\Omega$$

$$R_4 = 820\Omega$$

$$R_5 = 100K\Omega$$

$$R_6 = 4,7K\Omega$$

$$R_7 = 5,6K\Omega$$

$$R_8 = 8,2K\Omega$$

$$R_9 = 820\Omega$$

$$C_1 = 1nF, \text{ disco}$$

$$C_2, C_8, C_9 = 0,1\mu F, \text{ disco}$$

$$C_3 = \text{trimmer de 5 a 25pF}$$

$$C_4 = 8pF, \text{ mica}$$

$$C_5 = \text{varactor MV1401}$$

$$C_6 = 22pF, \text{ mica}$$

$$C_7 = 68pF, \text{ mica}$$

$$T_1 = \text{transistor BSX20}$$

$$T_2 = \text{transistor BFY90}$$

$$XTAL = 70MHz$$

$$L_1 = 10\mu F \text{ (microchoque)}$$

$$L_2 = 0,21\mu H, 10 \text{ espiras de fio 19(AWG) com derivação}$$

2m 2:8 espiras

$$L_3 = 0,1\mu H$$

ração ao redor desse valor, além de uma boa variação de capaci-
tância. Foi, então, obtida a Tabela 10, que mostra as variações de
frequência do VXCO com as variações dos níveis DC.

Voltagem (V)	Frequência (MHz)	
3,640	69,748830	+ instabilidade
3,650	69,998160	
3,670	69,998247	
3,760	69,998493	
3,860	69,998756	
3,960	69,998940	
4,060	70,000120	
4,160	70,000312	
4,260	70,000455	
4,360	70,000638	
4,460	70,000828	$\Delta W = 2\pi \times 842 \text{ rad/s}$
4,560	70,000010	+ frequência cen- tral do VCO
4,660	70,000227	
4,760	70,000480	
4,860	70,000751	
4,960	70,001080	
5,060	70,001420	
5,160	70,001844	
5,200	70,002056	
5,270	70,002700	
5,277	70,099119	+ instabilidade

$\Delta V = 0,4 \text{ volts}$ →

Tabela 10 - Variação da frequência do VXCO com a polarização do varactor

Conforme notamos na Tabela 10, para variações de pico a cima de 2 KHz, o VXCO pula para determinadas frequências devido a algum tipo de realimentação espúria provocada no circuito. O cristal, nestas frequências, tem impedância alta e comportamento capacitivo. Para a determinação do ganho do VXCO ($K_0 = \Delta W / \Delta V$), foi

utilizada a região linear indicada na Tabela 10 para os cálculos, obtendo-se:

$$K_0 = \frac{\Delta W}{\Delta V} = \frac{2 \times \pi \times 842}{0,4} = 13.226,1 \text{ rad/volts.seg}$$

(b) Características do cristal

Um oscilador à cristal possui característica de estabilidade de frequência com o tempo e com a temperatura bem melhores que um correspondente circuito oscilador LC comum. As características de um cristal vibrador piezoelétrico dependem do tipo de corte e do modo de vibração próprios. Apesar das diversas características dos cristais, os circuitos elétricos equivalentes são idênticos e dado pela Fig. 56.

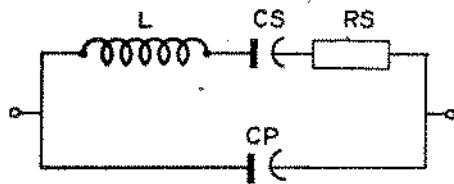


Fig. 56 - Circuito elétrico equivalente do cristal piezoelétrico utilizado

- onde:
- L = indutância da massa vibrante do cristal (13,6mH)
 - CS = capacitância do movimento do cristal ($3,8 \times 10^{-16}$ F)
 - RS = resistência equivalente às perdas mecânicas do elemento vibrador (58Ω).
 - C_p = capacitância eletrostática existente entre os eletrodos do cristal (6,5pF).

A curva de reatância do cristal é mostrado na Fig.57 , onde:

$$f_s \approx \frac{1}{2\pi(LC_S)^{1/2}}$$

$$c \quad \tilde{f}_p \approx \frac{1}{2\pi(LC_S/(1+(C_S/C_p)))^{1/2}}$$

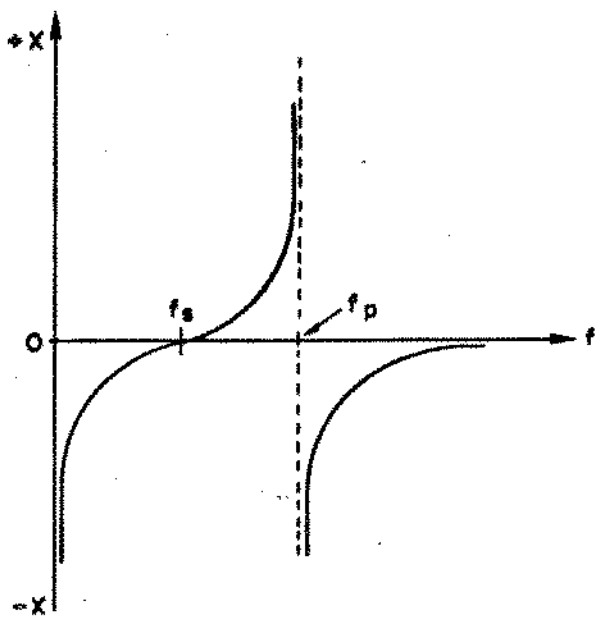


Fig. 57 - Variação da reatância do cristal com a frequência

Para a reatância igual a zero, define-se uma frequência de ressonância série (f_s) determinada por L e C_s e para a reatância infinita define-se uma frequência de ressonância paralela (f_p) que é dependente da capacitância C_p . Entre f_s e f_p , o cristal tem comportamento indutivo e fora deste intervalo tem comportamento capacitivo.

Foi determinado experimentalmente os valores da frequência série e da frequência paralela para o cristal utilizado, e os valores obtidos estão apresentados na Tabela 11. Como o cristal opera no 5º sobretom, define-se também as frequências de ressonância fundamentais.

frequência de ressonância série	$R_s = 58\Omega$ $f_s = 70,000370 \text{ MHz}$
frequência de ressonância paralela	$R_p = 2,2 \text{ K}\Omega$ $f_p = 70,002430 \text{ MHz}$
frequência de ressonância fundamental série	$R_s = 20\Omega$ $f_s = 13,989031 \text{ MHz}$
frequência de ressonância fundamental paralela	$R_p > 100 \text{ K}\Omega$ $f_p = 14,012137 \text{ MHz}$

Tabela 11 - Valores de frequência série e paralela para o cristal utilizado

Através da Tabela 11, pode-se concluir também que uma possível causa de instabilidade em frequência dada pela Tabela 10, deve-se ao fato da frequência de ressonância paralela estar muito próxima da frequência série do cristal; seria conveniente, portanto, utilizar um outro cristal com características mais apropriadas.

C - Filtro de malha do PLL

Conforme podemos notar na Fig. 22, a voltagem de erro deve ser filtrada por um filtro conveniente passa-baixa. Isto deve-se ao fato da necessidade de diminuir o ruído e as componentes de alta frequência, o que determina o desempenho dinâmico da malha do VXCO. Para a determinação correta do tipo do filtro a ser utilizado, deve-se levar em conta parâmetros tais como:

- (a) K_0 = constante de ganho do VXCO
- (b) K_d = constante de ganho do detetor de fase
- (c) ω_n = frequência natural da malha
- (d) ξ = fator de amortecimento
- (e) B_L = faixa de ruído da malha

Há dois tipos de filtros que podem ser utilizados: filtros passivos e filtros ativos. Os filtros passivos são simples e convenientes para muitas aplicações. Os filtros ativos requerem amplificadores com alto ganho DC, porém suas propriedades para o amarramento em frequência e em fase são bem mais eficientes. Foi adotado, para este projeto, um filtro passivo de segunda ordem, pois, devido à característica do comparador de fase utilizado, o sinal de erro fica sobreposto a um nível DC do estágio de saída que está sujeito a deriva térmica. Com isso, um amplificador DC, com alto ganho, faria com que o sistema saísse facilmente da condição de amarramento ("lock"); é conveniente, portanto, utilizar um filtro passivo com menor ganho de malha.

Um sistema em malha, como o PLL, necessita ter um ganho relativamente alto e uma faixa de frequência estreita para um funcionamento adequado. Desse modo, o sistema será sub-amostrado e não responderá a transientes rápidos. Deve-se utilizar, então, um filtro do tipo atraso-avanço, com duas constantes de tempo, de

tal modo que a frequência natural e o fator de amortecimento sejam escolhidos livremente e que o ganho seja suficientemente alto para um funcionamento correto da malha.

Segundo a Referência [19], as constantes de tempo para o filtro passivo da Fig.58 são calculadas pelas expressões a baixo:

$$W_n = \left(\frac{K_0 K_d}{\tau_1 + \tau_2} \right)^{1/2}$$

$$\xi = \frac{1}{2} (W_n) \left(\tau_2 + \frac{1}{K_0 K_d} \right)$$

$$B_L = \frac{W_n}{2} \left(\xi + \frac{1}{4\xi} \right)$$

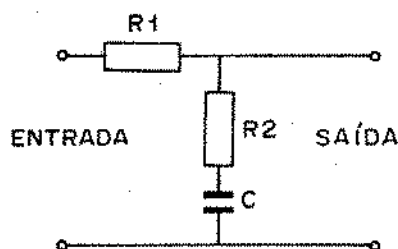


Fig. 58 - Filtro de malha do PLL

Um valor conveniente para o fator de amortecimento " ξ ", para um baixo ruído na malha do PLL (significando menor tremor de fase da portadora recuperada), é $\xi = 0,707$. Neste caso $B_L/W_n = 0,53$.

Para um funcionamento razoável da malha, um fator de qualidade de 500 pode ser utilizado na prática. Deste modo, como os sinais demodulados estão na taxa de 17 Mbit/s, B_L será dado aproximadamente por:

$$B_L \cong \frac{T_b/2}{Q} = \frac{17 \times 10^6}{500} = 3,4 \times 10^4 \text{ Hz}$$

Logo:
$$W_n = \frac{B_L}{0,53} = 6,415 \times 10^4 \text{ Hz}$$

Assim, utilizando os valores de K_0 e K_d calculados anteriormente, temos:

$$\tau_1 + \tau_2 = \frac{K_0 K_d}{(W_n)^2} = \frac{13.226,1 \times 47,06}{(6,415 \times 10^4)^2} = 1,512 \times 10^{-4} \text{ seg.}$$

Por outro lado:

$$\xi = \frac{1}{2} W_n \left(\tau_2 + \frac{1}{K_0 K_d} \right) \Rightarrow \tau_2 = \left(\frac{2 \times \xi}{W_n} - \frac{1}{K_0 K_d} \right)$$

$$\tau_2 = \frac{2 \times 0,707}{6,415 \times 10^4} - \frac{1}{13.226,1 \times 47,06} = 2,043 \times 10^{-5} \text{ seg.}$$

Portanto: $\tau_1 = 1,512 \times 10^{-4} - 2,043 \times 10^{-5} = 1,307 \times 10^{-4} \text{ seg.}$

Como $\tau_1 = R_1 C$ e $\tau_2 = R_2 C$, escolhendo $C = 0,1 \text{ F}$ obtemos:

$$R_1 \cong 1,3 \text{ K}\Omega$$

$$R_2 \cong 200\Omega$$

Desse modo, com os parâmetros R_1 , R_2 e C , o filtro de malha da Fig. 58 fica completamente determinado.

VI.6 - MEDIDA DA TAXA DE ERROS EM FUNÇÃO DA RELAÇÃO C/N

Em transmissões via rádio, existem três fatores principais causadores de erros de bits no receptor [20]:

- a) Fatores de deterioração fundamental
- b) Fatores de deterioração invariável
- c) Fatores de deterioração variável

Os fatores de deterioração fundamental são dados pela

interferência intersimbólica, imperfeições do equipamento, variações do nível de decisão do sinal no receptor, variações aleatórias de fase do relógio e da portadora recuperada localmente, variações das fontes de alimentação e da temperatura ambiente.

Os fatores de deterioração invariáveis são dados pela interferência entre polarizações cruzadas, interferência intercanal, etc.

Os fatores que causam deterioração variáveis, são o desvanecimento, o ruído térmico, interferências frente-costas, interferências entre sistemas, interferências entre rotas, etc.; são os fatores mais importantes, pois causam redução na relação portadora/ruído (C/N) e, conseqüentemente, degradação na taxa de erros.

Segundo dados experimentais [20], ficou caracterizado que a distribuição de amplitude dos fatores de deterioração variáveis e invariáveis se aproximam de uma distribuição gaussiana. O efeito destes fatores de degradação na taxa de erros de bit são medidos em termos de níveis de potência desses sinais interferentes, que chamaremos de ruído degradante.

O sinal modulado 4-PSK que chega no receptor é limitado em frequência por filtros passa-faixa de transmissão e recepção. Logo, o ruído degradante aditivo no receptor, vindo da antena, é um ruído limitado em faixa, centrado na frequência da portadora e com característica gaussiana. Neste caso, o sinal 4-PSK recebido pode ser escrito na forma abaixo:

$$V_{4PSK}(t) = A \cos(\omega_c t + \phi) + n_c(t) \cos(\omega_c t + \theta) - n_s(t) \sin(\omega_c t + \theta)$$

- onde:
- a) θ é uma constante de fase arbitrária
 - b) $n_c(t)$ e $n_s(t)$ são variáveis aleatórias independentes com média zero e distribuição gaussiana
 - c) ϕ são os estados de fase do sinal 4-PSK
 - d) A é a amplitude da portadora recebida

Em um demodulador síncrono, onde a portadora de referên

cia local é sincronizada com a portadora do transmissor, o sinal demodulado passa por um filtro passa-baixas com frequência de corte da ordem da taxa de símbolos. Desta demodulação, que é decorrente de um transladamento do espectro em FI para banda - básica (tanto do sinal 4-PSK quanto do ruído degradante limitado em banda), resulta um sinal de saída $y(t) = A + n_i(t)$, supondo filtragem ótima. O ruído $n_i(t)$, em banda básica, degrada a relação C/N no receptor, prejudicando a decisão do sinal de informação e degradando a taxa de erro de símbolos.

A medida do desempenho do modem 4-PSK em termos de relação C/N versus taxa de erro no receptor, é realizada adicionando-se ruído degradante limitado em faixa e com distribuição gaussiana, ao sinal modulado 4-PSK em FI, simulando, desta forma, os ruídos interferentes. Medindo-se a potência do sinal modulado, a potência de ruído interferente produzida por um gerador de ruído e a correspondente taxa de erro do sinal demodulado $y(t)$ (medido por um detetor de erro) com ambos (sinal e ruído) limitados por uma mesma banda em FI próxima de duas vezes a taxa de símbolos, determina-se experimentalmente a taxa de erro versus C/N. O desempenho prático é comparado com o desempenho teórico, determinando-se a qualidade do equipamento de Rádio Digital.

(a) Valor Teórico da taxa de erro versus C/N no receptor

Segundo a Referência {5}, a taxa de erro de bits dada em probabilidade de erro em função da relação C/N para um sinal 4-PSK é dada pela seguinte expressão:

$$P_e = \text{erf}_c \sqrt{\frac{E_b}{N_0}}$$

onde $\text{erf}_c(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_x^{\infty} e^{-x^2} dx =$ função erro complementar

E_b = energia de um bit

N_0 = densidade espectral de ruído (potência de ruído na banda de Hz)

Segundo a Referência {5}, E_b/N_0 pode ser reescrito na forma:

$$\frac{E_b}{N_0} = \left(\frac{C}{N} \right)_{BM} \cdot \frac{BM}{br}$$

onde: C = potência média do sinal 4-PSK
N = potência média de ruído medida em BM
br = largura de banda igual à taxa de bits
BM = largura de banda de ruído medida

Vamos supor que a densidade espectral do ruído aditivo é constante em frequências, sendo, portanto, um ruído aditivo gaussiano branco e a filtragem ótima é satisfeita.

Neste caso, BM=duas vezes a banda básica mínima de Nyquist e br=taxa de bits.

Portanto, BM=17 MHz, br=34 MHz e

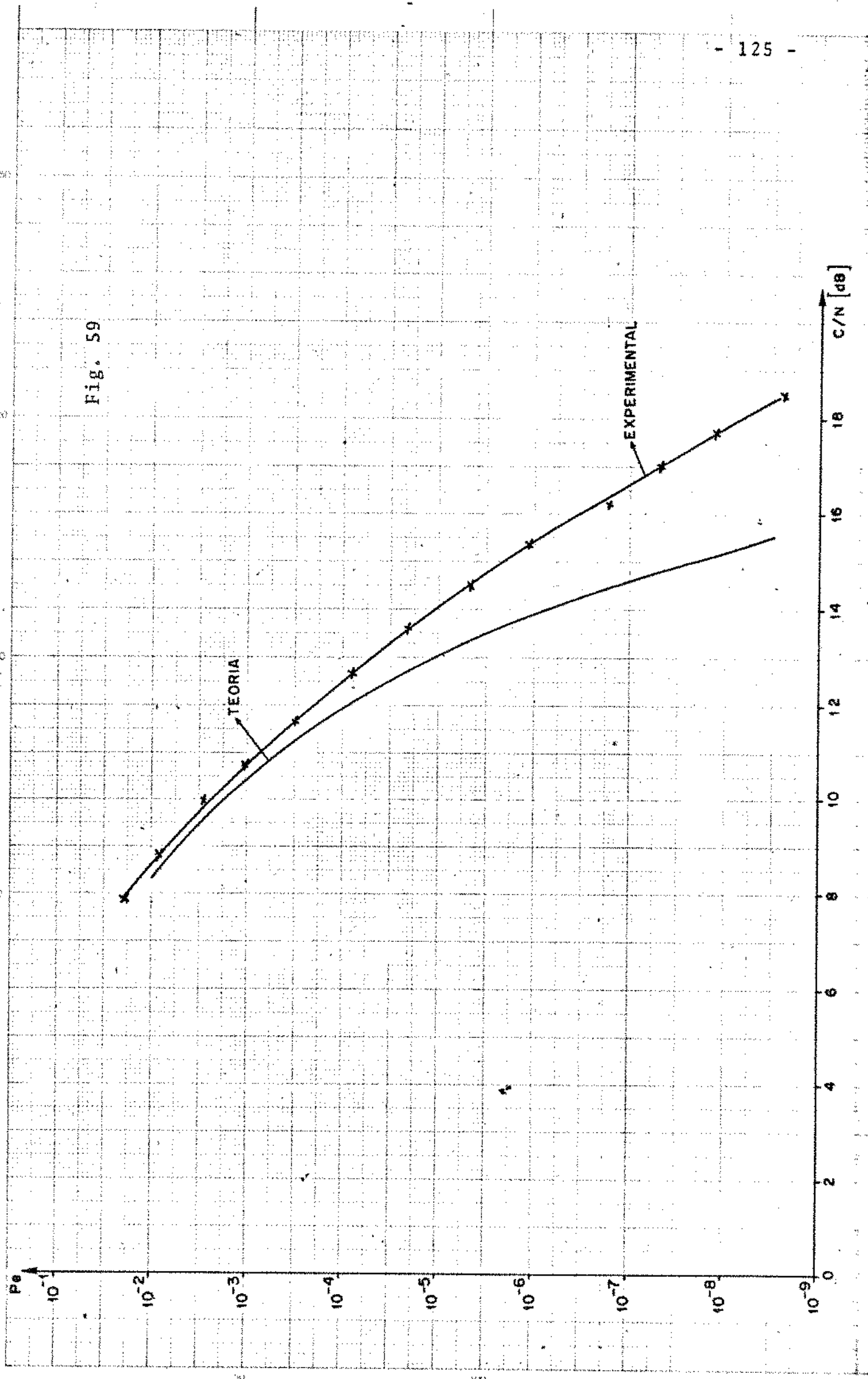
$$\frac{E_b}{N_0} = \left(\frac{C}{N} \right)_{BM} \cdot \frac{1}{2}$$

Neste caso, a probabilidade de erro teórica será dada por:

$$P_e = \text{erfc} \sqrt{\frac{C}{2N}}$$

Traçando-se P_e para C/N em dB, obtém-se a Tabela 12 e a curva teórica da Fig.59. Os valores teóricos da Tabela 12 foram obtidos da Referência {21}.

Fig. 59



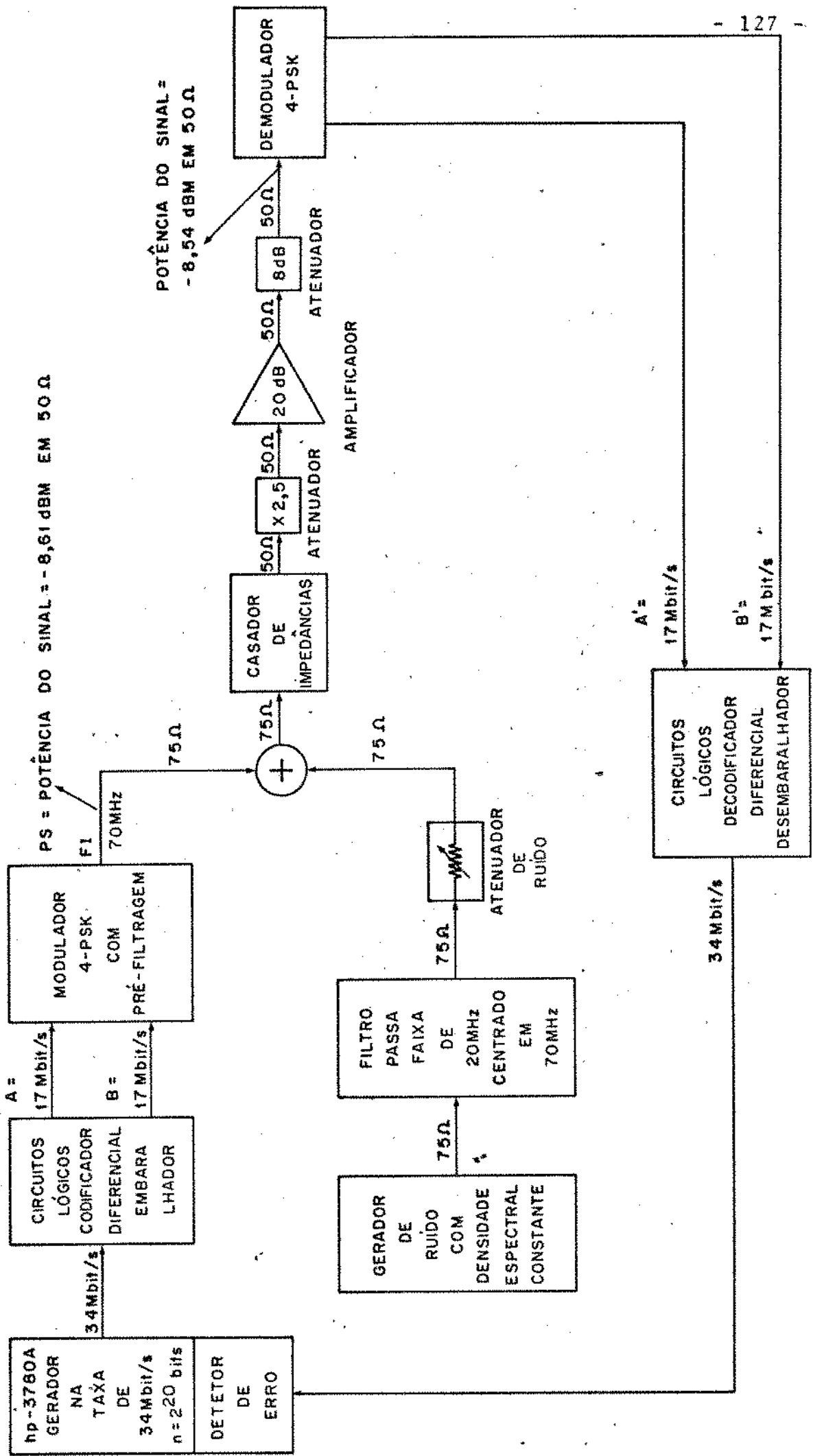
C/N em dB	P_e
9	$0,48 \times 10^{-2}$
9,79	$0,2 \times 10^{-2}$
10,58	$0,69 \times 10^{-3}$
11,37	$0,21 \times 10^{-3}$
12,17	$0,49 \times 10^{-4}$
12,96	$0,868 \times 10^{-5}$
13,75	$0,11 \times 10^{-5}$
14,54	$0,94 \times 10^{-7}$
15,33	$0,5 \times 10^{-8}$
16,12	$0,15 \times 10^{-9}$
16,92	$0,22 \times 10^{-11}$

Tabela 12 - Valores teóricos de P_e versus relação C/N para modem 4-PSK

(b) Medida prática de P_e versus C/N

Para a medição prática do desempenho do equipamento em termos de P_e versus C/N foi feita a montagem da Fig. 60.

No esquema dessa figura observa-se que foi somado ao sinal modulado 4-PSK em FI com ruído limitado em banda (20 MHz) e com característica gaussiana, cuja potência de ruído é dosada de acordo com o atenuador de ruído. Como as medidas foram feitas com um gerador de ruído de 75Ω de impedância característica, houve a necessidade de casamento de impedâncias de 50Ω para 75Ω e vice-versa. Devido a perdas por inserção dos casadores e do circuito somador, houve a necessidade da colocação de um amplificador em



FI para compensar as perdas. No caso s \tilde{o} havia dispon \tilde{v} el um am-
plificador de 20 dB de ganho. Devido \tilde{a} limita \tilde{c} o de amplitude do
sinal de entrada e na sa \tilde{i} da do amplificador, foi colocado em sua
entrada um atenuador de 2,5 vezes. Para ajustar o n \tilde{v} el de sa \tilde{i} da
do amplificador com o n \tilde{v} el correto de sinal na entrada do dem-
odulador, um atenuador de 8 dB foi colocado de tal modo que a po-
t \tilde{e} ncia do sinal na entrada do demodulador fosse aproximadamente
igual \tilde{a} pot \tilde{e} ncia do sinal na sa \tilde{i} da do modulador 4-PSK. Variando-
-se o atenuador de ru \tilde{i} do, mediu-se o correspondente valor da ta-
xa de erros de bits. A pot \tilde{e} ncia de ru \tilde{i} do era medida na entrada
do demodulador, desligando-se o sinal modulado e medindo o cor-
respondente valor a cada posi \tilde{c} o do atenuador de ru \tilde{i} do. Utilizan-
do-se os procedimentos acima, obteve-se a Tabela 13, que apresen-
ta os valores experimentais da rela \tilde{c} o P_e versus C/N.

Pot \tilde{e} ncia de ru \tilde{i} do na entrada do de- modulador (dBm)	Rela \tilde{c} o C/N	Taxa de erros de bits
-27,02	18,48	$2,4 \times 10^{-9}$
-26,3	17,76	$1,3 \times 10^{-8}$
-25,6	17,06	$4,9 \times 10^{-8}$
-24,75	16,21	$1,6 \times 10^{-7}$
-23,9	15,36	$1,15 \times 10^{-6}$
-23,0	14,46	$4,77 \times 10^{-6}$
-22,1	13,56	$2,1 \times 10^{-5}$
-21,2	12,66	$7,9 \times 10^{-5}$
-20,2	11,66	$3,2 \times 10^{-4}$
-19,3	10,76	$1,1 \times 10^{-3}$
-18,3	9,76	3×10^{-3}
-17,4	8,86	$7,9 \times 10^{-3}$
-16,4	7,86	$1,9 \times 10^{-2}$

Pot \tilde{e} ncia do sinal na entrada do demodulador = -8,54 dBm

Tabela 13 - Valores medidos de P_e versus C/N

Os valores da Tabela 13 resultam na curva experimental da Fig. 59. Observando esta figura, podemos comparar o desempenho do equipamento de Rádio Digital implementado com o desempenho teórico para um sistema 4-PSK. Por exemplo, para a taxa de 10^{-6} , houve um desvio de aproximadamente 1,5 dB pior em relação ao valor teórico. Para altas taxas de erros, houve uma boa aproximação entre as curvas. Para pequenas taxas de erros, o sistema prático afastou-se progressivamente, e não abruptamente, da curva teórica. Isto significa que o sistema prático possui qualidades bastante razoáveis, isto é, as degradações intrínsecas do próprio circuito não deterioram substancialmente o desempenho do equipamento. Deve-se levar em conta, também, que as filtrações realizadas em banda básica no transmissor e no receptor não tinham características de Nyquist (eram filtros Butterworth com equalização de atraso de grupo), não havendo, portanto, minimização de interferências intersimbólicas nos instantes de amostragem.

Na Fig. 61 apresentamos uma fotografia do conjunto total implementado, que inclui os circuitos conversores de nível, modulador e demodulador 4-PSK e circuito de recuperação da portadora de FI.

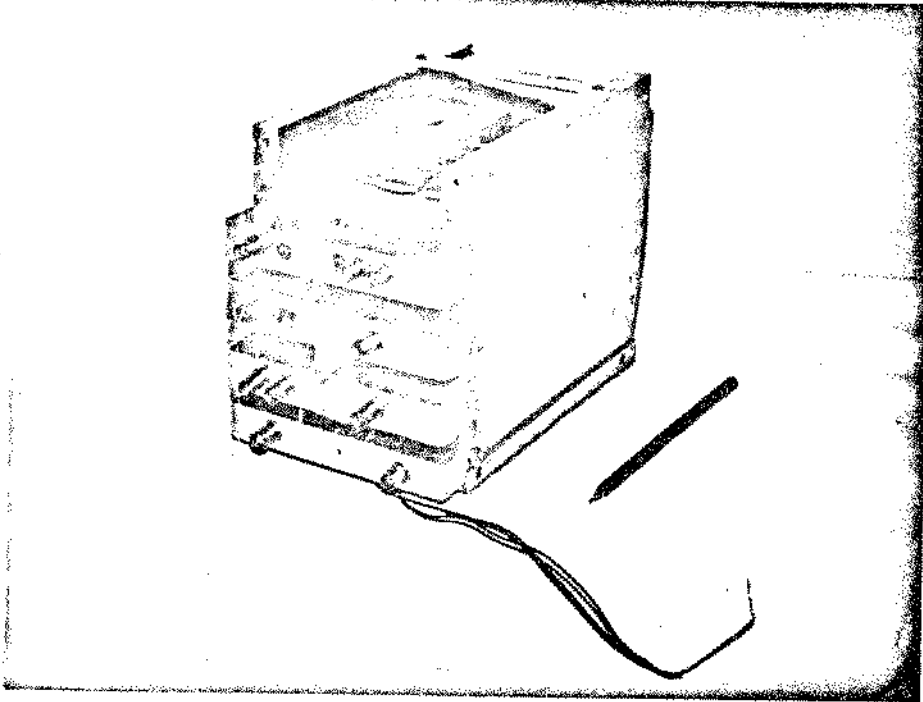


Fig. 61 - Fotografia do conjunto total implementado

CAPÍTULO VII

CONCLUSÕES

Foram apresentadas neste trabalho as informações teóricas e os desempenhos práticos dos circuitos implementados que constituem o Modulador e Demodulador (MODEM) 4-PSK, Conversor de Nível e o Circuito de Recuperação da Portadora pertencentes ao equipamento de rádio digital (RADI 834) que opera na taxa de 34 Mbit/s.

O MODEM 4-PSK opera com uma portadora de FI em 70 MHz e utiliza uma demodulação coerente, recuperando a portadora localmente no receptor. Para esta recuperação de portadora foi utilizado um processamento analógico dos pulsos de informação demodulados. Foi também inserida uma filtragem passa-baixa nos pulsos de informação de banda básica transmitidos para facilitar a construção dos demais filtros do sistema (em FI e em RF).

O desempenho de todos os circuitos acima, em conjunto com os circuitos de banda básica do equipamento de rádio digital, foi avaliado através da medida da relação entre probabilidade de erro de bit versus relação C/N. Os resultados desta avaliação foram muito bons, com um desempenho prático bastante próximo do esperado teoricamente; para uma taxa de erros de 10^{-6} , por exemplo, houve uma degradação de apenas 1,5 dB na relação C/N esperada teoricamente. Para taxas de erros decrescentes, a curva experimental afastou-se suavemente da teórica, caracterizando a boa qualidade do equipamento testado.

O modulador 4-PSK implementado, com dois moduladores 2-PSK em paralelo, possibilita um fácil ajuste de balanceamento para rejeitar os sinais de banda básica e de portadora de saída. O modelo convencional para moduladores 2-PSK (Fig.12) não apresenta pontos de ajuste do balanceamento, porém possui dimensões mais compactas nos modelos industriais disponíveis no mercado internacional. Como exemplo, podemos citar o modulador 2-PSK tipo ZAD-1-1 da Companhia MINI-CIRCUITS (USA) que apresenta rejeições na saída da ordem de 30 dB (para sinal de banda básica) e de 45 dB (para a portadora de FI), enquanto que o circuito por nós implementado apresentou uma rejeição de 46 dB para ambos os sinais.

O circuito demodulador 4-PSK, na parte de comparação de fase do circuito de recuperação de portadora, apresentou al

guns problemas quando ocorria variações de temperatura dos seus componentes. Futuramente este circuito poderá ser substituído por outro com um projeto mais elaborado e de mais simples implementação.

O circuito de VCXO apresentou uma boa linearidade de frequência versus tensão DC de controle e possibilita desvios de frequência de até ± 2 KHz em torno da portadora de 70 MHz.

Os testes de temperatura de todo o conjunto implementado ainda não foram realizados devido à falta da câmara climática e, portanto, os problemas de deriva térmica do comparador de fase, parcialmente compensados, não pode ser avaliado detalhadamente.

Convém ressaltar que as filtragens passa-baixa, utilizadas nos trens de pulsos de banda básica, foram realizadas utilizando filtros simples do tipo Butterworth. Caso fossem utilizados filtros que se aproximassem da característica "cosseno levantado" (caso ideal), os resultados experimentais, relacionando probabilidade de erro com relação C/N, deveriam ser um pouco melhores devido à redução da interferência intersimbólica nos instantes de amostragem. Recomendamos que estes testes, com filtros otimizados, sejam feitos futuramente.

Como os circuitos utilizados, a menos do comparador de fase, não apresentam pontos críticos em seus ajustes, utilizam componentes facilmente encontrados no mercado nacional e, em conjunto, apresentaram um bom desempenho da taxa de erros com relação à C/N, acreditamos que o equipamento implementado constitui uma boa contribuição à técnica brasileira na área de rádios digitais.

BIBLIOGRAFIA

- {1} - OGUCHI, B., "Microwave Radio System", Telecommunication Journal, Vol. 45, nº 6, pp. 323-330, Junho 1978.
- {2} - MUROTANI, M., TACHIKAWA, K., "Microwave PCM System", Japan Telecommunication Review, Vol. 9, nº 3, pp. 126-136, 1967.
- {3} - SOUZA, R.F., "Proposta de um Protótipo de Sistema de Transmissão PCM via Rádio", Deptº de Engenharia Elétrica, FEC/UNICAMP, RT-49, Setembro 1978.
- {4} - Norma TELEBRÁS nº 223 - 1156 - 02/01, Junho 1977.
- {5} - FEHER, K., Digital Modulation Techniques in an Interference Environment, Don White Consultants, Vol. IX, 1977.
- {6} - FEHER, K., TETARENKO, R.P., HARTMANN, P.R. e PRABHU, C.K., "Digital Communications by Radio", IEEE Trans. on Comm., Vol. COM-27, nº 12, pp. 1749-1751, Dezembro 1979.
- {7} - YOSHIDA, K. e TACHIKAWA, K., "2 GHz Microwave PCM System", Japan Telecommunications Review, Vol. 11, nº 1, pp. 18-29, 1969.
- {8} - GRIPPA, G e VANNUCCHI, G., "Radio System for Medium Capacity Digital Transmission", Telettra S.p.A., Milano, Março 1971.
- {9} - ANTONIUCCI, P. e VANNUCCHI, G., "Digital Radio Transmission Fundamentals", Telettra S.p.A., Cairo, Janeiro 1977.
- {10} - NOJIMOTO, I., comunicação particular.
- {11} - BENNETT, W.R. e DAVEY, J.R., Data Transmission, Mc-Graw-Hill, New York, Cap. 5, 1965.

- {12} - FEHER, K., Comunicação particular.
- {13} - SPILKER, J.J., Digital Communications by Satellite, Prentice-Hall, Inc., Englewood Cliffs, N.Y., Cap. , 1977.
- {14} - YAMASHITA, T., SAKATA, T. e IGUCHI, K., "Synchronous Phase Demodulators for High Speed Quadrature PSK Transmission Systems", Fujitsu Scientific & Technical Journal, pp. 57-80, Dezembro 1975.
- {15} - ROMANO, H.D., Filtros de Frequência e Linhas de Transmission, Almeida Neves Editores, Rio de Janeiro, Cap.3, 1976.
- {16} - Geffe, P.R., Simplified Modern Filter Design, Iliffe Books Ltd., London, 1963.
- {17} - CLARKE, K.K., HESS, T.D., Communication Circuits: Analysis and Design, Addison-Wesley Publishing Co., Massachusetts, Cap. 8, 1971.
- {18} - LEAN, G.D., "Versatile Microwave Source", Wireless World, Vol. 84, nº 1513, pp. 54-63, Setembro 1978.
- {19} - GARDNER, F.M., Phaselock Techniques, John Wiley, Cap. 2-3, 1966.
- {20} - YONEZAWA, S., Microwave Communications: System Design and New Equipment, 2nd. Ed., Maruzen Co., Tokio, Cap. 10, 1973.
- {21} - SOUZA, R.F., Comunicação particular.