1. Publicação nº	2. Versão	3. Data	5. Distribuição
INPE-2339-TDL/082		*Mar, 1982*	☐ Interna ☒ Externa ☐ Restrita
4. Origem *DRH-DEE*	Programa *FRH/ECO*		

6. Palavras chaves - selecionadas pelo(s) autor(es)
MICROONDAS
SINAIS PSK
MODULADORES DE FASE

7. C.D.U.: *621.3.029.6*

8. Título *INPE-2339-TDL/082*

ANÁLISE ESPECTRAL DE SINAIS PSK E PROJETO DE MODULADORES EM MICROONDAS

10. Páginas: *76*

11. Última página: *C.3*

12. Revisada por

Carlos Eduardo Santana

9. Autoria *Eduardo Antonio Parada Tude*

13. Autorizada por

Nelson de Jesus Parada
Diretor

Assinatura responsável Eduardo Antonio Parada Tude

14. Resumo/Notas

Analisa-se o sinal PSK, produzido pela modulação da portadora na faixa de microondas. Para isto, estuda-se o espectro do sinal PSK para várias formas do sinal digital, e a construção de moduladores de fase em microondas, a partir de defasadores com diodo PIN. Além disto, construiu-se um protótipo em 1,2 GHz para investigar o sinal PSK produzido e o uso de filtros de pós e pré-modulação, como forma de reduzir a banda.

15. Observações *Dissertação de Mestrado em Eletrônica e Telecomunicações aprovada em 24 de julho de 1981.*

Aprovada pela Banca Examinadora
em cumprimento a requisito exigido
para a obtenção do Título de Mestre
em Eletrônica e Telecomunicações/
Eletromagnetismo Aplicado.

Dr.Clovis Solano Pereira — Presidente

Dr.Carlos Eduardo Santana — Orientador

Dr.Weiler Finamore — Membro da Banca -convidado-

Dr.Aydano Barreto Carleial — Membro da Banca

Dr.Plinio Tissi — Membro da Banca

candidato: Eduardo Antonio Parada Tude

São José dos Campos, 24 de julho de 1981

Aos meus pais com quem aprendi o valor da liberdade e do amor.

AGRADECIMENTO

Agradeço ao orientador e amigo Dr. Carlos Eduardo Santana pelo apoio durante a execução deste trabalho.

ABSTRACT

The PSK signal produced by carrier modulation in microwave frequency is analyzed for this, the PSK spectrum for several kinds of digital signal, and the construction of phase modulator in microwaves using PIN diode phase shifters are studied. Besides, a prototype in 1,2 GHz was built to investigate the PSK signal and the use of pre and pos modulation filters, to reduce the band.

SUMÁRIO

Pág.

LISTA DE FIGURAS ..... *xi*
LISTA DE TABELAS ..... *xiii*

CAPÍTULO 1 - INTRODUÇÃO 1

CAPÍTULO 2 - O SINAL PSK 3

2.1 - Introdução 3
2.2 - Análise espectral do sinal PSK 4
2.2.1 - Cálculo do espectro: Glance 4
2.2.2 - Cálculo do espectro: Prabhu 11
2.3 - Banda ocupada pelo sinal PSK 12
2.4 - Espectro mais concentrado 16
2.5 - Cálculo da interferência entre canais adjacentes 18

CAPÍTULO 3 - MODULADORES DE FASE EM MICROONDAS 21

3.1 - Introdução 21
3.2 - Defasadores 22
3.3 - Diodo PIN 25
3.3.1 - Física do diodo PIN 27
3.3.2 - Mudança de estado no diodo 29
3.3.3 - Circuito equivalente 30
3.4 - Híbrida 32
3.5 - Circuitos defasadores 34
3.6 - "Driver" 37

CAPÍTULO 4 - RESULTADOS E CONCLUSÕES 39

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS 47

APÊNDICE A - ANÁLISE ESPECTRAL
APÊNDICE B - HÍBRIDA
APÊNDICE C - PROJETO DE CIRCUITO DEFASADOR DE MODO DISPERSIVO

LISTA DE FIGURAS

Pág.

2.1 - O sinal PSK 3
2.2 - Diagrama fasorial para o BPSK e o QPSK 3
2.3 - Sinal digital 5
2.4 - Espectro para sistema polar, com pulso retangular de α_r no BPSK 7
2.5 - Pulso trapezoidal 8
2.6 - Espectro para o BPSK com pulso trapezoidal 9
2.7 - Espectro para o BPSK com pulso triangular 10
2.8 - Potência fora da banda para pulso retangular, trapezoidal e triangular 14
2.9 - Potência fora da banda para pulsos retangulares, com filtros Butterworth 15
2.10 - Pulso ótimo 17
2.11 - Potência fora da banda para o pulso ótimo 18
2.12 - Sistema considerado 19
2.13 - Distribuição de canais 19
3.1 - Moduladores de fase 21
3.2 - Defasador por chaveamento de linha 23
3.3 - Defasador por carregamento de linha 23
3.4 - Defasador por reflexão 24
3.5 - Características de diodos 26
3.6 - Diodo PIN 27
3.7 - Comportamento do diodo com a frequência 28
3.8 - Corrente do diodo 29
3.9 - Circuitos equivalentes do diodo PIN 30
3.10 - Resistência versus corrente de alimentação 31
3.11 - Circuito equivalente, com encapsulamento para linha de fita 32
3.12 - A híbrida 33
3.13 - Realizações de algumas híbridas em linha de fita ou micro linha 33
3.14 - Circuitos defasadores 34
3.15 - Defasador em 400 MHz 35

Pág.

3.16 - Modulador BPSK em 1,2 GHz 36
3.17 - "Driver" para o defasador em 400 MHz 38
3.18 - Circuitos para "driver" 38
4.1 - Variação de fase no defasador 40
4.2 - Variação do coeficiente de reflexão 41
4.3 - Sinal PSK em microondas 42
4.4 - Distorções no sinal PSK devido ao tempo de caída e subida 43
4.5 - Sinal com filtro de pré-modulação 43
4.6 - Sinal digital 44
4.7 - Variação de Γ para 0 - 90º - 180º 45

LISTA DE TABELAS

Pág.

2.1 - BPSK com pulso retangular 7
2.2 - C/I para o sistema 20
2.3 - C/I sem filtro de transmissão 20
4.1 - Perda de potência devido às componentes discretas 39

CAPÍTULO 1

INTRODUÇÃO

A necessidade de um melhor aproveitamento do espectro, com o crescimento das telecomunicações, e o desenvolvimento de novas aplicações, como as redes de transmissão de dados, têm ampliado cada vez mais a transmissão de informação codificada em sinais digitais. Dentre as técnicas de modulação então utilizadas, ASK (Amplitude Shift Keying), FSK (Frequency Shift Keying), a modulação PSK tornou-se extremamente popular devido à sua relativa facilidade de geração, pois envolve unicamente a modulação em fase de uma portadora por uma seqüência de bits.

O sinal PSK para baixas taxas de bits (K bits) é normalmente gerado em baixa freqüência (até 70 MHz), onde se empregam filtros de pós ou pré-modulação para reduzir a banda. Com o uso de taxas mais altas (M bits), surgiram os primeiros moduladores de fase em microondas, constituídos basicamente de defasadores a diodo PIN. A utilização destes moduladores para baixas taxas de bits traz algumas vantagens, uma vez que a portadora pode ser modulada na freqüência de transmissão. No entanto, o emprego de filtros de pós-modulação para reduzir a banda é impraticável, devido ao fato de $BW/\omega_c << 1$. Resta investigar a possibilidade do uso de filtros de pré-modulação.

No Capítulo 2 estuda-se o sinal PSK e seu espectro para vários tipos de pulsos. No Capítulo 3 discute-se a construção de moduladores de fase em microondas, e no Capítulo 4 procura-se investigar como estes moduladores produzem o sinal PSK, analisando-se as formas de reduzir a banda.

Naturalmente, quando da utilização destes moduladores, o espectro PSK gerado deve ser modelado de acordo com uma análise do sistema, onde não só a banda como a taxa de erro por bit são parâmetros a serem considerados. Nesta linha existe uma série de estudos e análises, estando a pesquisa voltada atualmente para CPM (Continuous Phase

Modulation). Neste trabalho, o enfoque adotado foi para a análise do componente, o modulador de fase, analisando-se a sua construção, verificando como o sinal PSK se reproduz e como reage a pré-modelação do sinal digital. No final, apresentam-se parâmetros para a análise do sistema, tendo o modulador como elemento. Para isto, construiu-se e utilizou-se em protótipo em 1,2 GHz para testes.

CAPÍTULO 2

O SINAL PSK

2.1 - INTRODUÇÃO

Na modulação PSK (Phase Shift Keying), a informação contida no sinal digital é transformada em variações de fase na portadora, conforme a Figura 2.1.

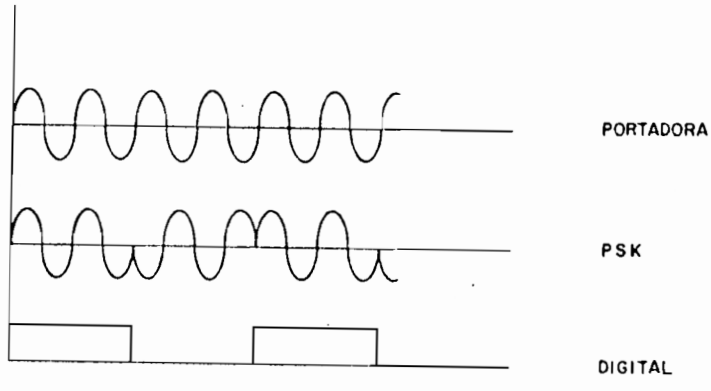

Fig. 2.1 - O sinal PSK

As variações podem se dar entre duas fases (BPSK - Binary PSK), quatro fases (QPSK - quaternary PSK), ou M (MPSK). O diagrama fasorial da Figura 2.2 mostra os sinais BPSK e QPSK.

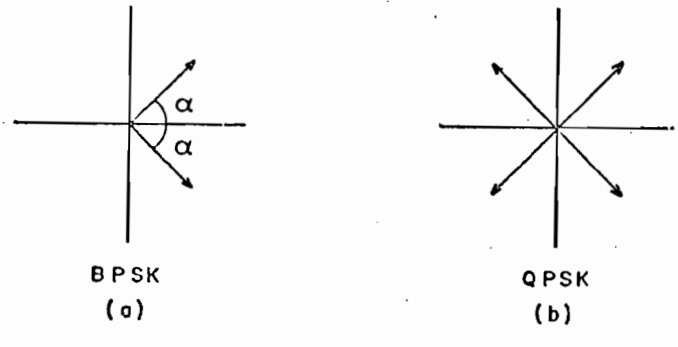

Fig. 2.2 - Diagrama fasorial para o BPSK e o QPSK

Analisam-se, a seguir, os métodos de cálculo do espectro deste sinal, da banda ocupada e da interferência entre canais adjacentes.

2.2 - ANÁLISE ESPECTRAL DO SINAL PSK

O espectro de potência de um sinal PSK pode ser calculado de várias maneiras, seja a partir da transformada de Fourier ou da auto correlação do sinal.

Lundquist (1969) foi o primeiro a calcular este espectro, a partir da transformada de Fourier da auto-correlação do sinal. Glance (1971) utilizou o meio direto de definição do espectro de potência, calculando a transformada de Fourier de um intervalo de tempo finito T_0. O quadrado desta transformada é, então, dividido por T_0 e tomada a média sobre todos os valores possíveis do sinal. O espectro de potência é finalmente obtido, fazendo-se T_0 tender a infinito.

Mas, foi Prabhu (1974), quem conseguiu formalizar melhor este cálculo, utilizando matrizes e colocando as expressões numa forma apropriada para uso em computador. Greenstain (1977) apresentou depois uma versão mais sofisticada, que permite o cálculo para pulsos que se sobrepõe.

Analisa-se neste trabalho as formulações de Glance (1971) e Prabhu (1974), por serem as mais adequadas ao estudo do BPSK e QPSK.

2.2.1 - CÁLCULO DO ESPECTRO: GLANCE

Para um sinal PSK,

$$x(t) = \text{Cos}\left[\omega_0 t + \sum_k \sum_r a_k^r \, g_r(t - kT)\right] \qquad (2.1)$$

onde a_k^r assume os valores 0 ou 1, e o sinal digital é composto de pulsos independentes e limitados no tempo a um intervalo menor ou igual ao período T, com n níveis de distribuição de probalidade idêntica, como apresentado na Figura 2.3.

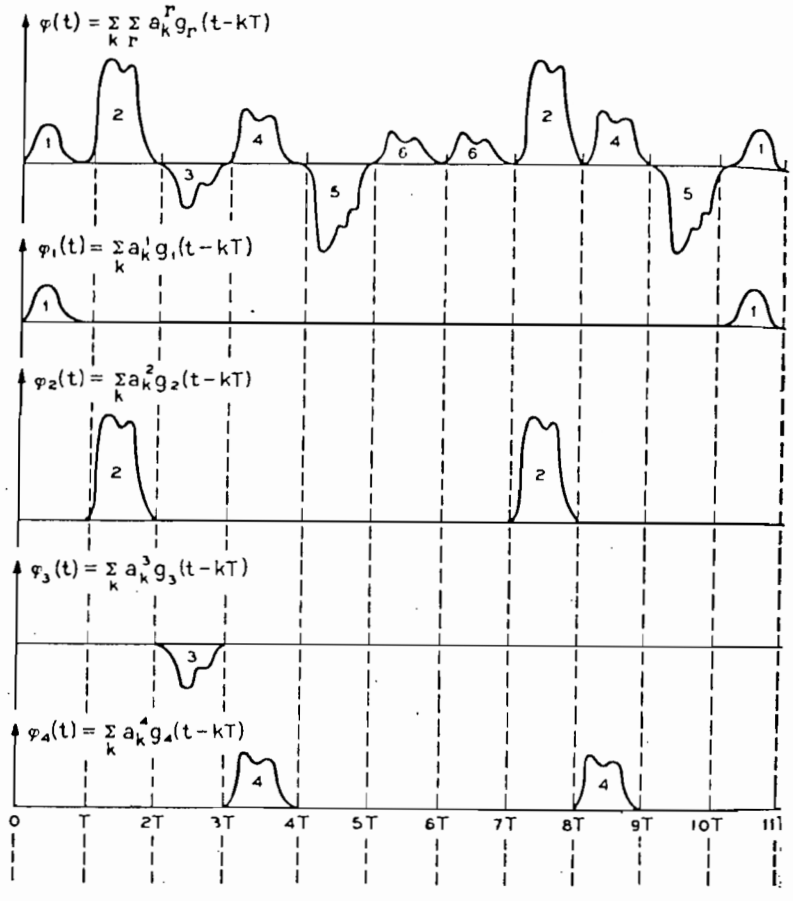

Fig. 2.3 - Sinal digital
FONTE: Glance (1971), p. 2860

O espectro é calculado por Glance (1971) a partir da expressão:

$$G(f) = \lim_{NT \to \infty} \frac{1}{NT} < |X(f, NT)|^2 > \qquad (2.2a)$$

onde $X(f, NT)$ é a transformada de Fourier de $x(t)$.

Como $x(t)$ envolve a função cosseno, sua transformada apresenta duas bandas iguais, centradas em f_0 e $-f_0$, dadas por uma parte contínua:

$$G_c(f) = \frac{1}{T} \left\{ \frac{1}{n} \sum_{r=1}^{n} |F_r(f)|^2 - \frac{1}{n^2} \left| \sum_{r=1}^{n} F_r(f) \right|^2 \right\} \qquad (2.3a)$$

e uma discreta:

$$G_d(f) = \frac{1}{T^2} \sum_{m=-\infty}^{\infty} \frac{1}{n^2} \left| \sum_{r=1}^{n} F_r(f) \right|^2 \delta(\pm f_0 - f + \frac{m}{T}) \qquad (2.3b)$$

com:

$$F_r(f) = \frac{1}{2} \int_0^T \exp \{j[(\pm \omega_0 - \omega)^t + G_r(t)]\} \, dt \qquad (2.3c)$$

Apresenta-se agora o espectro dos sinais BPSK e QPSK para alguns $G_r(t)$, calculados no Apêndice A a partir da Equação 2.3, considerando-se apenas a parte positiva do espectro:

a) Pulso retangular de duração T.

O espectro de potência é dado por:

$$G_c(f) = \frac{T}{4} \left[\frac{\text{sen}(\omega_0 - \omega)\frac{T}{2}}{(\omega_0 - \omega)\frac{T}{2}} \right]^2 \left\{ 1 - \frac{1}{n^2} \left[\frac{\text{sen}\frac{\alpha}{2}}{\text{sen}\frac{\alpha}{2n}} \right]^2 \right\} \qquad (2.4a)$$

$$G_d(f) = \frac{1}{4n^2} \left[\frac{\text{sen}\frac{\alpha}{2}}{\text{sen}\frac{\alpha}{2n}} \right]^2 \delta(f_0 - f) \qquad (2.4b)$$

para um sinal PSK, onde os desvios de fase para os diferentes níveis α_r são equidistantes e dados por:

$$\alpha_r = \alpha_0 + \frac{(r - 1)}{n} \alpha \qquad r = 1, \ldots, n \qquad (2.5)$$

Nota-se que α introduz apenas um fator de atenuação no espectro. Para sistemas polares, $\alpha = 2k\pi$, este fator é igual a um na Equação 2.4a e igual a zero na Equação 2.4b, ficando o espectro reduzido à sua parte contínua, dado por:

$$G(f) = \frac{T}{4} \left[\frac{\text{sen}(\omega_0 - \omega)\frac{T}{2}}{(\omega_0 - \omega)\frac{T}{2}} \right]^2 \qquad (2.6)$$

Esta expressão é válida para o BPSK com $\alpha_r = \pm \frac{\pi}{2}$, o QPSK com $\alpha_r = \pm \frac{\pi}{4}, \pm \frac{3\pi}{4}$, e o MPSK polar. Apresenta-se na Figura 2.4 o espectro de potência normalizado, dado pela Equação 2.6, e na Tabela 2.1, o valor de G(0) para vários valores.

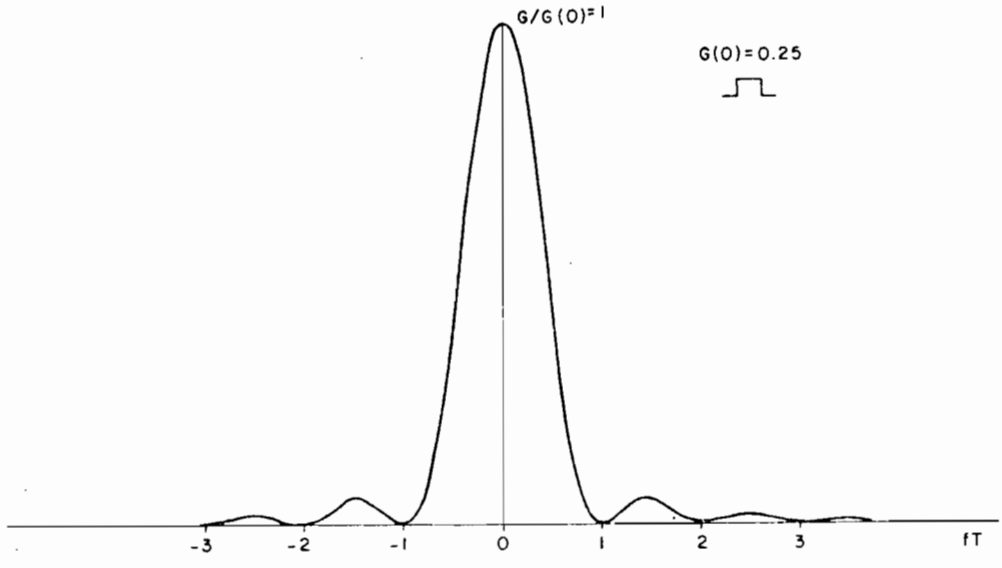

Fig. 2.4 - Espectro para sistema polar, com pulso retangular de α_r no BPSK

TABELA 2.1

BPSK COM PULSO RETANGULAR

G(0)	α_r
.25	$\pm \frac{\pi}{2}$
.1875	$\pm \frac{\pi}{3}$
.125	$\pm \frac{\pi}{4}$
.0863729	$\pm \frac{\pi}{5}$

b) Pulso trapezoidal

A Figura 2.5 apresenta o pulso trapezoidal, ou pulso retangular com tempo de caída e subida finitos.

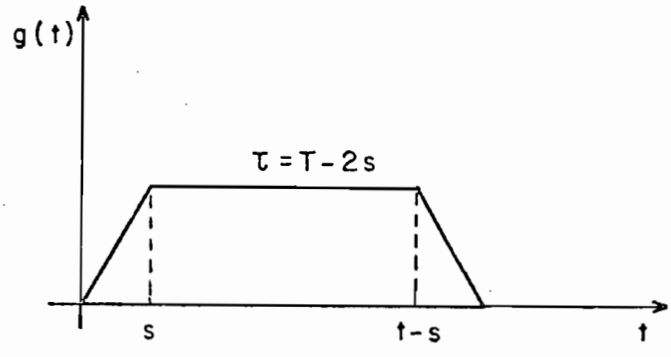

Fig. 2.5 - Pulso trapezoidal.

Este pulso tem o seguinte espectro de potência no caso de BPSK com $\alpha_r = \pm \pi/2$:

$$G_c(f) = \frac{T}{4}\left(\frac{\pi}{4}\right)^2 \left\{ \frac{\frac{\pi}{4}\,\frac{\tau}{T}\,\frac{\operatorname{sen}(\omega_0-\omega)\,\tau/2}{(\omega_0-\omega)\,\tau/2} + \frac{s}{T}\cos(\omega_0-\omega)\,\frac{T}{2}}{\left[(\omega_0-\omega)\,\frac{s}{2}\right]^2 - \left(\frac{\pi}{4}\right)^2} \right\}^2 \quad (2.7.a)$$

$$G_d(f) = \frac{1}{4}\left(\frac{\pi}{4}\right)^2\left(\frac{s}{T}\right)^2 \sum_{m=-\infty}^{\infty} \frac{\cos^2\left(2\pi m\,\frac{s}{T}\right)}{\left[\left(\pi m\,\frac{s}{T}\right)^2 - \left(\frac{\pi}{4}\right)^2\right]^2}\,\delta\left(f_c - f + \frac{m}{T}\right) \quad (2.7.b)$$

Na Figura 2.6 tem-se o espectro do sinal para $\tau/T = .8$ e $G(0) = .21498$. A posição das componentes discreta e sua amplitude relativa é indicada.

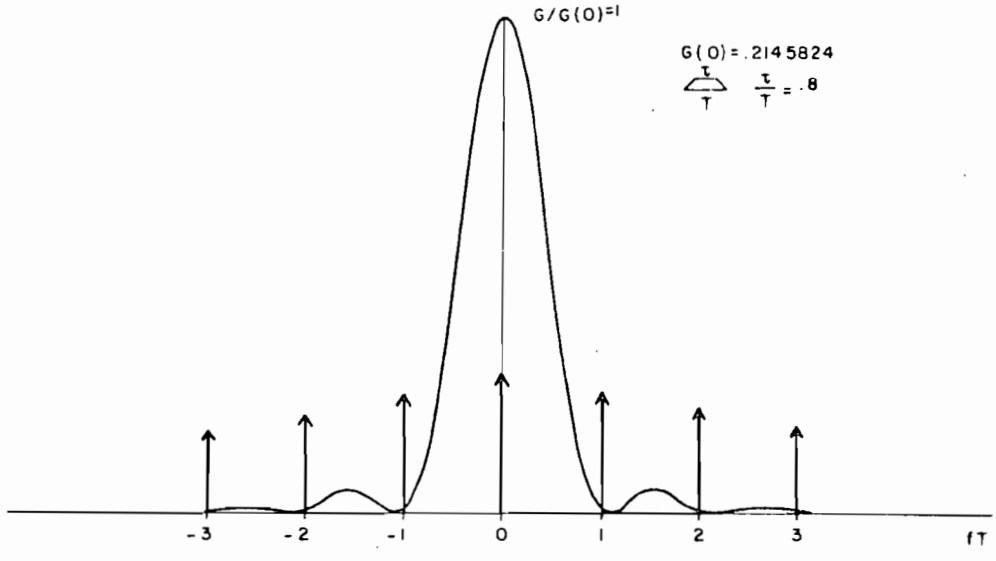

Fig. 2.6 - Espectro para o BPSK com pulso trapezoidal

c) Pulso triangular

Neste caso, o BPSK com $\alpha_r = \pm \frac{\pi}{2}$ apresenta o seguinte espectro:

$$G_c = \frac{T}{4} \left(\frac{\pi}{4}\right)^2 \left\{ \frac{\frac{1}{2} \cos(\omega_0 - \omega) \frac{T}{2}}{\left| (\omega_0 - \omega) \frac{T}{4} \right|^2 - \left(\frac{\pi}{4}\right)^2} \right\}^2 \qquad (2.8.a)$$

$$G_d = \frac{1}{16} \sum_{m=-\infty}^{\infty} \frac{1}{4m^2 - 1} \delta \left(f_c - f + \frac{m}{T}\right) \qquad (2.8.b)$$

dado pela Figura 2.7 com G(0) = 0,10132.

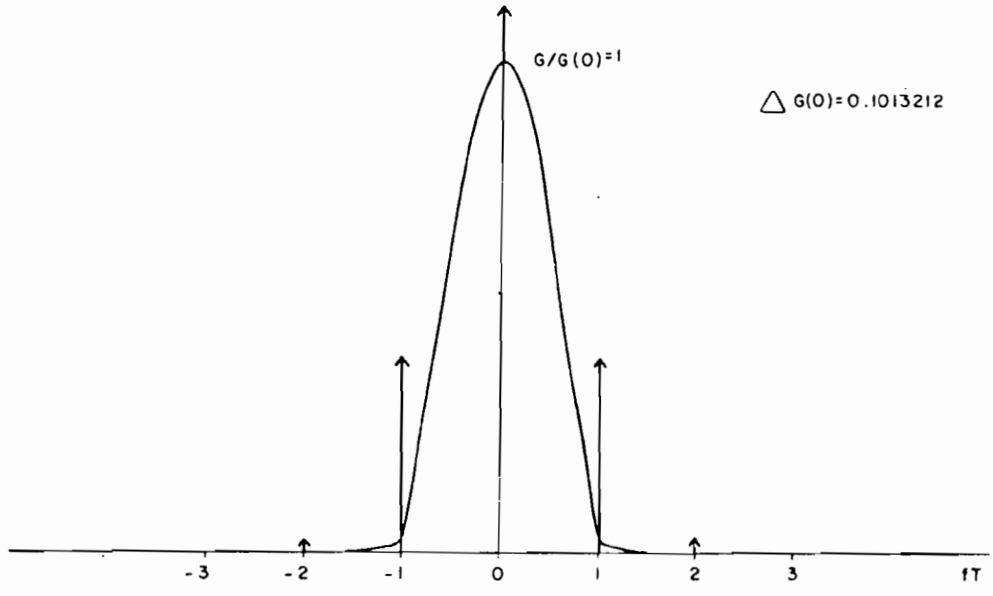

Fig. 2.7 - Espectro para o BPSK com pulso triangular

Glance (1971) apresenta expressões para o pulso retangular com $\tau < T$ e para pulsos de forma cossenoidal. Para pulsos mais complexos, F(f) pode ser aproximada por:

$$F(f) \cong \frac{T}{2n} \exp\left|j(\omega_0-\omega)(T/2n)\right| \frac{\operatorname{sen}(\omega_0-\omega)\frac{T}{2n}}{(\omega_0-\omega)\frac{T}{2n}} \sum_{k=0}^{n} \exp(jbk) \exp j(\omega_0-\omega)\left(\frac{kT}{n}\right) \tag{2.9.a}$$

$$b_k = \frac{g_r\left(\frac{k+1}{n}T\right) + g_r\left(\frac{kT}{n}\right)}{2} \tag{2.9.b}$$

2.2.2 - CÁLCULO DO ESPECTRO: PRABHU

Prabhu (1974) deriva uma expressão geral para o espectro do sinal PSK, utilizando matrizes e simplificando expressões anteriores, o que facilita o uso do computador. Apresenta-se aqui a expressão de Prabhu (1974) para o caso de pulsos como os da seção anterior, isto é, independentes, limitados no tempo em $t \leq T$ e com probabilidade $1/n$.

Para $x(t)$ dado pela Equação 2.1, o espectro de potência, supondo $f_0 >> b$, é dado por:

$$G_x(f) = \frac{1}{4} G(f - f_0) + \frac{1}{4} G(-f - f_0) , \qquad (2.10.a)$$

onde G é dado por:

$$G_c(f) = \frac{1}{2T} \sum_{i=1}^{n} \sum_{j=1}^{n} \frac{1}{n^2} \left| R_i(f) - R_j(f) \right|^2 \qquad (2.10.b)$$

$$G_d(f) = \frac{1}{T^2} \left| \sum_{i=1}^{n} \frac{1}{n} R_i(f) \right|^2 \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta \left(f - \frac{n}{T} \right) \qquad (2.10.c)$$

$$R_i(f) = \int_0^T \exp \left[j\, g_i(t) \right] \exp \left[-j2\pi\, ft \right] dt \qquad (2.10.d)$$

Naturalmente, as Equações de Prabhu (1974) e Glance (1971) são equivalentes, conforme verifica-se no Apêndice A.

Para o BPSK com fase $\pm$ 2, tem-se:

$$G_c(f) = \frac{1}{4T} \left| R_1(f) - R_2(f) \right|^2 , \qquad (2.11.a)$$

com

$$R_1(f) - R_2(f) = 2j \int_0^T \left[e^{j\alpha g(t)} - e^{-j\alpha g(t)} \right] e^{-j2\pi ft} \, dt =$$

$$= 2j \int_0^T \text{sen}\,[\alpha\, g(t)]\; e^{-j2\pi ft}\; dt\,, \qquad (2.11.b)$$

ou seja:

$$G_c(f) = |X(f)|^2\,, \qquad (2.12.a)$$

com

$$X(f) = F\,[x(t)] \qquad (2.12.b)$$

e

$$x(t) = \begin{cases} \dfrac{\text{sen}[\alpha\, g(t)]}{\sqrt{T}} & 0 < t \leq T \\ 0 & t \leq 0 \text{ e } t > T \end{cases} \qquad (2.12.c)$$

Para o QPSK, tem-se:

$$G_c(f) = \frac{1}{32T} \sum_{i=1}^{4} \sum_{j=1}^{4} \left| R_i(f) - Rj(f) \right|^2 \qquad (2.13)$$

2.3 - BANDA OCUPADA PELO SINAL PSK

A banda ocupada por um sinal é sempre especificada pela banda espectral que contém uma certa fração da potência total de RF. A FCC (Federal Communication Commission) especifica esta fração como sendo do 99% da potência total.

Analisa-se, aqui, a banda ocupada por um sinal BPSK ou QPSK, para várias formas de pulsos do sinal digital. Como o sinal PSK para pulsos retangulares apresenta uma banda muito larga, o emprego de filtros de RF também é analisado.

A fração de potência fora da banda de um sinal PSK, para $f_0 >> \omega$, pode ser definida como:

$$\bar{\Delta}^2 = \frac{\int_{\omega}^{\infty} G(f)\, d\, b}{\int_{0}^{\infty} G(f)\, d\, b}, \qquad (2.14)$$

onde G é dado pela Equação 2.10 ou pela Equação 2.3, com parte discreta e contínua.

A banda ocupada é $1 - \bar{\Delta}^2$.

A Figura 2.8 apresenta as curvas para a potência fora da banda, nos casos de pulso retangular, trapezoidal e triangular, calculadas a partir das Equações 2.6, 2.7 e 2.8, considerando-se apenas a contribuição da parte contínua do espectro.

Na Figura 2.9 apresentam-se curvas para pulsos retangulares sobre a ação de filtros Butterworth. Geralmente, utiliza-se este tipo de filtro devido a problemas de retardo (Spilker Junior, 1977).

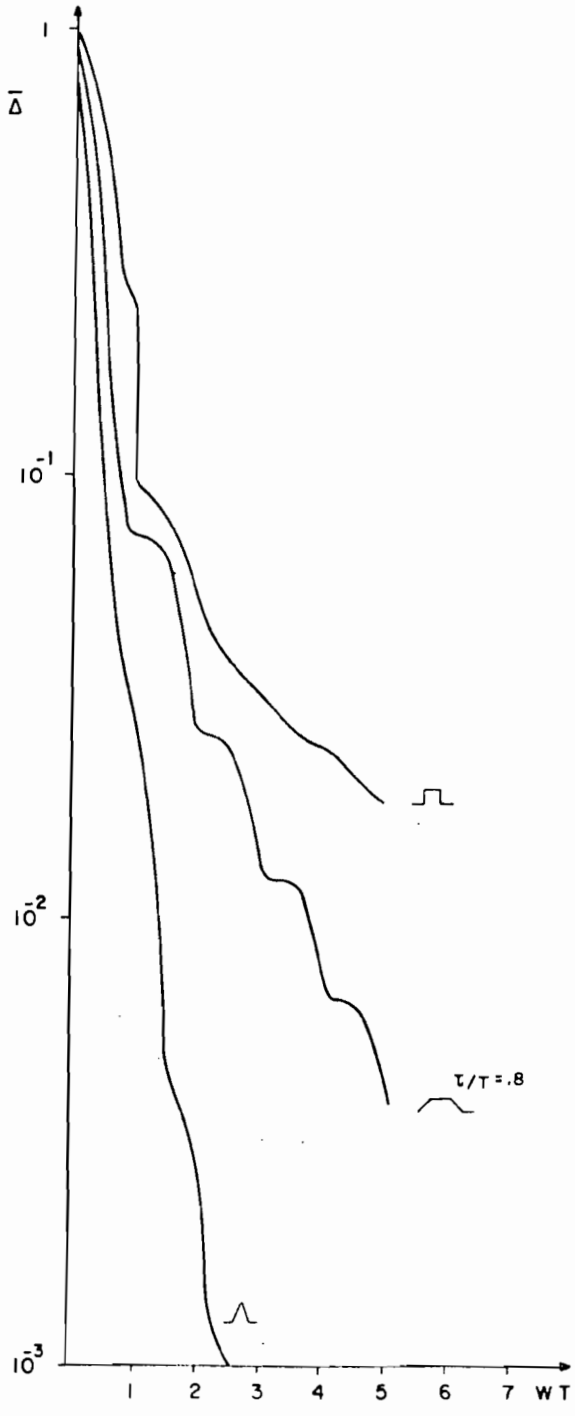

Fig. 2.8 - Potência fora da banda para pulso retangular, trapezoidal e triangular

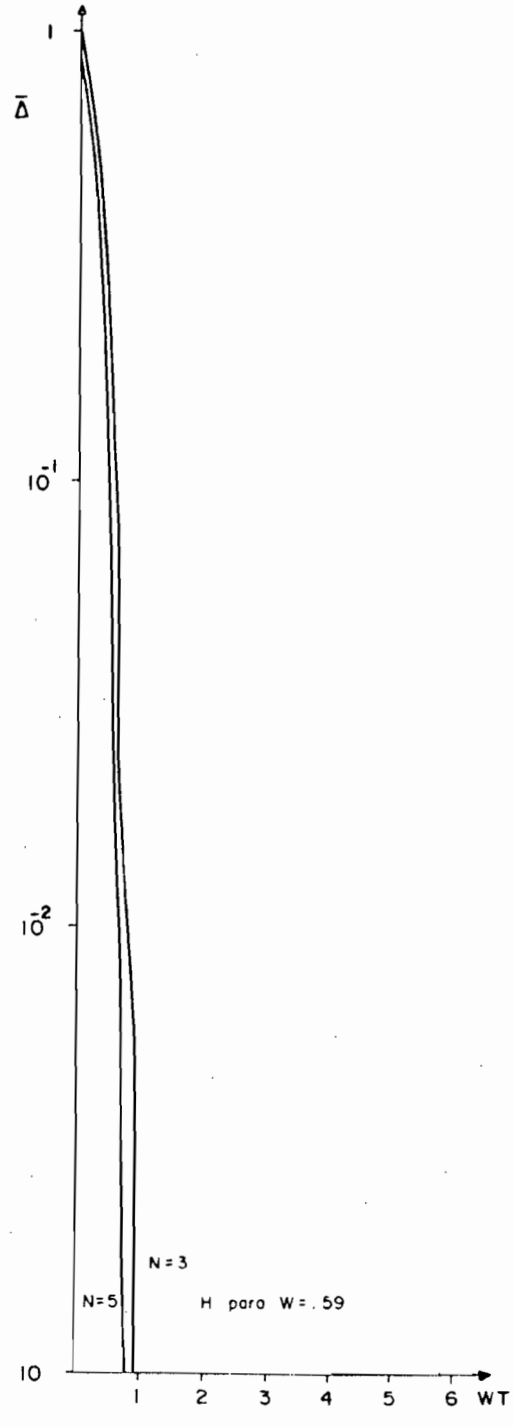

Fig. 2.9 - Potência fora da banda para pulsos retangulares, com filtros Butterworth

2.4 - ESPECTRO MAIS CONCENTRADO

No caso do BPSK, pode-se calcular o pulso que dá o espectro mais concentrado para uma determinada banda.

Definindo-se

$$\alpha^2 = \frac{\int_{t_0-T/2}^{t_0+T/2} |x(t)|^2 \, dt}{\int_{-\infty}^{\infty} |x(t)|^2 \, dt} \qquad (2.15.a)$$

e

$$\beta^2 = \frac{\int_{-\omega}^{\omega} |x(f)|^2 \, df}{\int_{-\infty}^{\infty} |x(f)|^2 \, df} \quad , \qquad (2.15.b)$$

Com x(f), a transformada de Fourier de x(t), Slepian and Pollak (1974), e Landau and Pollak (1974) mostraram em trabalho clássico que:

$$\arccos \alpha + \arccos \beta \geq \arccos \sqrt{\lambda_0} \quad , \qquad (2.16)$$

onde λ_0 é o maior autovalor da equação integral:

$$\lambda \, x(t) = \frac{1}{\pi} \int_{-\frac{T}{2}}^{T/2} x(s) \, \frac{\operatorname{sen}\left[2\pi \, \omega(t-s)\right]}{(t-s)} \, ds \qquad (2.17)$$

Para sinais limitados no tempo em T, $\alpha^2 = 1$ e $\beta^2 \leq \lambda_0$

Neste caso, a menor energia contida fora de uma dada banda é $1 - \lambda_0$.

Na Equação 2.12, deve-se ter portanto:

$$x(t) = K\ \Psi_0(t - \frac{T}{2},\ d)$$

$$d = \pi TW,$$

onde $\Psi_0(t,d)$ é a função prolata esferoidal que representa o pulso, cujo espectro é mais concentrado.

A Figura 2.10 apresenta o formato deste pulso, e a Figura 2.11, a potência fora de uma dada banda(Prabhu, 1976).

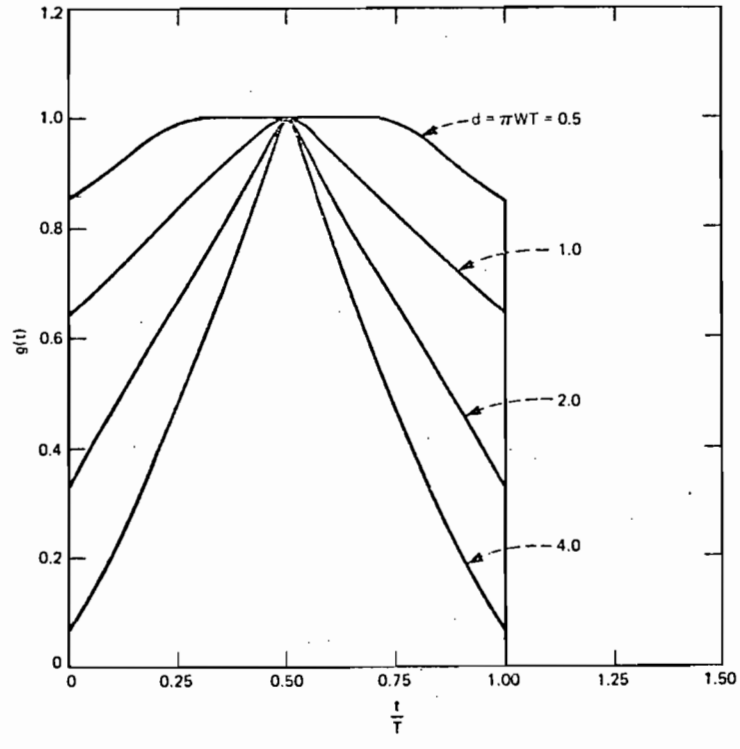

Fig. 2.10 - Pulso ótimo
FONTE: Prabhu (1976), p. 446

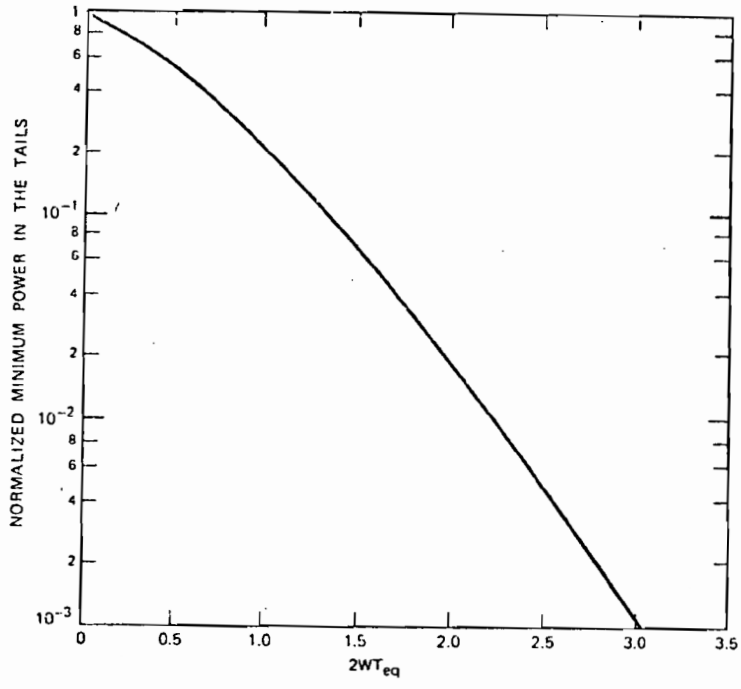

Fig. 2.11 - Potência fora da banda para o pulso ótimo.
FONTE: Prabhu (1976), p. 445

2.5 - CÁLCULO DA INTERFERÊNCIA ENTRE CANAIS ADJACENTES

Em sistemas de comunicações, um fator importante a ser considerado é a interferência entre canais adjacentes. Para um sistema representado pela Figura 2.12, em que uma série de canais com modulação PSK são somadas dando a distribuição da Figura 2.13, a interferência entre canais adjacentes é dada por:

$$\frac{e}{I} = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} G(f + f_0) \quad |H_t\ (f + f_0)|^2 \quad |H_r\ (f + f_0)|^2 \quad df}{\sum_{N-L}^{M} \int_{-\infty}^{\infty} G(f_0+f+NB) \quad |H_t\ (f_0+f+NB)|^2 \ |H_r\ (f+f_0)|^2 \ df} \quad , \quad (2.18)$$

onde H_t é o filtro de transmissão, e H_r o de recepção.

Para moduladores de fase que têm uma relação linear entre tensão e fase, o filtro (H_t) pode estar antes ou depois do modulador.

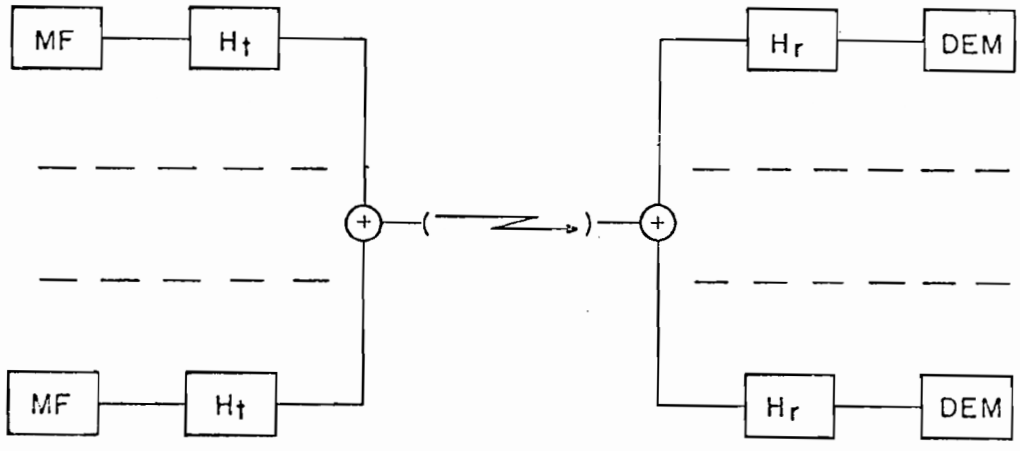

Fig. 2.12 - Sistema considerado.

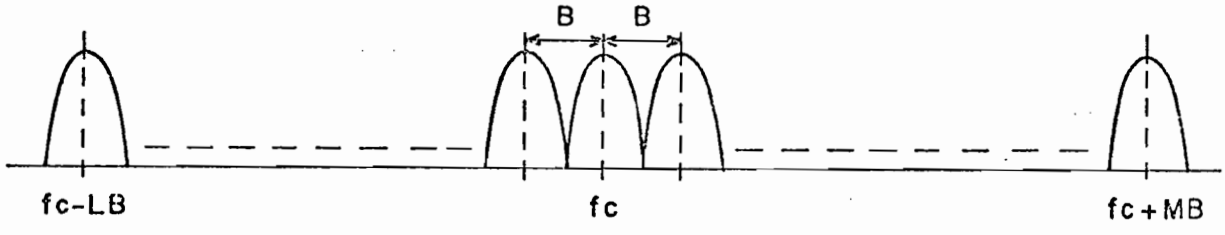

Fig. 2.13 - Distribuição de canais.

Na Tabela 2.2 apresentam-se os valores de C/I para o sistema da Figura 2.12, com, H_t e H_r, filtros Butterworth de n = 3a7. O espaçamento entre os canais (B = 1,4065) e a banda do filtro (2W) têm valores padrões para transmissão digital e estão normalizados em relação à taxa de bits.

W = .59375 e o sinal digital é um pulso retangular.

TABELA 2.2

C/I PARA O SISTEMA

n	C/I (dB)
3	14,755
5	22,81
7	29,55

Na Tabela 2.3 apresentam-se os valores de C/I (dB) para pulsos retangulares, trapezoidais e triangulares, variando-se o espaçamento entre canais de B, 2B e 3B. W e B têm os mesmos valores utilizados na Tabela 2.2. Nesta tabela, considera-se o sistema da Figura 2.12 sem H_t e H_r para n = 7.

TABELA 2.3

C/I SEM FILTRO DE TRANSMISSÃO

PULSO \ ESPAÇAMENTO	B	2B	3B
retangular	9,51	14,95	18,98
trapezoidal (J/T=.8)	9,749	16,87	21,20
triangular	9,34	28,5	35,2

CAPÍTULO 3

MODULADORES DE FASE EM MICROONDAS

3.1 - INTRODUÇÃO

O modulador de fase é constituído basicamente de defasadores, que transformam a informação contida no sinal digital em defasagens numa portadora de RF. O BPSK é um defasador, enquanto o QPSK envolve uma associação em série ou em paralelo de defasadores, conforme a Figura 3.1.

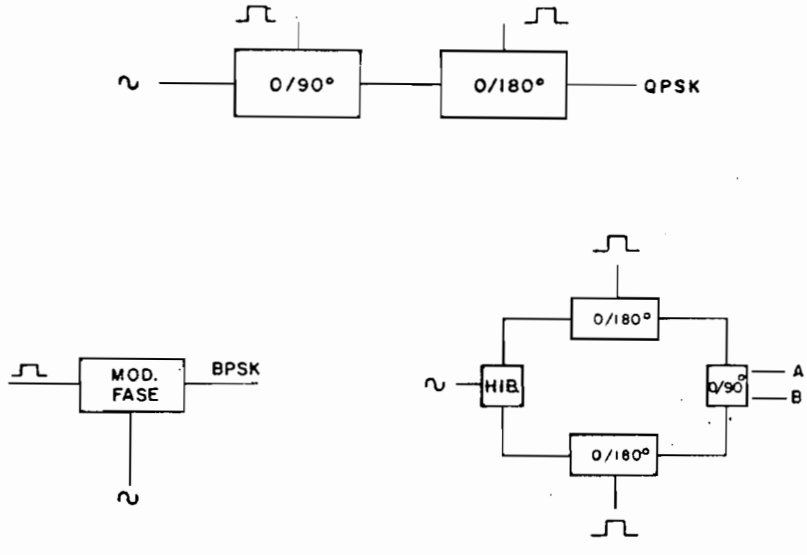

Fig. 3.1 - Moduladores de fase

Em microondas, a associação em série é preferida, por apresentar menor perda. A associação em paralelo tem uma perda mínima de 3 dB.

O projeto de moduladores de fase fica, portanto, reduzido ao estudo de defasadores, que terão suas partes analisadas nas seções subsequentes.

3.2 - DEFASADORES

As técnicas de construção de defasadores em microondas têm passado por um grande avanço, principalmente com o desenvolvimento de "phased arrays", onde são utilizados no controle do feixe.

Existem dois meios principais de exercer um controle eletrônico de fase em microondas: dispositivos com ferrita e com diodo. A ferrita apresenta as seguintes vantagens:

- capacidade para alta potência, sendo a densidade de potência em ferritas menor que em diodos;

- circuitos que, em geral, apresentam perda de inserção mais baixa;

- taxa de onda estacionária mais baixa, devido ao casamento fixo de entrada.

Já os diodos apresentam:

- maior velocidade de chaveamento e simplicidade do "driver";

- operação recíproca;

- pouca variação em relação à temperatura.

A maior velocidade de chaveamento, simplicidade do "driver", assim como o tamanho, peso, custo e a confiabilidade fazem com que, da mesma forma que na maioria dos "phased arrays", os circuitos com diodo sejam os preferidos na construção de defasadores para moduladores de fase.

Os circuitos com diodo podem ser divididos em três tipos principais, nos quais o diodo atua como uma chave:

a) Chaveamento de linha.

Representado na Figura 3.2, este circuito consiste na introdução de um retardo de tempo no circuito, através da comutação entre dois caminhos; embora mais simples conceitualmente, apresenta como desvantagem o grande número de diodos utilizados, 4 por bit, o que implica também uma maior complexidade do "driver". A defasagem depende da freqüência, e a perda é alta, embora constante para os dois estados e para qualquer defasagem.

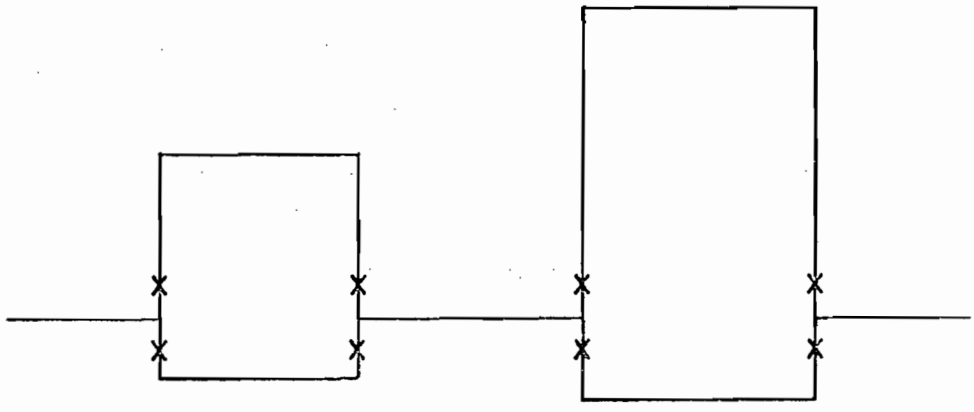

Fig. 3.2 - Defasador por chaveamento de linha.

b) Carregamento de linha

Este circuito, representado na Figura 3.3, é formado pela conexão, à linha de transmissão, de dois tocos idênticos, cada qual contendo um diodo.

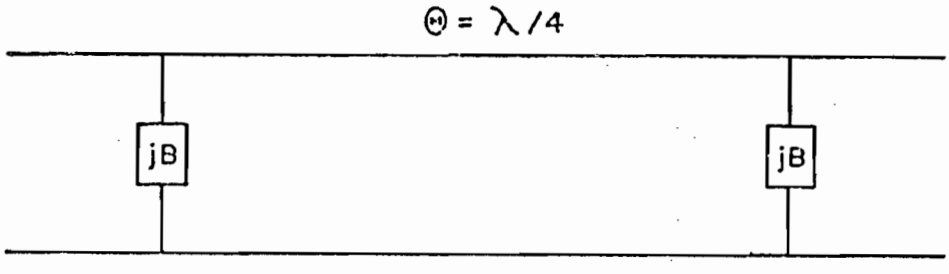

Fig. 3.3 - Defasador por carregamento de linha.

Escolhendo-se apropriadamente o comprimento e a resistência de onda dos tocos, consegue-se variar o comprimento elétrico pelo chaveamento dos diodos, ajustando-se a fase da onda que atravessa o cir

cuito ao valor desejado. Os tocos são separados de $\lambda/4$ entre si, de modo a compensar as perturbações introduzidas, garantindo o casamento nos dois estados. A defasagem máxima conseguida por este processo é de 45^{o}, e, devido à simplicidade de construção, aos poucos diodos utilizados (2 por bit), à baixa perda (a menor dos três) e à largura de banda conseguida, é o mais utilizado para pequenas defasagens ($<45^{o}$).

c) Reflexão

Na Figura 3.4 o circuito com o circulador ilustra bem o princípio de funcionamento deste tipo de circuito.

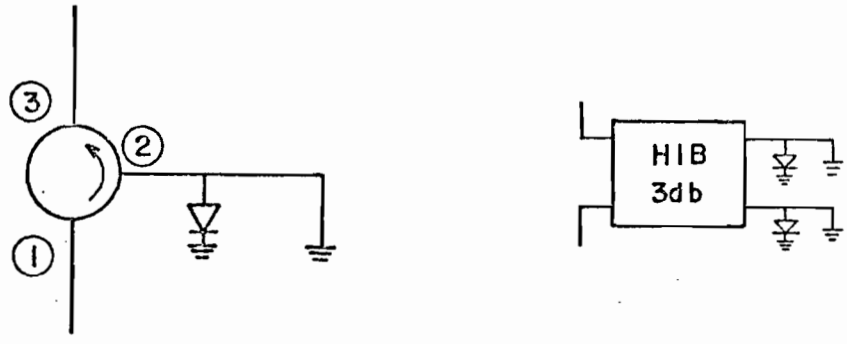

Fig. 3.4 - Defasador por reflexão.

O sinal introduzido na porta 1 é refletido na porta 2 e aparece na porta 3, com uma fase variável em relação à posição da chave, que introduz um caminho adicional a ser percorrido.

A realização mais comum deste circuito envolve uma híbrida de 3 dB no lugar do circulador, e seu funcionamento é análogo. Este circuito é preferido, apesar de usar dois diodos, por questões de menor custo, simplicidade de construção e reciprocidade. A híbrida deve fornecer 3 dB de potência nos dois braços de saída, com uma defasagem de 90^{o}. As realizações desta híbrida, assim como suas propriedades e diretividade serão discutidas na Seção 3.4.

Este tipo de circuito é simples, usa o número mínimo de diodos (2 por bit), apresenta baixa perda e pode produzir qualquer defasagem, sendo, portanto, o mais utilizado em defasagens maiores que 45^{o}.

Brener e Kraus (1971) apresentam uma discussão sobre a seleção do tipo de circuito, de acordo com a defasagem necessária. Em dispositivos com várias defasagens, é comum usar uma combinação de circuitos de carregamento de linha (defasagens < 45°) com os de reflexão por acoplamento híbrido (defasagens maiores).

No caso de moduladores de fase, as variações de fase são maiores que 45°, utiliza-se, portanto, circuitos de reflexão por acoplamento híbrido.

3.3 - DIODO PIN

O diodo PIN foi proposto inicialmente como um retificador de baixa freqüência, que pode retificar mais potência que um simples diodo a junção PN, sem uma camada de alta resistividade. Entretanto, ele se torna um retificador pobre para freqüências acima de poucos MHz. Suas características, no entanto, permitiram outros usos, principalmente em circuitos de chaveamento, pois com tensão de alimentação zero ou reversa, o diodo apresenta alta impedância nas freqüências de microondas, enquanto para uma corrente de alimentação moderada ele apresenta uma impedância muito baixa.

O diodo PIN é o mais apropriado para defasadores. No entanto, existem algumas opções alternativas ou em desenvolvimento.

Na Figura 3.5 apresentam-se as características destes diodos.

O varactor, ao contrário do PIN, tem uma capacitância que é uma função não-linear da tensão. Esta não-linearidade exige que a tensão do "driver" seja pré-distorcida, se se quiser uma relação linear entre tensão e fase, e também causa geração de harmônicos do sinal de RF e produtos de intermodulação. Este fato exige que a alimentação contínua seja grande, comparada com o RF a ser controlado, o que traz uma li

mitação em potência. A curva característica do varactor varia de diodo para diodo, o que dificulta também a construção.

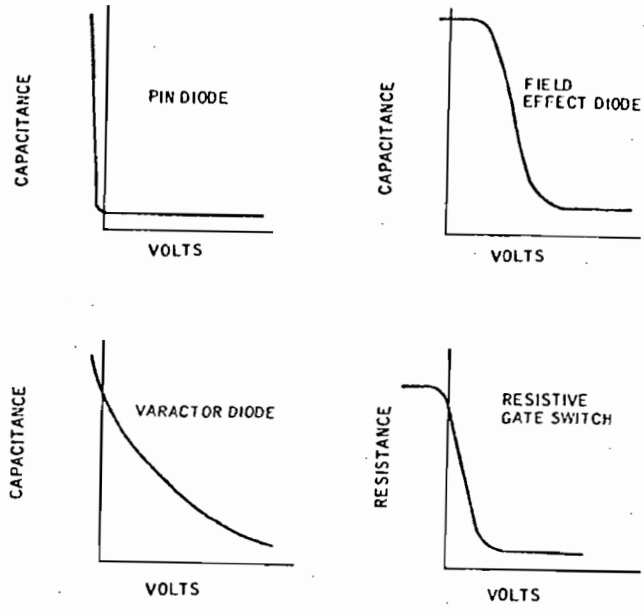

Fig. 3.5 - Características de diodos.
FONTE: Burns et alii (1974), p. 681.

Mas o varactor apresenta algumas vantagens. Como funciona quase que só na região de tensão negativa, ele não necessita de corrente de alimentação e apresenta mudanças de estado quase instantâneas, pois as portadoras de minoria não são envolvidas.

O varactor é utilizado na construção de defasadores contínuos, onde se obtêm várias defasagens com poucos diodos, pela variação da tensão de alimentação. São dispositivos que trabalham com baixa potência, sendo muito utilizados em equipamentos de testes. Os defasadores com diodo PIN são do tipo em degrau, pois as mudanças de fase se dão de forma discreta.

O fato de diodos PIN requererem dois níveis de alimentação, com polaridades opostas, levou ao desenvolvimento de diodos que trabalhassem com apenas um nível, simplificando o "driver" e barateando o

o circuito. O FED (Field Effect Diode) e a chave com porta resistiva (Figura 3.5) ainda estão em fase de desenvolvimento. O "dual gate FET" vem sendo também utilizado, principalmente em bandas mais altas (x e ku).

A seguir, analisa-se o diodo PIN mais detalhadamente.

3.3.1 - FÍSICA DO DIODO PIN

O diodo PIN, representado na Figura 3.6, é um diodo de junção PN, com uma camada intrínseca, "região I", entre a P e a N. A região I é aproximadamente uma camada π (P com alta resistividade) e uma ν (N com alta resistividade).

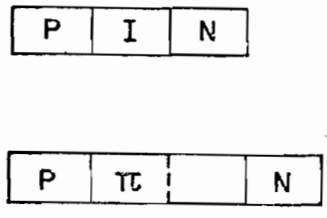

Fig. 3.6 - Diodo PIN.

Sem nenhuma tensão, uma camada de deplexão é formada na junção das camadas N e π. Com tensão reversa aplicada ao diodo (região P negativa), portadoras móveis vão da região π para a P, e a camada de deplexão aumenta até tomar toda a região π. Com uma corrente positiva aplicada ao diodo, buracos da região P e elétrons da N são injetados em π, o que aumenta a condutividade da região π, decrescendo a camada de deplexão.

Portanto, a condutância do diodo é proporcional à carga armazenada, que está relacionada à corrente no diodo, ou seja:

$$i_d = \frac{dQd}{dt} + \frac{Qd}{\tau} \quad , \tag{3.1}$$

onde i_d e Q_d são a corrente e a carga no diodo, e τ é o tempo de vida de recombinação.

Se i_d = cte, ter-se-á $Q_d = i_d \tau$

Se i_d = cte + $i(\omega)$, a componente contínua será modulada pela presença da componente de corrente alternada. O grau de modulação depende do nível dos sinais e da freqüência do sinal de RF, uma vez que:

$$Q_d(\omega) = \frac{i_d \tau(j\omega)}{1 + j\omega\tau} \qquad (3.2)$$

Esta expressão foi obtida a partir da transformada de Laplace da Equação 3.1, representada na Figura 3.7.

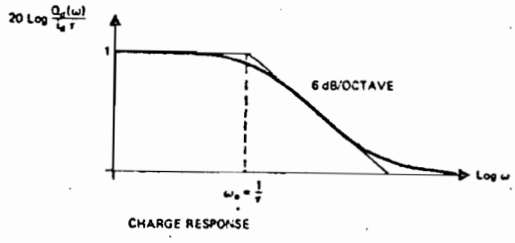

Fig. 3.7 - Comportamento do diodo com a freqüência
FONTE: Hewlett Packard (s.d.), p.1.

Para frequências menores que $f_0 = 1/2\pi\tau$, o sinal de RF exerce o mesmo efeito que o sinal contínuo, mas este efeito decresce para freqüências mais altas. Ou seja, para $f < f_0$ o diodo funciona como um diodo de junção PN, conforme a idéia inicial do projeto do diodo. Na vizinhança de f_0, o diodo começa a se comportar como um resistor linear, com um componente não-linear pequeno. O sinal conseqüentemente sofre algum grau de distorção. Para freqüências $f >> f_0$, o diodo aparece como uma resistência puramente linear, cujo valor pode ser controlado por um sinal contínuo ou de baixa freqüência. Considerar-se-á, portanto, na ação de chaveamento sinais de RF, em que $f >> f_0$.

3.3.2 - MUDANÇA DE ESTADO NO DIODO

O diodo PIN, atuando como chave, varia entre dois estados:

1) possui uma alta resistência e corresponde a uma tensão V negativa ou V aberto;

2) possui uma resistência baixa para uma corrente de alimentação I ou I_{curto}.

Analisa-se agora a transição entre estes dois estados.

A partir das condições iniciais tem-se o diodo com um equilíbrio de cargas na camada intrínseca. Uma corrente aplicada (I_c) ao diodo fará surgir uma carga armazenada Q_d. Ao aplicar uma tensão reversa, a carga armazenada no diodo produz uma corrente reversa (I_r) que durará até que esta carga seja totalmente removida, ou $I_r \tau = Q_d$.

Esta corrente varia com o projeto do diodo, tendo basicamente a forma apresentada na Figura 3.8, sendo composta por um platô constante e uma região variável.

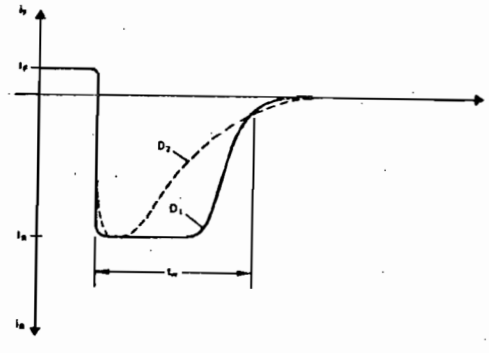

Fig. 3.8 - Corrente no diodo.

A velocidade de chaveamento pode ser aumentada pela diminuição do platô constante, por meio de um ajuste de I_c e I_r. Já a parte

variável não pode ser reduzida, dependendo da estrutura do diodo. Pode se dizer que: "O mínimo tempo de mudança realizável entre os dois estados de impedância é a parte do tempo de transição com I_r variável."

Portanto, a tensão reversa serve para apressar a transição (Q maior) e para remover pequenas quantidades de carga devido ao sinal de RF de alta potência. A extração destas cargas é chamada pulso de perda de corrente.

3.3.3 - CIRCUITO EQUIVALENTE

O diodo PIN pode ser representado pelos circuitos equivalentes apresentados na Figura 3.9.

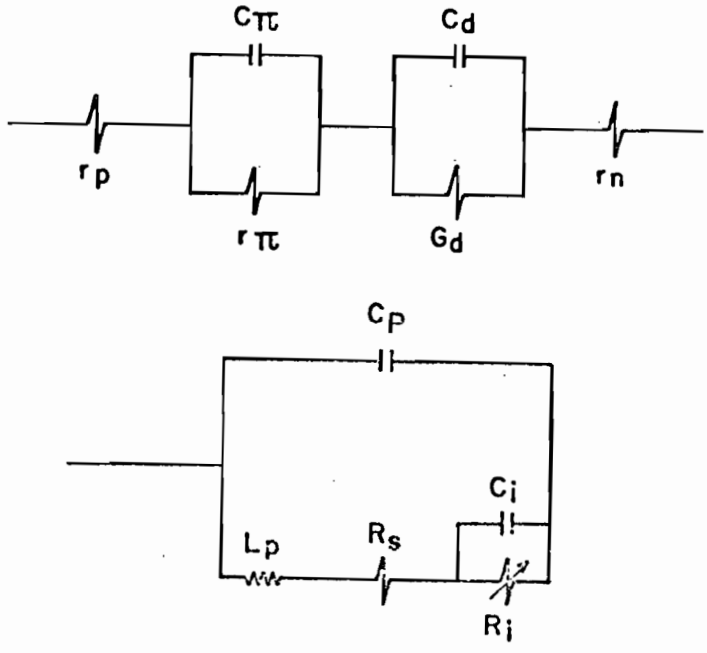

Fig. 3.9 - Circuitos equivalentes do diodo PIN

Na Figura 3.9a, há uma correspondência entre os elementos do circuito e as camadas apresentadas na Figura 3.6, com r_p e r_n representando as camadas P e N e C_π, r_π, e C_d, G_d as camadas π e de deplexão da região I.

Na Figura 3.9b, apresenta-se um circuito equivalente mais compacto, com P_s representando a resistência série, produzida pelas camadas P e N, e C_i e R_i, a região intrínseca I.

Para $f >> f_0$, C_i é fixa e R_i é dado por:

$$R_i = \frac{K}{I_{cc}^{x}} \qquad (3.3)$$

onde K e x são determinados experimentalmente, e I_{cc} é a corrente contínua no diodo.

Na Figura 3.10 tem-se uma curva típica para a variação de R_i com I_{cc}.

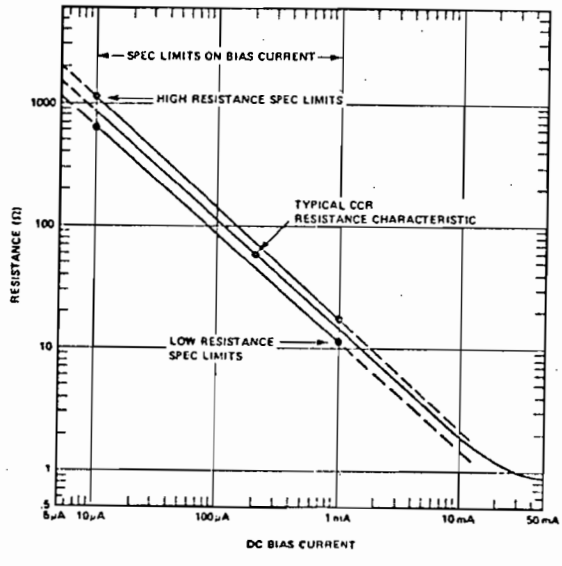

Fig. 3.10 - Resistência versus corrente de alimentação
FONTE: Hewlett Packard (s.d), p.2.

L_p e C_p representam o tipo de encapsulamento do diodo. Para freqüências maiores que 500 MHz, costuma-se sintonizar estes elementos parasitas através de reatâncias adicionais externas, de modo a garantir a performance do circuito em uma banda maior.

Para montagens em linha de fita, encontram-se diodos cujos elementos internos são projetados para formar um filtro passa-baixa,

com alta freqüência de corte (30 GHz). Na Figura 3.11 apresenta-se um circuito equivalente para este tipo de diodo.

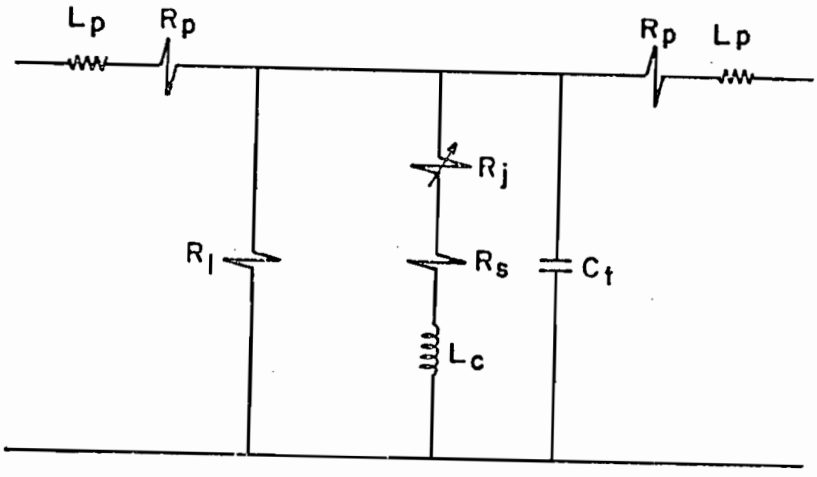

Fig. 3.11 - Circuito equivalente, com encapsulamento para linha de fita

3.4 - HÍBRIDA

A híbrida, representada na Figura 3.12 e usada nos circuitos dos defasadores por reflexão, pode ser qualquer tipo de circuito que apresente as seguintes propriedades:

- deve fornecer 3 dB de potência do sinal de entrada nos dois braços de saída;

- sinais de saída devem ter uma diferença de fase de 90^{o}.

No Apêndice *B* mostra-se que qualquer dispositivo recíproco, passivo, que apresenta estas propriedades tem também as seguintes propriedades:

- a porta número 4 está desacoplada ao sinal da porta 1;

- entrando-se com sinais de igual potência defasados de 90^{o} nas portas 2 e 3, a porta 1 será desacoplada e o sinal na porta 4 terá potência igual à soma dos dois sinais.

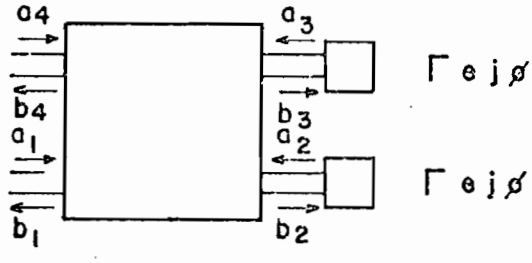

Fig. 3.12 - A híbrida

Para cargas iguais, colocadas nas portas 2 e 3 de modo a se ter uma reflexão dada por $\Gamma\ e^{j\phi}$, com as portas casadas, tem-se na porta 4 um sinal $b_4 = \Gamma\ e^{j\phi}$, que é o sinal de entrada defasado de ϕ para $\Gamma = 1$. Basta portanto variar ϕ, para que a fase do sinal na saída varie.

Para freqüências baixas, menores que 1 GHz, utiliza-se como híbrida um circuito feito de enrolamentos em dielétricos especial, que simula um transformador. Para freqüências maiores, circuitos em linha de fita ou microlinha, representados na Figura 3.13, são as realizações mais comuns.

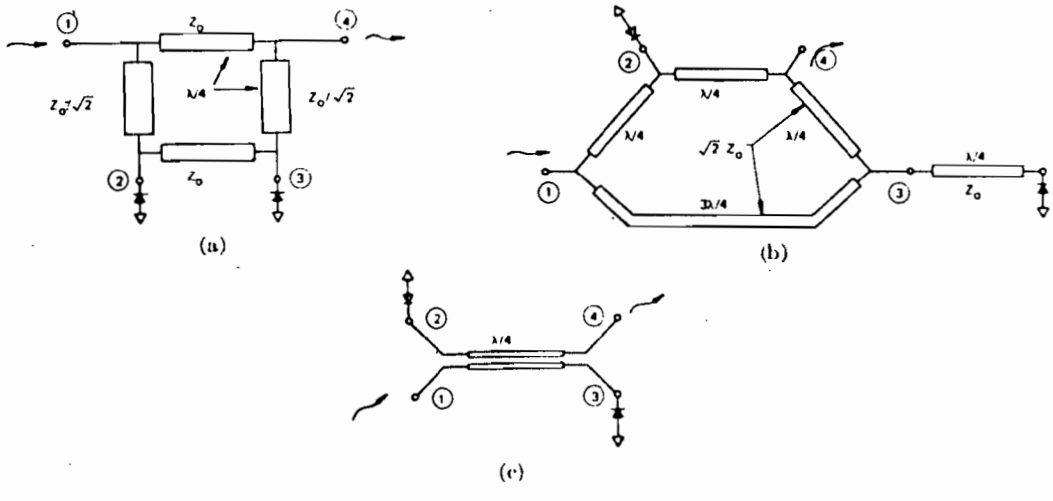

Fig. 3.13 - Realizações de algumas híbridas em linha de fita ou microlinha

FONTE: White (1974), p. 660

A híbrida representada na Figura 3.13(a) apresenta banda estreita e pouca precisão para altas freqüências, pois para $z_0 = 50\,\Omega$, $z_0/\sqrt{2} \cong 35\,\Omega$. Estes problemas podem ser contornados com tocos de casamento nas portas de entrada e saída para aumentar a banda, e utilizando se $z_0 = 70\,\Omega$. Esta híbrida é a mais utilizada devido à facilidade de construção e tamanho.

A híbrida representada na Figura 3.13(b) apresenta bandas mais largas, mas é de difícil confecção, não sendo realizável em microlinha; a representada na Figura 3.13(c) é usada em freqüências altas, pois apresenta impedâncias características maiores.

3.5 - CIRCUITOS DEFASADORES

Na Figura 3.14, apresentam-se três possibilidades de provocar a defasagem no defasador, por reflexão, com acoplamento híbrido.

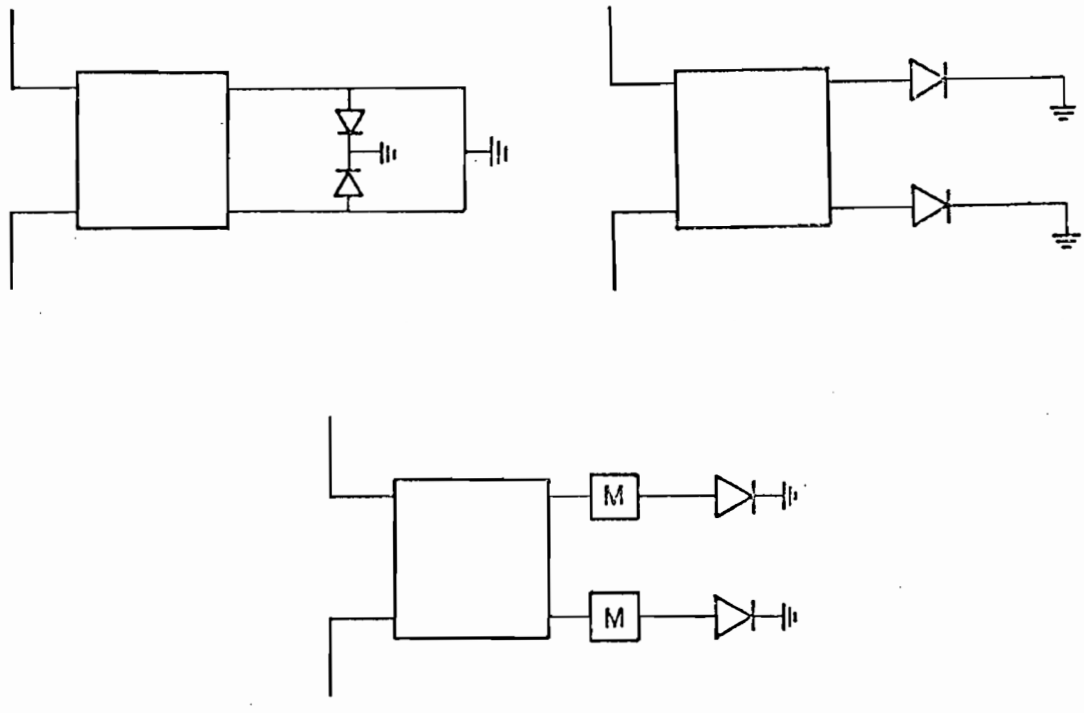

Fig. 3.14 - Circuitos defasadores.

Nas duas primeiras letras (*a* e *b*) da Figura 3.14, a defasagem é provocada pela variação do trecho de linha percorrido (retardo em tempo real); sua técnica de projeto é simples e a configuração da Figura 3.14(b) vem sendo utilizada com sucesso por Glance (1979).

No circuito representado na Figura 3.14(c), a defasagem é provocada por meio da variação da impedância que carrega a linha (modo dispersivo). O circuito de casamento M é projetado ou determinado experimentalmente, de forma que se obtenha a defasagem desejada, e que o módulo do coeficiente de reflexão seja igual a um. No Apêndice B, apresenta-se o cálculo do circuito de casamento, a partir do conhecimento de Z_{RF} do diodo, medido nos dois estados.

Na Figura 3.15, apresenta-se a máscara do circuito do tipo representado na Figura 3.14(c), projetado em microlinha para uma freqüência de 400 MHz. A defasagem desejada é de $\pm$ 60°, com os diodos do meio em 0°, para o caso de transmissão sem modulação.

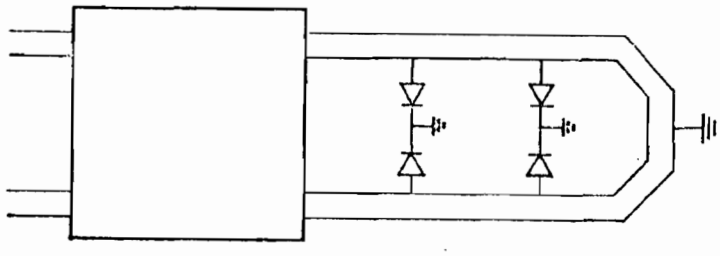

Fig. 3.15 - Defasador em 400 MHz.

Na Figura 3.16, apresenta-se a máscara para os circuitos representados na Figura 3.14(c), projetados em 1,2 GHz.

Neste circuito, a alimentação chega ao diodo por meio de linhas de alta impedância. Assim a confecção do circuito é facilitada e consegue-se maior isolação entre "driver" e sinal de RF.

A perda apresentada pelos circuitos é baixa, sendo em geral da ordem de 1 dB. Hines (1964) mostrou que um diodo utilizado de mo

do a ter igual dissipação nos dois estados e fornecer $\Delta\phi$ radianos de defasagem para uma freqüência f e potência incidente P dissipa P_d Watts , de acordo com a fórmula:

$$\frac{P_d}{P} = 4 \frac{f}{f_{cs}} \operatorname{sen}\left(\frac{\Delta\phi}{2}\right) , \qquad (3.4a)$$

onde:

$$f_{cs} = 1/(2\pi C_j \sqrt{R_F R_R}) \qquad (3.4b)$$

sendo C_j a capacitância de junção, e R_F e R_R as resistências nos dois estados do diodo, I_+ e V, respectivamente.

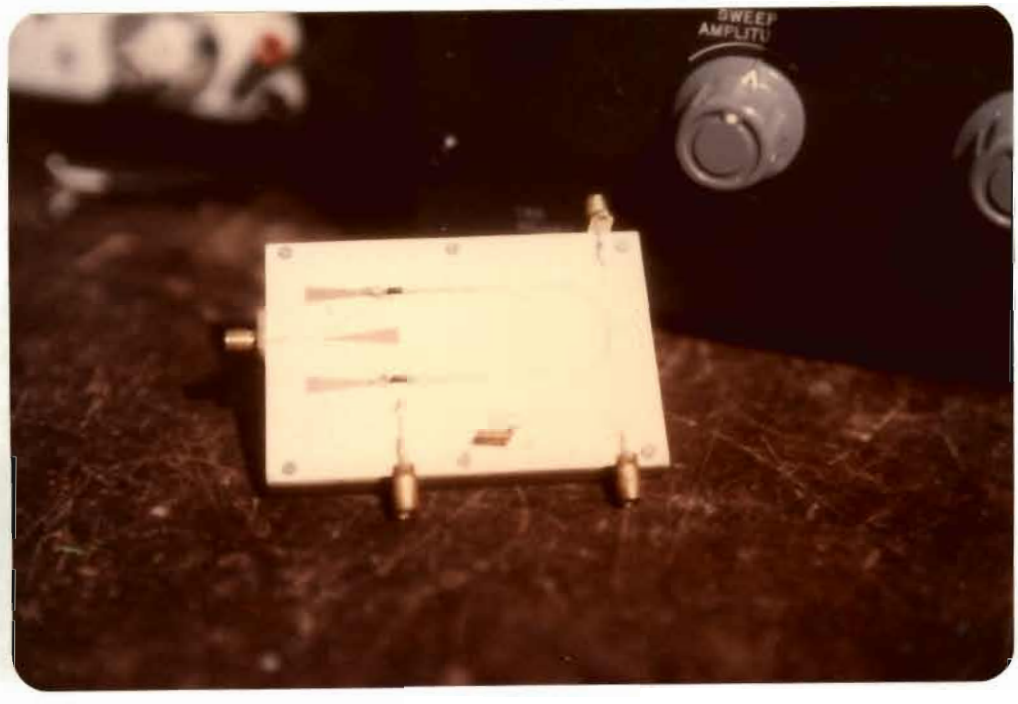

Fig. 3.16 - Modulador BPSK em 1,2 GHz.

O diodo PIN suporta altas potências, encontrando-se defasadores para centenas de kW (White, 1965). Entretanto, Hines (1964) mostrou que em um defasador de projeto ótimo, a potência máxima de RF por diodo é dada por:

$$P_m = \frac{I_m \; V_m}{4 \operatorname{sen} \frac{\Delta\phi}{2}} \quad , \tag{3.5}$$

onde $\Delta\phi$ é a defasagem total; I_m a corrente rms máxima de RF, quando o diodo é alimentado por I_+; e V_m é a tensão rms máxima de RF, quando o diodo é alimentado por V_-. Esta potência crescerá com I_m V_m, que, por sua vez, dependem de I_+ e V_-.

Os valores de I_+ e V_- são fixados como uma solução de compromisso entre a potência máxima e a velocidade de chaveamento; pois, para chaveamento rápido, eles têm que ser o menor possível, de acordo com a Seção 3.3.2.

3.6 - "DRIVER"

A alimentação do diodo por uma corrente positiva, ou uma tensão negativa, caracteriza os dois estados do diodo. I_+ e V_- dependem do diodo e das características do circuito, conforme a Seção 3.5.

Uma vez definidos estes parâmetros, o "driver" pode ser construído de várias formas, a critério do projetista. Porém, prefere-se circuitos que têm um grau maior de integração com o circuito do defasador, com partes em microlinha ou linha de fita como representado na Figura 3.16.

A Figura 3.17 apresenta o "driver" utilizado no defasador mostrado da Figura 3.15, e a Figura 3.18 apresenta algumas opções de "drivers" para os circuitos representados na Figura 3.16.

A entrada do "driver" geralmente é projetada de modo compatível com o sinal TTL.

No caso de se utilizar filtros de pré-modulação, a colocação deles no "driver" exige cuidados especiais.

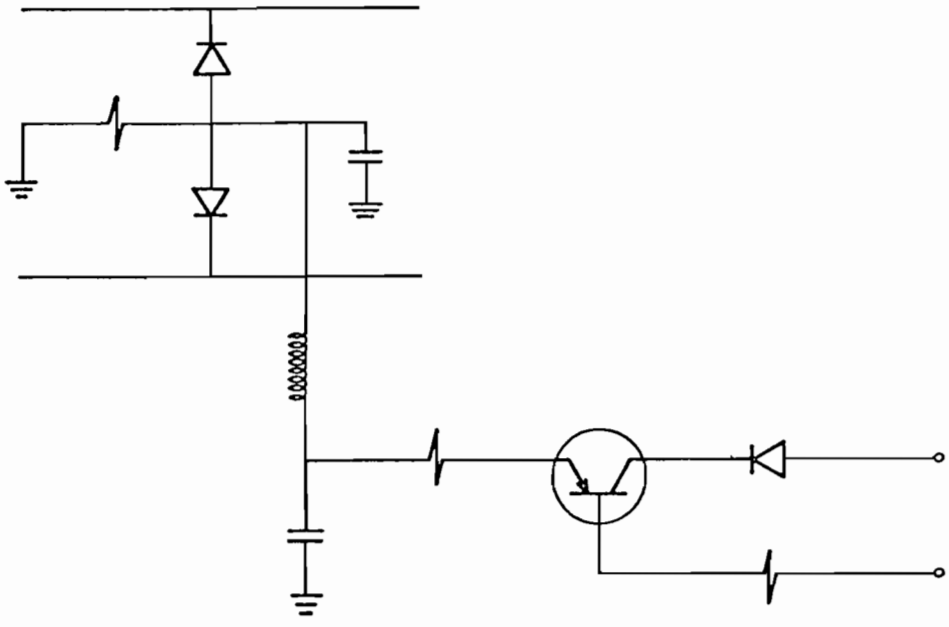

Fig. 3.17 - "Driver" para o defasador em 400 MHz.

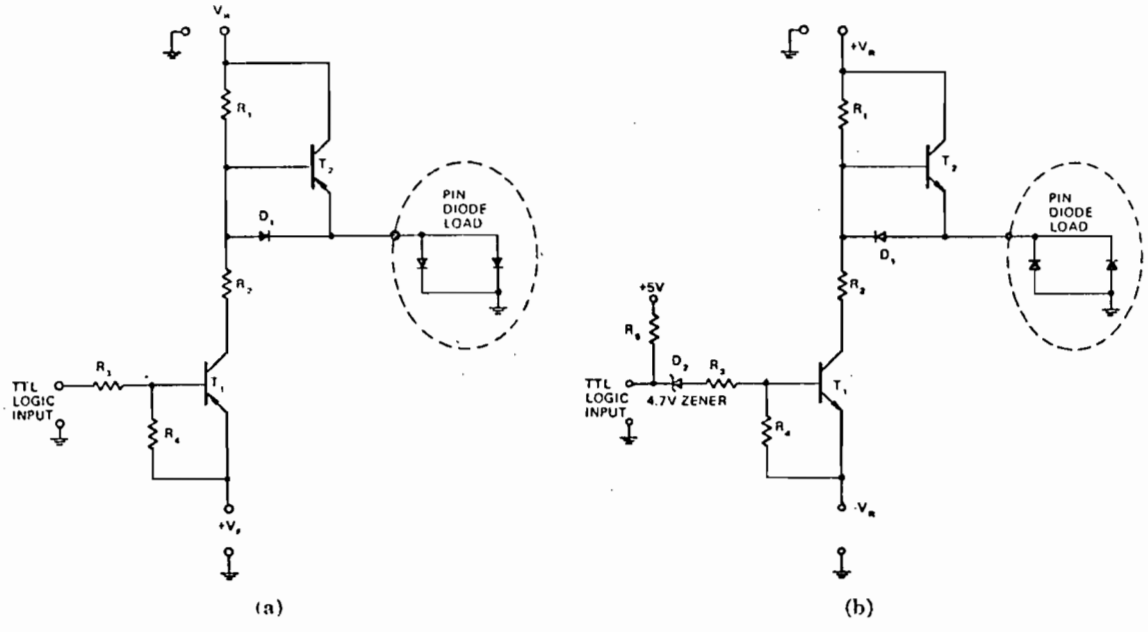

Fig. 3.18 - Circuitos para "driver".
FONTE: White (1974), p. 668.

CAPÍTULO 4

RESULTADOS E CONCLUSÕES

No Capítulo 2 apresentou-se um estudo sobre o sinal PSK e concluiu-se que o sinal digital com pulsos retangulares é o de melhores características espectrais, pois quase não apresenta linhas discretas (Equação 2.4b). Estas linhas não transmitem informação útil, consumindo energia e interferindo na malha de recuperação da portadora. Nas Figuras 2.6 e 2.7, tem-se o espectro dos pulsos trapezoidais e triangulares com as componentes discretas; a Tabela 4.1 ilustra esta perda de potência.

TABELA 4.1

PERDA DE POTÊNCIA DEVIDO ÀS COMPONENTES DISCRETAS

PULSO	G(0)
Retangular	.250
Trapezoidal	
$\tau/T = .9$	.2321
$\tau/T = .8$	.21498
$\tau/T = .7$	.19846
$\tau/T = .6$	.1826
Triangular	.10132

Das Equações 2.4 e 2.6 e da Tabela 2.1, conclui-se também que o sistema polar ($\Delta\phi = 2\,k\pi$) é o que apresenta menor perda, eliminando a componente discreta do espectro.

Sistemas de modulação PSK polar com pulsos retangulares são, portanto, os que apresentam melhor performance em termos de potência e eliminação de componentes discretas. Porém, apresentam maior

banda ocupada, conforme a representação da Figura 2.8, com lobos laterais no espectro mais acentuados. Os pulsos trapezoidais e triangulares não apresentam diminuição sensivel da banda ocupada (Figura 2.8), além de possibilitarem o aparecimento de componentes discretos, não sendo, portanto, a solução mais adequada para o caso de transmissão com limitação de banda. O uso de filtros na recepção e transmissão fornece uma acentuada redução na banda ocupada (Figura 2.9), conseguindo-se uma relação C/I aceitável (Tabela 2.2).

Analisa-se agora em que medida os moduladores de fase construídos com os defasadores estudados no Capítulo 3 reproduzem estas características do sinal PSK teórico.

O modulador BPSK não é nada mais que um defasador, e o QPSK, uma associação destes, conforme a Figura 2.1. Em microondas, prefere-se a configuração em série, por apresentar menor perda.

Os defasadores a diodo PIN por reflexão provocam a defasagem através da variação do coeficiente de reflexão da onda incidente no diodo. Eles são preparados para atuarem de forma discreta, entre saltos de fase, como chave. Para um sinal $e^{j\omega ct}$ na entrada do modulador, $\Gamma(t)$ $e^{j\omega ct}$ será o sinal na saída, onde $\Gamma(t) = |\Gamma|\ e^{j\phi(t)}$, conforme a Figura 4.1.

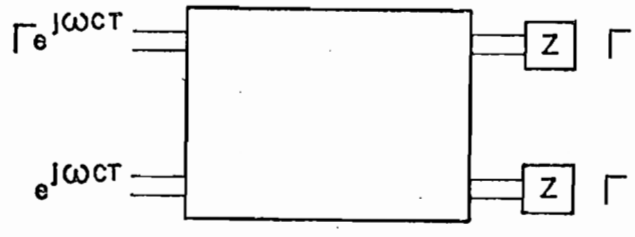

Fig. 4.1 - Variação de fase no defasador.

Para $Z = R + jX$, a impedância normalizada, o coeficiente de reflexão tem a seguinte expressão:

$$\Gamma(t) = \frac{(R - 1) + jX}{R + 1 + jX} \qquad (4.1.a)$$

$$|\Gamma|^2 = \frac{(R - 1)^2 + X^2}{(R + 1)^2 + X^2} \qquad (4.1.b)$$

e

$$\underline{|\Gamma} = \text{artg}\,\frac{X}{R - 1} - \text{artg}\,\frac{X}{R + 1} \qquad (4.1.c)$$

Em um modulador ideal deve-se ter $|\Gamma|$ constante, sendo $\phi(t)$ a variação de fase. Neste defasador, Γ varia conforme a Figura 4.2, tornando-se valores próximos a zero.

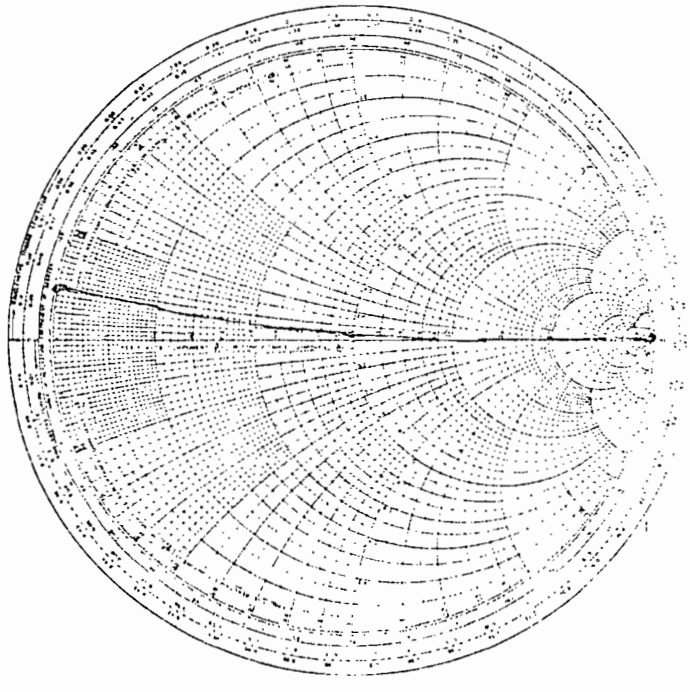

Fig. 4.2 - Variação do coeficiente de reflexão

Mas, para sinais digitais com pulsos retangulares, o sinal gerado é o PSK teórico, desde que a velocidade de chaveamento do diodo elimine os tempos de caída e subida finitos. Eles introduzem uma modulação em amplitude o sinal, embora em alguns casos ($\phi = \pm \pi/2$) a variação em fase continue instantânea, ocorrendo em R = 1. Esta modulação AM é convertida em distorção de fase, quando o sinal passa por um amplificador (Andren, 1978).

Em microondas, os tempos de caída e subida devem ser um tanto menores, pois como λ é pequeno, mais ciclos são envolvidos na transição. Um parâmetro crítico, portanto, será a velocidade de chaveamento dos diodos. Os diodos existentes conseguem satisfazer estes requisitos.

Apresenta-se na Figura 4.3 fotografias do espectro gerado pelo sinal PSK, e na Figura 4.4, as distorções que começam a ocorrer devido à baixa velocidade de chaveamento.

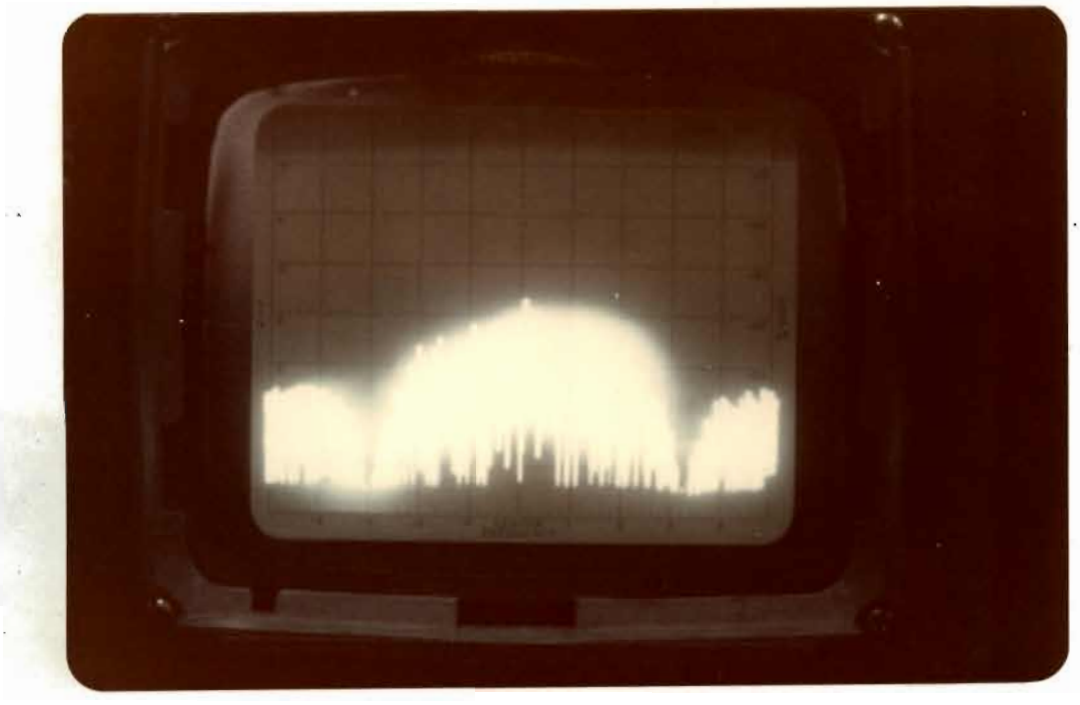

Fig. 4.3 - Sinal PSK em microondas

A maior dificuldade no uso de moduladores de fase em microondas é quanto à limitação da banda. O uso de filtros de pós-modulação só é possível para altas taxas de bits, exigindo ainda cuidados especiais para não produzir distorções em fase.

Filtros de pré-modulação, que filtram o sinal digital, exigem uma variação linear entre tensão e fase, de forma a conservar o espectro.

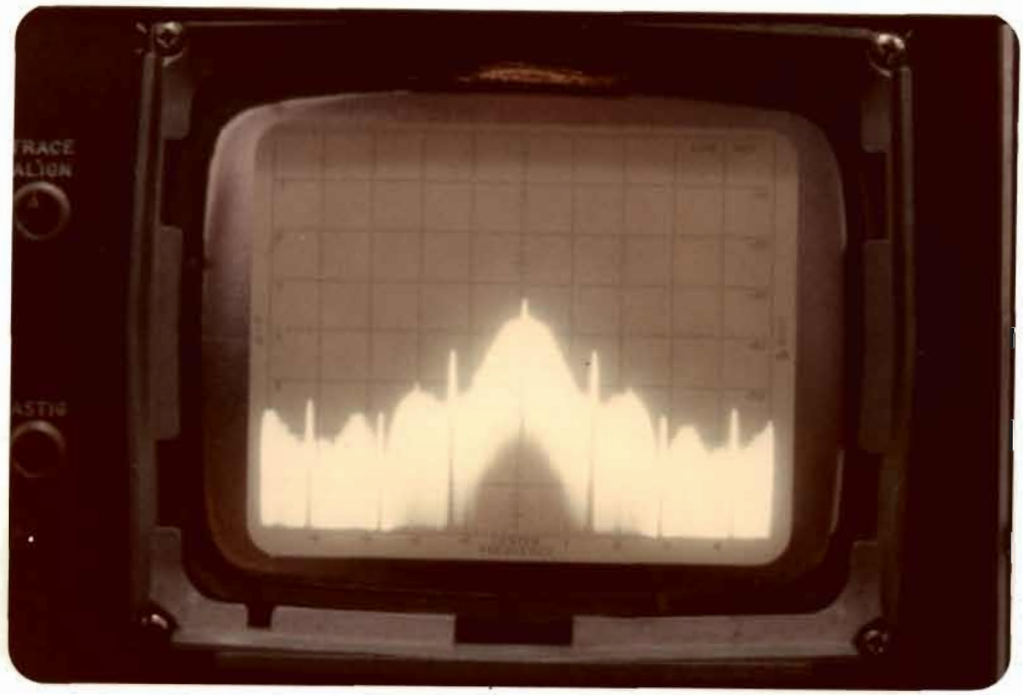

Fig. 4.4 - Distorções no sinal PSK devido ao tempo de caída e subida.

Nestes moduladores, isto não ocorre; no entanto, reduções de banda são conseguidas (Figura 4.5).

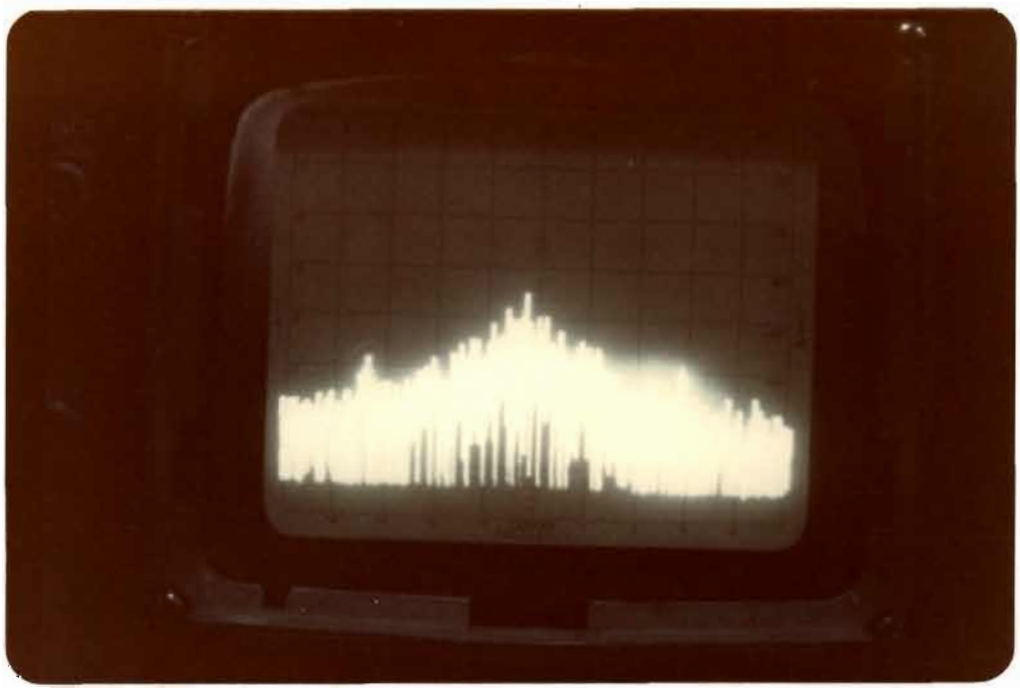

Fig. 4.5 - Sinal com filtro de pré-modulação.

Na Figura 4.6, tem-se uma representação do sinal digital com e sem filtragem.

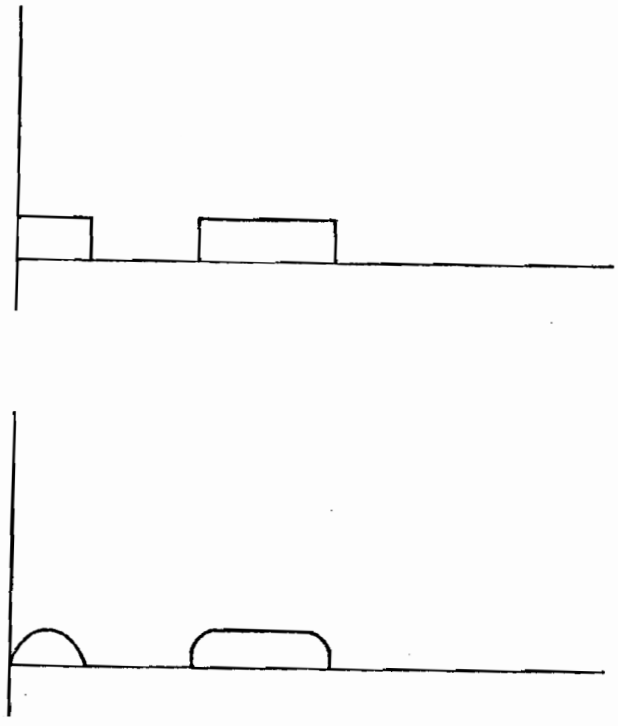

Fig. 4.6 - Sinal digital.

Neste caso, o preço a ser pago pela redução de banda é o aparecimento da modulação AM e de linhas espectrais discretas. O efeito da modulação AM pode ser reduzido, tornando mais suaves as variações em amplitude. Assim, pode-se usar o SQPSK (Stargerred QPSK), que usa apenas variações $\Delta\phi$ de 90°, utilizando-se dois defasadores para obter 180°. Esta variação é representada na Figura 4.7.

Para variações de 90°, a queda máxima de amplitude é 3dB, pois o mínimo de amplitude ocorre para R=1, $|\Gamma| = \Delta\phi/2$. Então, da Equação 4.1c com $|\Gamma| = \frac{\pi}{4}$, tem-se:

$$\frac{\pi}{4} = \frac{\pi}{2} - \operatorname{artg} \frac{X}{2} \qquad (4.2)$$

ou $x = 0$, o que implica $|\Gamma|^2 = 1/2$.

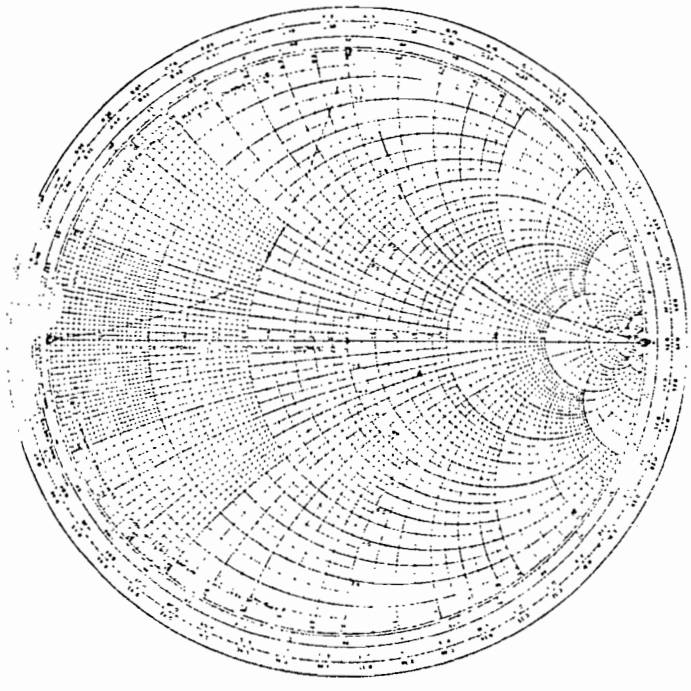

Fig. 4.7 - Variação de Γ para $0 - 90^{o} - 180^{o}$.

Então, pode-se concluir que a melhor opção para moduladores de fase é o sinal digital retangular. Neste caso, com filtro apenas na recepção, a interferência entre canais adjacentes é dada pela Tabela 2.3. Desejando-se limitar a banda, pode-se usar filtros de pós-modulação ou, quando não for possível ($B\omega << 1$), de pré-modulação. No entanto, é alto o preço em potência e no aparecimento de uma modulação AM , que pode ser atenuado, fazendo-se as transições de fase menores.

Na utilização de moduladores de fase em microondas, em um sistema, estas conclusões servem como subsídio para, a partir da performance exigida, determinar sua viabilidade de uso.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

ANDREN, C. PSK Sidebands Reduced by Premodulation Filtering. *Microwave journal*, 21(1):69-73, Jan., 1978.

ATWATER, H.A. Reflection coefficient transformations for phase-shift circuits. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, MTT-28(6):563-568, June 1980.

BRENNER, Von H.; KRAUS, H. Rechnerunterstützte entwicklung eines S-band-phasenschiebers unit PIN-diodem für phasengestenerte antennen. *Frequenz*, 25(5):138-145, 1971.

BURNS, R.W.; HOLDEN, R.L.; TANG R. Low cost design techniques for Semiconductor Phase Shifters. *IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques*, MTT-22(6):675-688, June 1974.

GLANCE, B. A Fast Low-Loss Microstrip p-i-n Phase Shifter. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, MTT-27(1):14-16, Jan.,1979.

_____ Power Spectra of Multilevel Digital Phase-Modulated Signals. *Bell System Technical Journal*, 50(9):2857-2878, Nov. 1971.

GREENSTEIN, L.J. Spectra of PSK Signals with Overlapping Baseband Pulses. *IEEE Transactions on Communications*, COM-25(5):523-530, May 1977.

HEWLETT PACKARD *Applications of PIN Diodes*. Palo Alto, CA, s.d. (Application Note 922).

HINES, M.E. Fundamental Limitations in RF Switching and Phase Shifting using Semiconductor Diodes. *Proceedings of the IEEE*, 52(6):697-708, June 1964.

LANDAU, H.J.; POLLAK, H.O. Prolate Spheroidal Wave Functions Fourier Analysis and Uncertainty-II. In: FRANKS, L.E., ed. *Data Communicatin; Fundamentals of Baseband Transmission*. Strondsburg, PA, Dowden, Hutchinson and Ross, c.1974, cap.5, p.79-98. (Benchmark Papers in Electrical Engineering and Computer Science, 9)

LUNDQUIST, L. Digital PM spectra by transform techniques. *Bell System Technical Journal*, 48(2):397-411, Feb., 1969.

PRABHU, V.K. Spectral Occupancy of Digital Angle-Modulation Signals. *Bell System Technical Journal*, 55(4):429-453, Apr., 1976.

_____; ROWE, H.E. Spectra of Digital Phase Modulation by Matrix Methods. *Bell System Technical Journal*, 53(5):899-935, May/June, 1974.

SLEPIAN, D.; POLLAK, H.O. Prolate Spheroidal Wave Functions, Fourier Analysis and Uncertainty-I. In: FRANKS, L.E.; ed. *Data Communication;* Fundamentals of Baseband Transmission. Strondsburg, PA, Dowden, Hutchinson and Ross c. 1974. cap.4, p.57-78. (Benchmark Papers in Electrical Engineering and Computer Science, 9).

SPILKER JUNIOR, J.J. *Digital Communications by Satellite*. Englewood Chiffs, NJ, Prentice-Hall, c. 1977. 672 p.

WHITE, J.F. High Power, p-i-n Diode Controlled, Microwave Transmission Phase Shifters. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, MTT-13(2):233-242, Mar., 1965.

_____. Phase Shifters for Array Antennas. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, MTT-22(6):658-674, June, 1974.

APÊNDICE A

ANÁLISE ESPECTRAL

A.1 - CÁLCULO DO ESPECTRO SEGUNDO GLANCE

Calcula-se o espectro a partir das Expressões 2.3.

A.1.1 - PULSO RETANGULAR

Para $G_r(t) = \alpha_r$, onde α_r são os desvios de fase para os diferentes níveis, tem-se:

$$F_r(f) = \frac{1}{2} \int_0^T \exp\left[j(\omega_0-\omega)\, t + \alpha_r\right] dt = \frac{T}{2}\, e^{j\alpha_r}\, e^{j(\omega_0-\omega)\frac{T}{2}}\, \frac{\operatorname{sen}(\omega_0-\omega)\frac{T}{2}}{(\omega_0-\omega)\frac{T}{2}} \qquad (A.1)$$

e

$$G_c(f) = \frac{T}{4} \left[\frac{\operatorname{sen}(\omega_0-\omega)\frac{T}{2}}{(\omega_0-\omega)\frac{T}{2}} \right]^2 \left\{ 1 - \frac{1}{n^2} \left| \sum_{r=1}^{n} e^{j\alpha_r} \right|^2 \right\} \qquad (A.2a)$$

$$G_d(f) = \frac{1}{4} \left[\frac{\operatorname{sen}(\omega_0-\omega)\frac{T}{2}}{(\omega_0-\omega)\frac{T}{2}} \right]^2 \sum_{m=-\infty}^{\infty} \frac{1}{n^2} \left| \sum_{r=1}^{n} e^{j\alpha_r} \right|^2 \delta\left(f_0 - f + \frac{m}{T}\right) =$$

$$= \frac{1}{4}\, \frac{1}{n^2} \left| \sum_{r=1}^{n} e^{j\alpha_r} \right|^2 \delta(f_c - f) \qquad (A.2b)$$

para níveis equidistantes, ou seja:

$$\alpha_r = \alpha_0 + \frac{r-1}{n}\, \alpha \qquad r = 1, \ldots, n \qquad (A.3)$$

$$\left| \sum_{r=1}^{n} e^{j\alpha r} \right|^2 = \left| \sum_{r=1}^{n} e^{j\frac{(r-1)^2}{n}} \right|^2 = \left| \frac{1-e^{j\alpha}}{1-e^{j\frac{\alpha}{n}}} \right|^2 = \left[\frac{\text{sen}^{\alpha}/2}{\text{sen}^{\alpha}/2n} \right]^2 \qquad (A.4)$$

logo:

$$G_c(f) = \frac{T}{4} \left[\frac{\text{sen}(\omega_0-\omega)\frac{T}{2}}{(\omega_0-\omega)\frac{T}{2}} \right]^2 \left\{ 1 - \frac{1}{n^2} \left[\frac{\text{sen}\ \frac{\alpha}{2}}{\text{sen}\ \frac{\alpha}{2}} \right]^2 \right\} \qquad (A.5a)$$

$$G_d(f) = \frac{1}{4n^2} \left[\frac{\text{sen}\ \frac{\alpha}{2}}{\text{sen}\ \frac{\alpha}{2n}} \right]^2 \delta\ (f_0 - f) \qquad (A.5b)$$

A.1.2 - PULSO TRAPEZOIDAL

Para o pulso representado na Figura 2.5, tem-se:

$$G_r(t) = \begin{cases} \frac{\alpha_r\ t}{s} & 0 < t < s \\ \alpha_r & s < t < T - s \\ \alpha_r\ (\frac{T-t}{s}) & T - s < t < T \end{cases} , \qquad (A.6)$$

logo:

$$F_r(f) = \frac{1}{2} \left\{ \int_0^s e^{j\left[(\omega_0-\omega) + \frac{\alpha r}{s}\right] t}\ dt + e^{j\alpha r} \int_s^{T-s} e^{j(\omega_0-\omega)t}\ dt + \right.$$

$$\left. + e^{j\alpha r\frac{T}{s}} \int_{T-s}^{T} e^{j\left[(\omega_0-\omega) - \frac{\alpha r}{s}\right] t}\ dt \right. \qquad (A.7)$$

Para $\alpha_r = \pm \frac{\pi}{2}$ e $\theta_0 = \omega_0 - \omega$, tem-se:

$$F(f) = \frac{e^{j\theta_0 \frac{T}{2}}}{\left[\theta_0^2 - (\frac{\pi}{2s})^2\right]} \left\{ \theta_0 \operatorname{sen} \theta_0 \frac{T}{2} - \frac{\pi}{2s} \cos \frac{\theta_0 \tau}{2} - j\left[(\frac{\pi}{2s})^2 \frac{1}{\theta_0} \operatorname{sen} \frac{\theta_0 \tau}{2} + \frac{\pi}{2s} \cos \frac{\theta_0 T}{2} \right] \right\} \tag{A.8}$$

e $F_2(f)$ é o conjugado de $F_1(f)$.

Esta equação substituída na Expressão 2.3a e b, resulta em:

$$G_c(f) = \frac{\frac{1}{4T}\left[2(\frac{\pi}{2s})^2 \operatorname{sen} \frac{\theta_0 \tau}{2} + \frac{\pi}{s} \cos \frac{\theta_0 T}{2} \right]^2}{\left[\theta_o^2 - (\frac{\pi}{2s})^2\right]^2} \tag{A.9a}$$

$$G_c(f) = \frac{T}{4} (\frac{\pi}{4})^2 \left\{ \frac{\frac{\pi}{4} \frac{\tau}{T} \frac{\operatorname{sen}(\omega_0-\omega)\frac{\tau}{2}}{(\omega_0-\omega)\frac{\tau}{2}} + \frac{s}{T} \cos (\omega_0-\omega)\frac{T}{2}}{\left[(\omega_0-\omega)\frac{s}{2} \right]^2 - (\frac{\pi}{4})^2} \right\}^2 \tag{A.9b}$$

e

$$G_d(f) = \frac{1}{4} (\frac{\pi}{4})^2 (\frac{s}{T})^2 \sum_{m=-\infty}^{\infty} \frac{\cos^2(2\pi m \frac{s}{T})}{\left[(\pi m \frac{s}{T})^2 - (\frac{\pi}{4})^2\right]^2} \delta(f_c - f + \frac{m}{T}) \tag{A.10}$$

A expressão A.9 corrige o resultado anterior publicado por Glance (1971).

A.1.3 - PULSO TRAPEZOIDAL

Para $\tau = 0$ e $s = \frac{T}{2}$ tem-se, a partir das Expressões A.9 e A.10, a expressão para o pulso trapezoidal:

$$G_c(f) = \frac{T}{4} \left(\frac{\pi}{4}\right)^2 \frac{\left[\frac{1}{2} \cos(\omega_0-\omega)\frac{T}{2}\right]}{\left[(\omega_0-\omega)\frac{T}{4}\right]^2 - \left(\frac{\pi}{4}\right)^2} \qquad \text{(A.11a)}$$

$$G_d(f) = \frac{1}{16} \sum_{m=-\infty}^{\infty} \frac{1}{(4m^2-1)} \delta\left(f_c - f + \frac{m}{T}\right) \qquad \text{(A.11b)}$$

A.2 - EQUIVALÊNCIA DAS EXPRESSÕES DE PRABHU E GLANCE

Mostrar-se-á a equivalência das Expressões 2.10 e 2.3.

Fazendo-se um deslocamento $\omega_0-\omega=\omega$, $F_r=\frac{1}{2}R_i$ e as partes discretas, G_d, são iguais. As expressões 2.10b e c devem ser multiplicadas pelo fator 1/4 da Equação 2.10a, para se ter a equivalência. As partes contínuas têm sua equivalência mostrada por indução finita:

a) Verifica-se a equivalência para n=2.

Na Equação 2.3, para n=2, tem-se:

$$G_c(f) = \frac{1}{2T}\left\{|F_1|^2+|F_2|^2-\frac{1}{2}|F_1+F_2|^2\right\} = \frac{1}{2T}\left\{|F_1|^2+|F_2|^2-\frac{1}{2}\left[|F_1|^2+|F_2|^2+2|F_1||F_2|\right]\right\} =$$

$$= \frac{1}{4T}\left\{|F_1|^2+|F_2|^2-2|F_1||F_2|\right\} = \frac{1}{4T}|F_1-F_2|^2 = \frac{1}{4}\left[\frac{1}{4T}|R_1-R_2|^2\right] , \qquad \text{(A.12)}$$

que equivale à Equação 2.10.

b) Supõe-se que a equivalência é verdadeira para n.

Logo:

$$\sum_{r=1}^{n} |F_r|^2 - \frac{1}{n} \left| \sum_{r=1}^{n} F_r \right|^2 = \frac{1}{2n} \sum_{i=1}^{n} \sum_{j=1}^{n} |F_i - F_j|^2 \qquad \text{(A.13a)}$$

ou

$$n \sum_{r=1}^{n} |F_r|^2 - \left| \sum_{r=1}^{n} F_r \right|^2 = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^{n} \sum_{j=1}^{n} |F_i - F_j|^2 \qquad \text{(A.13b)}$$

c) Verifica-se a equivalência para n+1, a partir de b, assim:

$$(n+1) \sum_{r=1}^{n+1} |F_r|^2 - \left| \sum_{r=1}^{n+1} F_r \right|^2 = (n+1) \sum_{r=1}^{n} |F_r|^2 + (n+1) |F_{n+1}|^2 -$$

$$- \left| \sum_{r=1}^{n} F_r + F_{n+1} \right|^2 =$$

$$= n \sum_{r=1}^{n} |F_r|^2 + \sum_{r=1}^{n} |F_r|^2 + (n+1)|F_{n+1}|^2 - \left| \sum_{r=1}^{n} F_r \right|^2 -$$

$$- 2 \sum_{r=1}^{n} F_r F_{n+1} - |F_{n+1}|^2 =$$

$$= \frac{1}{2} \sum_{i=1}^{n} \sum_{j=1}^{n} |F_i - F_j|^2 + \sum_{r=1}^{n} |F_r|^2 -$$

$$- 2 \sum_{r=1}^{n} F_r F_{n+1} + n |F_{n+1}|^2 =$$

$$= \frac{1}{2} \sum_{i=1}^{n} \sum_{j=1}^{n} |F_i - F_j|^2 + \sum_{r=1}^{n} |F_r - F_{n+1}|^2 =$$

$$= \frac{1}{2} \sum_{i=1}^{n+1} \sum_{j=1}^{n+1} |F_i - F_j|^2 \qquad \text{(A.14)}$$

$$= \frac{1}{4} \left[\frac{1}{2} \sum_{i=1}^{n+1} \sum_{j=1}^{n+1} |R_i - R_j|^2 \right] \qquad \text{c.q.d.}$$

APÊNDICE B

HÍBRIDA

B.1 - PROPRIEDADES DA HÍBRIDA

Qualquer tipo de circuito recíproco, passivo, que apresente as seguintes propriedades:

- fornecer 3 dB de potência do sinal de entrada nos dois braços de saída;

- ter estes sinais de saída uma diferença de fase de 90°;

Tem também o seguinte comportamento:

a) a porta 4 está desacoplada do sinal na porta 1

b) nas portas 2 e 3 ao entrar com sinais de igual potência, defasador de 90°, a porta 1 será desacoplada e o sinal na porta 4 terá potência igual à soma dos dois sinais.

Demonstração.

A híbrida mostrada na Figura B.1 é representada por:

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ b_3 \\ b_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{21} & S_{31} & S_{41} \\ S_{12} & S_{22} & S_{32} & S_{42} \\ S_{13} & S_{23} & S_{33} & S_{43} \\ S_{14} & S_{24} & S_{34} & S_{44} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ a_3 \\ a_4 \end{bmatrix}$$

Tratando-se de um octopolo casado, $S_{11} = S_{22} = S_{33} = S_{44} = 0$ e S é ortogonal simétrico, uma vez que a híbrida é recíproca e sem perdas ($S = S'$ e $S^2 = 1$).

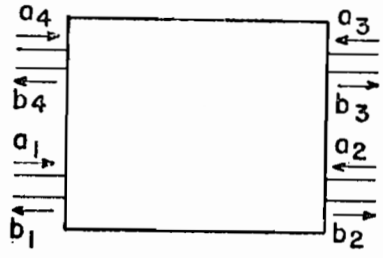

Fig. B.1 - A híbrida.

Para se demonstrar o item a, considerar-se-á um sinal a_1 na porta 1, assim tem-se:

$$b_2 = S_{12}\, a_1 \tag{B.1a}$$

$$b_3 = S_{13}\, a_1 \tag{B.1b}$$

$$b_4 = S_{14}\, a_1 \tag{B.1c}$$

$$|b_2|^2 + |b_3|^2 + |b_4|^2 = \left\{ |S_{12}|^2 + |S_{13}|^2 + |S_{14}|^2 \right\} |a_1|^2 = |a_1|^2 \quad , \tag{B.2}$$

pois S é ortogonal.

Mas como a potência na porta 2 é igual a potência na porta 3 e igual à metade da potência na porta 1, tem-se:

$$|b_2|^2 = |b_3|^2 = 1\ |a_1|^2 \tag{B.3a}$$

ou:

$$|b_2|^2 + |b_3|^2 = |a_1|^2 \tag{B.3b}$$

ou:

de (B_2) $\quad |b_4|^2 = 0$; $\quad$ logo, $\quad S_{14} = 0$ $\quad$ de $\quad$ (B.1c).

A porta 4 está desacoplada do sinal na porta 1 e como $b_3 = b_2 \ e^{j90^o}$, a partir das Expressões B.1a e B.1b, tem-se:

$$S_{13} = S_{12} \ e^{j90^o} \tag{B.4}$$

Para se demonstrar o item b, considerar-se-á os sinais a_3 e a_2 com $a_3 = a_2 \ e^{j90^o}$, assim:

$$b_1 = S_{21} \ a_2 + S_{31} \ a_3 \tag{B.5}$$

Como $S_{31} = S_{13} = S_{12} \ e^{j90^o}$, da Expressão B.4, então $b_1 = S_{21} \ a_2 + S_{21} \ a_2 \ e^{j180^o} = 0$, e a porta 1 será desacoplada.

O sinal na porta 4 será:

$$b_4 = S_{24} \ a_2 + S_{34} \ a_3 \ , \quad \text{com} \quad S_{24} = S_{34} \ e^{j90^o} \quad \text{e} \quad |S_{34}|^2 = \frac{1}{2}$$

Logo:

$$|b_4|^2 = |2 \ S_{34}|^2 \ |a_2|^2 \tag{B.6a}$$

ou:

$$|b_4|^2 = 2 \ |a_2|^2 \qquad \text{c.q.d.}$$

APÊNDICE C

PROJETO DE CIRCUITO DEFASADOR DE MODO DISPERSIVO

A Figura C.1 apresenta o circuito do defasador de modo dispersivo.

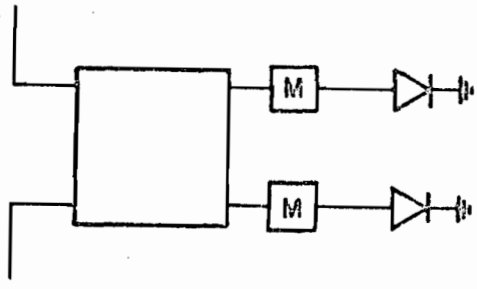

Fig. C.1 - Defasador de modo dispersivo.

Neste circuito, a defasagem é produzida pela variação do coeficiente de reflexão da terminação. O circuito de casamento M ajusta a variação de impedância do diodo ao valor desejado, sendo necessário mesmo no caso de 0^{o} a 180^{o}, devido à resistência residual do diodo. Para Z_1 e Z_2, impedância do diodo nos dois estados, deve-se ter:

$$\Gamma_1(Z_1) = e^{j\phi}\,\Gamma_2(Z_2) \quad , \tag{C.1a}$$

onde ϕ é a defasagem desejada, e Γ, o coeficiente de reflexão no diodo. Existe uma impedância Z_m que satisfaz esta equação, ou seja:

$$\frac{Z_1 - Zm}{Z_1 + Zm} = e^{j\phi}\,\frac{Z_2 - Zm}{Z_2 + Zm} \tag{C.1b}$$

Este valor foi calculado por Atwater (1980) e é dado por:

$$R_m = -\frac{Q}{2}\left|\,1 \pm \sqrt{1 + \frac{4P}{Q}}\right. \tag{C.2a}$$

$$X_m = U R_m + V \quad , \tag{C.2b}$$

onde:

$$P = \frac{(E + MV - V^2)}{(1 + U^2)} \tag{C.2c}$$

$$Q = \frac{(KN - UM + 2UV)}{1 + U^2} \tag{C.2d}$$

$$U = K\left(\frac{R_1 - R_2}{R_1 + R_2}\right) \tag{C.2e}$$

$$V = \frac{(R_1 X_2 + X_1 R_2)}{(R_1 + R_2)} \tag{C.2f}$$

$$E = R_1 R_2 - X_1 X_2 \tag{C.2g}$$

$$M = (X_1 + X_2) \tag{C.2h}$$

$$N = (X_1 - X_2) \tag{C.2i}$$

$$K = \cot \frac{\phi}{2} \tag{C.2j}$$

Utiliza-se o valor de $Z_m = R_m + jX_m$ para projetar o circuito de casamento. A Figura C.2 apresenta três possibilidades para este circuito.

Onde, para $g_m + jbm = \frac{Z_0}{Z_m}$, tem-se na Figura C.2(a):

$$\theta_1 = \mp \tan^{-1} \sqrt{\frac{1-g_m}{g_m}} \tag{C.3a}$$

$$\theta_2 = \tan^{-1} \left[- bm \mp \sqrt{g_m (1-g_m)} \right] \tag{C.3b}$$

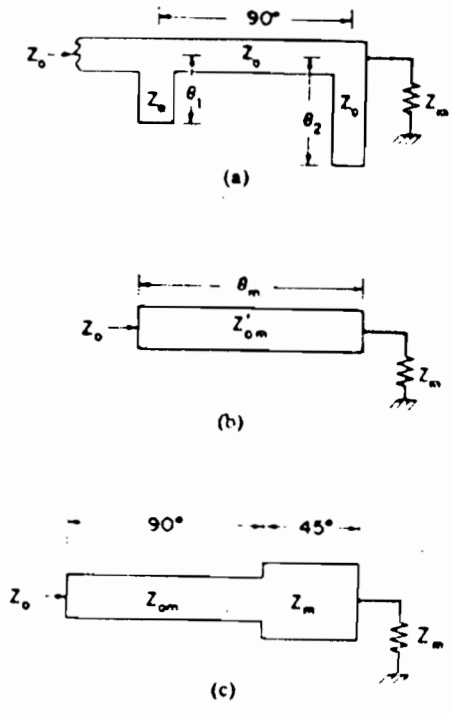

Fig. C.2 - Circuitos de casamento.
FONTE: Atwater (1980), p. 565.

Para o circuito representado na Figura C.2(b), tem-se:

$$Z'_{0m} = \sqrt{\frac{Z_0 \left(R_m Z_0 - R_m^2 - X_m^2 \right)}{\left(Z_0 - R_m \right)}} \qquad \text{(C.4a)}$$

$$\Theta_m = \tan^{-1} \sqrt{\frac{\left(Z_0 - R_m \right)}{Z_0 \, X_m^2} \left(R_m Z_0 - R_m^2 - X_m^2 \right)} \quad , \qquad \text{(C.4b)}$$

e para o circuito representado na Figura C.2(c), tem-se:

$$Z_{0m} = \sqrt{\frac{Z_0 R_m Z_m}{\left(Z_m - X_m \right)}} \qquad \text{(C.5)}$$