

UNIVERSIDADE ESTADUAL DE CAMPINAS  
FACULDADE DE ENGENHARIA DE CAMPINAS

PROGRAMAS COMPUTACIONAIS PARA PROJETER DISPOSITIVOS DE MICROONDAS

*Humberto César Chaves Fernandes*

Tese apresentada à Faculdade de Engenharia de Campinas - UNICAMP como parte dos requisitos necessários para obtenção do título de MESTRE EM CIÊNCIAS.

- CAMPINAS 1980 -

UNICAMP  
BIBLIOTECA CENTRAL

*Aos meus pais e irmãos pelos incentivos, apoio e dedicação prestados ao longo da minha formação a acadêmica.*

*A Maria Cristina pela dedicação, segurança e colaboração sempre presentes em todo período deste trabalho.*

## AGRADECIMENTOS

Ao Prof. Dr. Attilio José Giarola, pelo incansável esforço e colaboração na orientação deste trabalho;

Ao Prof. Dr. David Anthony Rogers, pelo grande empenho com que se dedicou na coorientação do presente trabalho;

Aos colegas Adaildo Gomes D'Assunção, Daniel Camilo e Sidney Sérgio Saviani pelas sugestões e colaborações prestadas;

As Srtas. Edna Servidone, Edna Pfeifer, Maria Auxiliadora Mazzotini e Maria Alaíde Gomes Cabral pelo interesse na realização de serviços prestados;

E a todos que direta ou indiretamente contribuíram para o bom desenvolvimento desta tese.

Comissão Julgadora

---

---

---

## PROGRAMAS COMPUTACIONAIS PARA PROJETER DISPOSITIVOS DE MICROONDAS

### SUMÁRIO

O principal objetivo desta tese consiste na elaboração de Programas Computacionais, forte auxiliar no projeto de dispositivos e/ou circuitos na área de microondas. Estes programas oferecerão meios práticos e rápidos para se obterem dados de projeto, resultantes de características desejadas de dispositivos a serem construídos.

Os programas elaborados deverão auxiliar o projeto e análise dos seguintes dispositivos de microondas:

1. Filtros Passa-Baixa;
2. Filtros Passa-Alta;
3. Filtros Passa-Banda;
4. Filtros Rejeita-Banda;
5. Transformadores de Impedâncias de um Quarto de Comprimento de Onda;
6. Filtros Homogêneos de Meio Comprimento de Onda;
7. Acopladores Simétricos Direcionais em Linhas de Transmissão Acopladas;
8. Acopladores Simétricos Direcionais em Quadratura;
9. Acopladores em Anel;
10. Divisores-Somadores de Potências.

Os Programas Computacionais são baseados na teoria existente na literatura mais a complementação teórica desenvolvida neste trabalho.

Comprovações dos programas são feitas comparando-se resultados intermediários disponíveis nos mesmos com tabelas já publicadas, e comparando-se resultados finais obtidos com problemas ou exemplos raramente existentes na literatura.

## COMPUTER PROGRAMS FOR MICROWAVE DEVICE DESIGN

### ABSTRACT

The object of this thesis was to prepare a series of computer programs to aid in the design of microwave devices and circuits. Such programs were to give rapid and practical help in obtaining design parameters based on the performance required of the devices to be constructed.

The programs developed serve for design and analysis of the following microwave devices:

1. Low-Pass Filters;
2. High-Pass Filters;
3. Band-Pass Filters;
4. Band-Reject Filters;
5. Quarter-Wavelength Impedance Transformers;
6. Half-Wavelength Homogeneous Filters;
7. Symmetrical Directional Couplers Using Coupled Transmission Lines;
8.  $90^\circ$  Symmetrical Directional Couplers;
9. Ring Hybrid Couplers;
10. Power Dividers and Adders.

The computer programs are based on established classical theories, but include some new developments presented here for the first time.

Tests of the programs were made by comparing intermediate results with those available in tables in the literature. Though it is difficult to find complete designs in the literature, the programs were tested by developing complete designs and comparing these with those available in the literature.

## Í N D I C E

	<u>PÁGINA</u>
CAPÍTULO 1 - INTRODUÇÃO .....	1
CAPÍTULO 2 - PROGRAMAS COMPUTACIONAIS PARA PROJETAR FILTROS COM ELEMENTOS CONCENTRADOS EM MICROONDAS.....	3
2.1. Introdução .....	3
2.2. Determinação dos Parâmetros dos Filtros Protótipos Passa-Baixa	5
2.2.1. Determinação do Número de Parâmetros dos Filtros Protótipos Passa-Baixa.....	9
2.2.2. Filtros Protótipos Passa-Baixa com Resistores Num ou nos Dois Terminais .....	13
2.3. Programa Computacional para Projetar Filtros Passa-Baixa com Elementos Concentrados em Microondas. Sua Utilização e Comprovação.....	17
2.4. Programa Computacional para Projetar Filtros Passa-Alta com Elementos Concentrados em Microondas, com Utilização e Comprovação.....	26
2.5. Programa Computacional para Projetar Filtros Passa-Banda com Elementos Concentrados em Microondas. Utilização e Comprovação .....	34
2.6. Programa Computacional para Projetar Filtros Rejeita-Banda com Elementos Concentrados em Microondas. Utilização e Comprovação .....	44
2.7. Conclusões .....	49
CAPÍTULO 3 - PROGRAMAS COMPUTACIONAIS PARA PROJETAR TRANSFORMADORES DE IMPEDÂNCIAS DE UM QUARTO DE COMPRIMENTO DE ONDA E FILTROS HOMOGÊNEOS DE MEIO COMPRIMENTO DE ONDA .....	53
3.1. Introdução .....	53
3.2. Determinação do Número de Seções do Transformador Homogêneo de Impedâncias de um Quarto de Comprimento de Onda .....	56
3.3. Determinação das Impedâncias dos Transformadores Homogêneos de Impedâncias de um Quarto de Comprimento de Onda com Duas, Três	

e quatro seções .....	66
3.4. Utilização e Comprovação do Programa Computacional para Proje- tar Transformadores Homogêneos de Impedâncias de um Quarto de Comprimento de Onda .....	71
3.5. O Desempenho do Filtro Homogêneo de Meio Comprimento de Onda	78
3.6. Utilização do Programa Computacional para Projetar Filtros Ho- mogêneos de Meio Comprimento de Onda .....	85
CAPÍTULO 4 - PROGRAMA COMPUTACIONAL PARA PROJETAR ACOPLADOR SIMÉTRICO DIRECIONAL EM LINHAS DE TRANSMISSÃO ACOPLADAS .....	
4.1. Introdução .....	92
4.2. A Função de Perda por Inserção e os Polinômios de Igual Ondula- ção e Plano Maximizado .....	95
4.2.1. Polinômios de Igual Ondulação .....	95
4.2.2. Polinômios Plano Maximizado .....	101
4.3. Procedimento Utilizado na Determinação das Impedâncias do Aco- plador Simétrico Direcional .....	101
4.4. Razão de Faixa de Passagem, Faixa de Passagem Fracional, Coefi- ciente de Reflexão e Coeficiente de Onda Estacionária .....	108
4.5. Utilização e Comprovação do Programa Computacional para Proje- tar Acopladores Simétricos em Linhas de Transmissão Acopladas	109
CAPÍTULO 5 - PROGRAMA COMPUTACIONAL PARA PROJETAR ACOPLADORES HÍBRIDOS EM QUADRATURA E ACOPLADOR HÍBRIDO EM ANEL .....	
5.1. Introdução .....	124
5.2. Os Acopladores em Quadratura com Dois e Três Ramos Paralelos	127
5.2.1. Matriz ABCD do Modo Par para a Fig. 5.3.a .....	128
5.2.2. Matriz ABCD do Modo Ímpar para a Fig. 5.3.b .....	131
5.3. O Acoplador Híbrido em Anel (Rat-Race) .....	137
5.4. Utilização e Comprovação do Programa Computacional para Proje- tar Acopladores em Quadratura e em Anel .....	139
CAPÍTULO 6 - PROGRAMA COMPUTACIONAL PARA PROJETAR DIVISOR-SOMADOR DE POTÊNCIAS .....	
6.1. Introdução .....	146



6.2. O Divisor-Somador de Potências com Duas Seções e Três Termi nais .....	150
6.3. O Divisor-Somador de Potências com uma Seção e m Portas de Saída .....	158
6.4. Utilização e Comprovação do Programa Computacional para Pro jetar Divisor-Somador de Potências.....	164
CAPÍTULO 7 - PROGRAMA COMPUTACIONAL GERAL PARA PROJETAR E ANALISAR DIS POSITIVOS DE MICROONDAS .....	173
CAPÍTULO 8 - CONCLUSÕES .....	176
APÊNDICE A .....	179

ÍNDICE DE REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

Cap. 2 - .....	51
.....	52
Cap. 3 - .....	90
.....	91
Cap. 4 - .....	122
.....	123
Cap. 5 - .....	145
Cap. 6 - .....	171
.....	172
Cap. 8 - .....	178

## ÍNDICE DE FIGURAS

	<u>PÁGINA</u>
Fig.2.1. - Parâmetros dos Filtros Protótipos Passa-Baixa .....	7
Fig.2.2. - Curva Característica Tchebyscheff dos Filtros Protótipos Passa-Baixa .....	10
Fig.2.3. - Curva Característica Plano Plano Maximizado dos Filtros Protótipos Passa-Baixa .....	11
Fig.2.4. - Elementos dos Filtros Passa-Baixa .....	18
Fig.2.5 - Curva Característica do Filtro Tchebyscheff Passa-Baixa	20
Fig.2.6. - Curva Característica do Filtro Plano Maximizado Passa-Baixa .....	20
Fig.2.7. - Circuitos do Filtro Passa-Alta .....	27
Fig.2.8. - Curvas de atenuação Versus Frequência (a) Tchebyscheff e (b) Plano Maximizado para o Filtro Passa-Alta.....	29
Fig.2.9. - Circuitos do Filtro Passa-Banda.....	35
Fig.2.10. - Curvas de Atenuação Versus Frequência (a) Tchebyscheff e (b) Plano Maximizado para o Filtro Passa-Banda.....	36
Fig.2.11. - Circuitos de Filtro Rejeita-Banda.....	45
Fig.2.12. - Curvas de Atenuação Versus Frequência para o Filtro Rejeita-Banda com Características (a) Tchebyscheff (b) Plano Maximizado.....	46
Fig.3.1. - Representação em Microfita ou Linha de Fita (vista superior) de um Transformador Homogêneo de Impedâncias de um Quarto de Comprimento de Onda .....	58
Fig.3.2. - Curvas de Coeficiente de Onda Estacionária, COE, Versus Frequência Normalizada, $f_N$ , para um Transformador de Impedâncias de um Quarto de Comprimento de Onda com Características, (a) Tchebyscheff, (b) Plano Maximizado .....	62
Fig.3.3. - Curvas Características de Atenuação $A_t$ , Versus Frequência Normalizada, $f_N$ , para um Transformador de um Quarto de Comprimento de Onda, (a) Tchebyscheff, (b) Plano Maxi-	

	mizado .....	64
Fig.3.4.	- Representação em Microfita ou Linha de Fita (Vista Superior) de um Filtro Homogêneo de Meio Comprimento de Onda com n seções.....	79
Fig.4.1.	- Vista superior (em Microfita ou Linha de Fita) do Acoplador Simétrico Direcional em Linhas de Transmissão Acopladas, com n seções.....	93
Fig.4.2.	- Polinômio de Igual Ondulação de Sete Seções Aproximando-se do Valor 1, no Intervalo $0 < x \leq 1$ .....	97
Fig.4.3.	- Curva de Acoplamento Versus Frequência para um Acoplador com Características de Igual Ondulação com Sete Seções..	98
Fig.5.1.	- Acopladores Híbridos em Quadratura (a) de Dois Ramos Paralelos (Híbrido de $90^0$ ) e (b) de Três Ramos em Paralelos .....	125
Fig.5.2.	- Acoplador Híbrido em Anel, (Rat-Race).....	126
Fig.5.3.	- Circuitos Equivalentes dos Modos (a) Par e (b) Ímpar do Acoplador da Fig.5.1.b.....	128
Fig.5.4.	- Circuito do Toco em Aberto .....	129
Fig.5.5.	- Circuito do Toco em Curto.....	131
Fig.5.6.	- Circuitos Equivalentes dos Modos (a) e (b) Ímpar do Acoplador em Anel da Fig.5.2.....	137
Fig.6.1.	- Circuito Geral do Divisor-Somador de Potências de 3 Terminais com n seções.....	147
Fig.6.2.	- Circuito Geral do Divisor-Somador de Potências de m+1 Terminais com 1 Seção .....	147
Fig.6.3.	- (a) Circuito do Modo Par para o Divisor-Somador de Potências com Duas Seções e, (b) o seu Circuito Revertido Equivalente Normalizado .....	150
Fig.6.4.	- Representação do Circuito de Quatro Portas Equivalentes ao Circuito da Fig.6.2.....	159
Fig.6.5.	- Circuitos de Modos (a) Par e (b) Ímpar, para se Determinar a Isolação entre Duas Portas de Saída do Divisor-Somador de Potências na Fig.6.2.....	159

Fig.6.6. - Circuitos de Modos (a) Par e (b) Ímpar, para se Determinar o Coeficiente de Onda Estacionária em qualquer das Portas de Saída na Fig.6.2.....	162
--	-----

ÍNDICE DE TABELAS

Tab.1. - Impedâncias Normalizadas do Acoplador Simétrico de Igual Ondulação com 15 dB de Acoplamento Médio.....	114
Tab.2. - Impedâncias Normalizadas do Acoplador Simétrico Plano Maximizado com 15 dB de Acoplamento Médio .....	115
Tab.3. - Impedâncias Normalizadas do Acoplador Simétrico de Igual Ondulação com 15 dB de Acoplamento Médio .....	116
Tab.4. - Impedâncias Normalizadas do Acoplador Simétrico Plano Maximizado com 15 dB de Acoplamento Médio .....	117
Tab.5. - Impedâncias Normalizados do Acoplador Simétrico de Igual Ondulação com 15 dB de Acoplamento Médio.....	118
Tab.6. - Impedâncias Normalizadas do Acoplador Simétrico Plano Maximizado com 15 dB de Acoplamento Médio .....	119
Tab.7. - Impedâncias Normalizadas do Acoplador Simétrico de Igual Ondulação com 15 dB de Acoplamento Médio .....	120
Tab.8. - Impedâncias Normalizadas do Acoplador Simétrico Plano Maximizado com 15 dB de Acoplamento Médio .....	121

## CAPÍTULO 1

### INTRODUÇÃO

O objetivo principal desta tese consiste no desenvolvimento e elaboração de programas computacionais para projetar e analisar diversos dispositivos de microondas. Estes programas compõem o conjunto do sistema PAC - Projeto Auxiliado pelo Computador, existente e em desenvolvimento na UNICAMP -Campinas-SP, Brasil.

A linguagem computacional utilizada na elaboração dos programas deste trabalho foi a FORTRAN IV. Os programas estão adaptados ao sistema de computadores PDPIO e podem ser usados através dos terminais TTY (vídeo ou tele tipo) do computador.

Os dispositivos para os quais os programas foram elaborados são descritos nos capítulos seguintes. Estes dispositivos são:

1. Filtros Passa-Baixa;
2. Filtros Passa-Alta;
3. Filtros Passa-Banda;
4. Filtros Rejeita-Banda;
5. Transformador Homogêneo de um Quarto de Comprimento de Onda;
6. Filtros Homogêneos de Meio Comprimento de Onda;
7. Acoplador Simétrico Direcional em Linhas de Transmissão Acopladas;
8. Acoplador Simétrico Direcional em Quadratura;
9. Acoplador em Anel (Rat-Race);
10. Divisor Somador de Potências.

Estes dispositivos de microondas estão descritos nos cap. 2 a 6. Em cada um destes capítulos são apresentados:

- a. Uma introdução onde, definem-se os dispositivos, citam-se aplicações, citam-se trabalhos importantes publicados sobre os mesmos

- e, o desenvolvimento do capítulo relacionado à introdução citada;
- b. O desenvolvimento teórico existente na literatura mais a teoria desenvolvida neste capítulo;
- c. A utilização e comprovação dos programas computacionais;
- d. Vários exemplos.

O cap. 2 descreve os filtros passa-baixa, passa-alta, passa-banda e rejeita-banda. O cap. 3 descreve os transformadores homogêneos de um quarto de comprimento de onda e os filtros homogêneos de meio comprimento de onda. O cap. 4 descreve o acoplador simétrico direcional em linhas de transmissão acopladas e o cap. 5 os acopladores simétricos direcionais em quadratura e em anel. O divisor-somador de potências é descrito no cap. 6.

No cap. 7 descreve-se o programa geral contendo todos os programas dos dispositivos, estes funcionando como subprogramas do primeiro.

O programa geral ocupa uma memória de 603,648k bits no computador.

Ao se projetarem os dispositivos como auxílio dos programas, eles poderão ser realizados fisicamente na forma de circuitos impressos integrados em microfita ou em linha de fita, entre outros meios. Os dispositivos em microfita consistem de um plano condutor, com suas formas físicas dimensionadas adequadamente, separado do plano condutor de terra por um material dielétrico. Os dispositivos realizados em linha de fita consistem de um plano condutor, com suas formas físicas, entre dois planos condutores de terra separados por um material dielétrico.

Os programas estarão disponíveis em ligação computacional de máquina para serem utilizados no sistema de computadores PDP10.

No cap. 8 finalmente apresentam-se as conclusões deste trabalho e, várias sugestões para futuros trabalhos são apresentadas.

## CAPÍTULO 2

### PROGRAMAS COMPUTACIONAIS PARA PROJETAR FILTROS COM ELEMENTOS CONCENTRADOS EM MICROONDAS

#### 2.1. Introdução

Neste capítulo são descritos os seguintes filtros:

1. Passa-Baixa;
2. Passa-Alta;
3. Passa-Banda;
4. Rejeita-Banda.

Quatro programas computacionais são elaborados para projetar os respectivos filtros, cujas características podem ser Tchebyscheff ou Plano Maximizado (Butterworth).

Para cada um dos filtros citados apresentam-se sua descrição teórica mais as inovações adaptadas em termos de parâmetros de equações e de expressões matemáticas equivalentes às existentes na literatura que, levam diretamente a cálculos numéricos inseridos no programa computacional. Os programas são baseados nos filtros protótipos passa-baixa que veremos na próxima seção sendo que, alguns destes protótipos foram desenvolvidos neste trabalho como por exemplo, os protótipos para o filtro passa-banda.

Vários trabalhos foram publicados a respeito dos filtros passa-baixa, passa-alta, passa-banda e rejeita-banda. Entre eles citam-se os seguintes:

Orchard<sup>11</sup> apresentou quatro grupos de fórmulas explícitas para os parâmetros dos filtros protótipos passa-baixa. Um desses grupos de fórmulas foi por ele desenvolvido. Os outros grupos de fórmulas originaram de outras publicações anteriores.

Matthaei et al.<sup>5</sup> publicaram um livro onde descreveram os quatro ti-

filtros protótipos passa-baixa e, uma série de cálculos posteriores seriam necessários em projetos para que os filtros fossem obtidos.

Os programas permitem obterem-se as características elétricas dos filtros que para as frequências de microondas, poderão ser sintetizados em elementos semi-concentrados por métodos convencionais de construção em microfita ou em linha de fita.

A partir dos elementos semi-concentrados os filtros podem ser transformados mediante o uso de trechos de linhas de transmissão, tais como microfritas, constituindo um circuito integrado de microondas. Este trabalho não faz parte da presente tese, mas está sendo assunto de outra tese de mestrado em desenvolvimento na UNICAMP.

## 2.2. Determinação dos Parâmetros dos Filtros Protótipos Passa-Baixa

Os filtros protótipos passa-baixa são básicos no estudo dos filtros desenvolvidos neste capítulo.

Na fig. 2.1 são mostradas as representações dos circuitos elétricos para os filtros protótipos passa-baixa. Nesta figura tem-se que,

$g_0, g_1, g_2, \dots, g_n, g_{n+1}$  são os parâmetros normalizados dos filtros protótipos passa-baixa, sendo que,

$g_0$  e  $g_{n+1}$  são as resistências ou condutâncias normalizadas dos terminais dos protótipos e,

$g_1, g_2, \dots, g_n$  são os elementos reativos dos filtros que, quando estes não têm perdas resistivas internas, são indutâncias ou capacitâncias normalizadas alternadamente, as quais obedecem as seguintes regras<sup>7</sup>:

- REGRA 1.  $g_0$  é igual a resistência normalizada,  $R_{0N}$ , do gerador se o parâmetro,  $g_1$ , do protótipo for uma capacitância normalizada,  $C_{1N}$ , (figs. 2.1.a e 2.1.b);
- REGRA 2.  $g_0$  é igual à condutância normalizada,  $G_{0N}$ , do gerador se o parâmetro,  $g_1$ , do protótipo for uma indutância normalizada,  $L_{1N}$ , (figs. 2.1.c e 2.1.d);
- REGRA 3.  $g_{n+1}$  é igual à resistência normalizada,  $R_{n+1,N}$ , da carga se o parâmetro,  $g_n$ , do protótipo for uma capacitância



filtros protótipos passa-baixa e, uma série de cálculos posteriores seriam necessários em projetos para que os filtros fossem obtidos.

Os programas permitem obterem-se as características elétricas dos filtros que para as frequências de microondas, poderão ser sintetizados em elementos semi-concentrados por métodos convencionais de construção em microfita ou em linha de fita.

A partir dos elementos semi-concentrados os filtros podem ser transformados mediante o uso de trechos de linhas de transmissão, tais como microfritas, constituindo um circuito integrado de microondas. Este trabalho não faz parte da presente tese, mas está sendo assunto de outra tese de mestrado em desenvolvimento na UNICAMP.

## 2.2. Determinação dos Parâmetros dos Filtros Protótipos Passa-Baixa

Os filtros protótipos passa-baixa são básicos no estudo dos filtros desenvolvidos neste capítulo.

Na fig. 2.1 são mostradas as representações dos circuitos elétricos para os filtros protótipos passa-baixa. Nesta figura tem-se que,

$g_0, g_1, g_2, \dots, g_n, g_{n+1}$  são os parâmetros normalizados dos filtros protótipos passa-baixa, sendo que,

$g_0$  e  $g_{n+1}$  são as resistências ou condutâncias normalizadas dos terminais dos protótipos e,

$g_1, g_2, \dots, g_n$  são os elementos reativos dos filtros que, quando estes não têm perdas resistivas internas, são indutâncias ou capacitâncias normalizadas alternadamente, as quais obedecem as seguintes regras<sup>7</sup>:

REGRA 1.  $g_0$  é igual a resistência normalizada,  $R_{0N}$ , do gerador se o parâmetro,  $g_1$ , do protótipo for uma capacitância normalizada,  $C_{1N}$ , (figs. 2.1.a e 2.1.b);

REGRA 2.  $g_0$  é igual à condutância normalizada,  $G_{0N}$ , do gerador se o parâmetro,  $g_1$ , do protótipo for uma indutância normalizada,  $L_{1N}$ , (figs. 2.1.c e 2.1.d);

REGRA 3.  $g_{n+1}$  é igual à resistência normalizada,  $R_{n+1,N}$ , da carga se o parâmetro,  $g_n$ , do protótipo for uma capacitância nor-

malizada,  $C_{nN}$ , (figs. 2.1.b e 2.1.c);

REGRA 4.  $g_{n+1}$  é igual à condutância normalizada,  $G_{n+1,N}$ , da carga se o parâmetro,  $g_n$ , do protótipo for uma indutância normalizada,  $L_{nN}$ , (figs. 2.1.a e 2.1.d);

REGRA 5.  $g_{k,K=1,n}$  são as INDutâncias em SÉrie, INDSR, normalizadas  $L_{1N}$ ,  $L_{2N}$ , ...,  $L_{nN}$ , alternadas com as CAPacitâncias em Pa-  
Ralelo, CAPP, normalizadas,  $C_{1N}$ ,  $C_{2N}$ , ...,  $C_{nN}$ , dos cir-  
cuios protótipos mostrados na fig. 2.1 .

As figuras 2.1.c e 2.1.d reproduzem os filtros protótipos passa-baixa das figs. 2.1.a e 2.1.b, respectivamente. As respostas Tchebyscheff e Plano Maximizado são idênticas para estes protótipos duais e, portanto, a escolha de uma forma ou de outra é arbitrária ao se utilizar o programa computacional, utilização esta que será descrita em seções posteriores deste capítulo.

A normalização efetuada para os parâmetros dos protótipos mostrados na fig. 2.1 é tal que,

$$\begin{aligned} g_0 &= 1 & e, & & (2.2.1) \\ \omega_{CN} &= 1 \end{aligned}$$

onde  $\omega_{CN}$  é a frequência angular de corte normalizada na faixa de passagem dos protótipos:  $\omega_{CN} = 2\pi f_{CN}$ , onde  $f_{CN}$  é a frequência de corte normalizada.

A escala dos níveis de impedâncias e frequências pode ser mudada aplicando-se as seguintes transformações:

1. Para resistências

$$R = \frac{R_N}{R_{ON}} R_0 \quad (2.2.2)$$

onde

$R$  é a resistência na nova escala,

$R_N$  é uma resistência normalizada do protótipo,

$R_{ON}$  é a resistência característica normalizada do protótipo e,

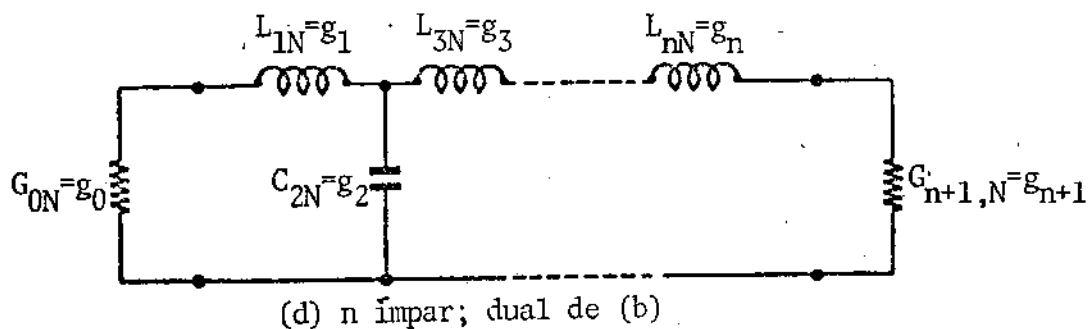
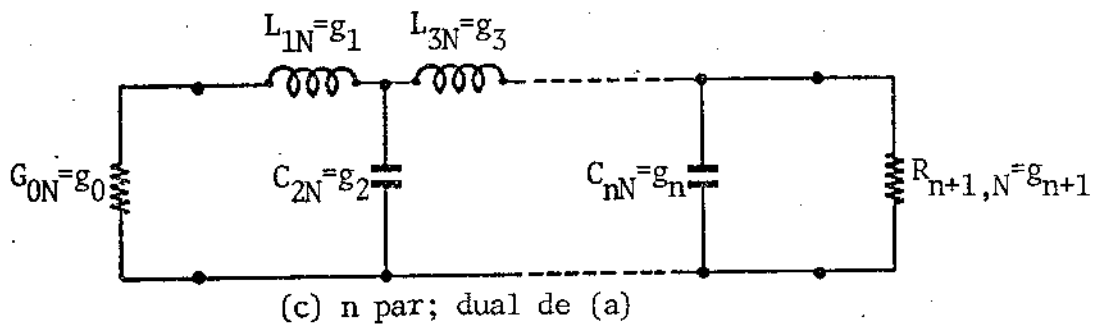
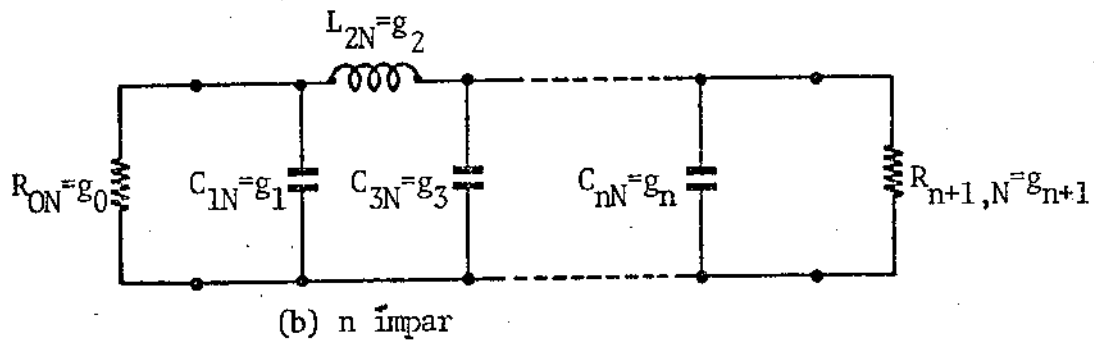
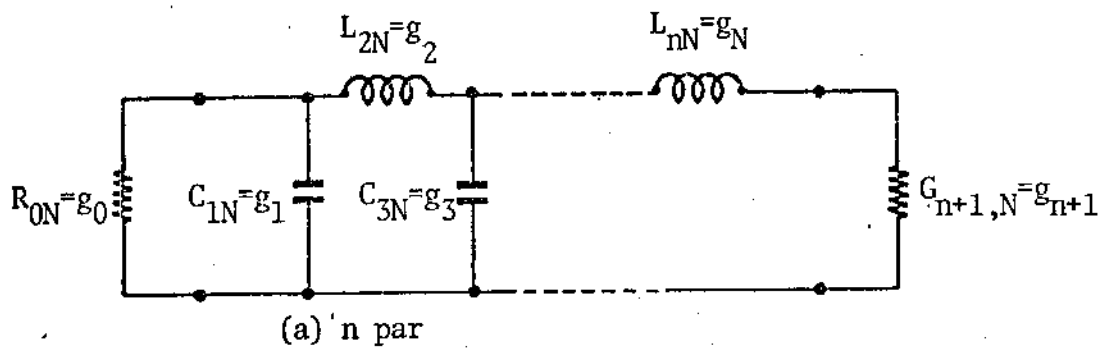


Fig. 2.1. Parâmetros dos filtros protótipos passa-baixa,  $g_0, g_1, g_2, \dots, g_n, g_{n+1}$ . Um circuito protótipo para  $n$  par é apresentado em (a), e para  $n$  ímpar em (b). Os circuitos (c) e (d) são duais, respectivamente de (a) e (b), e têm respostas idênticas respectivas.

$R_0$  é uma resistência característica na escala de R.

2. Para Condutâncias,

$$G = \frac{G_N}{G_{ON}} G_0 \quad (2.2.3)$$

onde

$G$  é a condutância na nova escala ,

$G_N$  é uma condutância normalizada do protótipo,

$G_{ON}$  é a condutância característica normalizada do protótipo e,

$G_0$  é uma condutância característica na escala de G.

3. Para indutâncias,

$$L = \left( \frac{R_0}{R_{ON}} \right) \left( \frac{\omega_{CN}}{\omega_C} \right) L_N = \left( \frac{G_{ON}}{G_0} \right) \left( \frac{\omega_{CN}}{\omega_C} \right) L_N \quad (2.2.4)$$

onde

$L$  é a indutância na nova escala,

$\omega_C$  é a frequência angular de corte em radianos por segundo, da faixa de passagem na nova escala e,

$L_N$  é uma indutância normalizada do protótipo.

4. Para capacitâncias,

$$C = \left( \frac{R_{ON}}{R_0} \right) \left( \frac{\omega_{CN}}{\omega_C} \right) C_N = \left( \frac{G_0}{G_{ON}} \right) \left( \frac{\omega_{CN}}{\omega_C} \right) C_N \quad (2.2.5)$$

onde,

$C$  é a capacitância na nova escala e,

$C_N$  é uma capacitância normalizada do protótipo.

Da fig. 2.1 vê-se que  $g_0$  é igual a  $R_{ON}$  ou  $G_{ON}$ . Portanto para as eqs. (2.2.1) a (2.2.5) obtêm-se respectivamente:

$$R = R_0 \quad R_N \quad (2.2.6)$$

$$G = G_0 \quad G_N \quad (2.2.7)$$

$$L = \frac{R_0}{\omega_C} \quad L_N = \frac{L_N}{G_0 \omega_C} \quad (2.2.8)$$

$$C = \frac{C_N}{R_0 \omega_C} = \frac{G_0}{\omega_C} C_N \quad (2.2.9)$$

### 2.2.1. Determinação do Número de Parâmetros dos Filtros Protótipos Passa-Baixa

O número dos parâmetros dos filtros protótipos passa-baixa pode ser determinado a partir das expressões que relacionam as atenuações com o número  $n$  e com a frequência normalizada variável  $\omega_N$ . Estas expressões podem ser obtidas para as duas características, Tchebyscheff e Plano Maximizado da publicação anterior<sup>7</sup>, como segue:

a. Para os filtros protótipos passa-baixa com características Tchebyscheff, a atenuação em dB pode ser dada por<sup>7</sup>:

$$At(\omega_N) = 10 \log_{10} \left\{ 1 + E \cos^2 \left[ n \cos^{-1} \left( \frac{\omega_N}{\omega_{CN}} \right) \right] \right\} \quad \left| \omega_N \leq \omega_{CN} \right. \quad (2.2.10)$$

$$At(\omega_N) = 10 \log_{10} \left\{ 1 + E \cosh^2 \left[ n \cosh^{-1} \left( \frac{\omega_N}{\omega_{CN}} \right) \right] \right\} \quad \left| \omega_N \geq \omega_{CN} \right. \quad (2.2.11)$$

onde,

$$E = 10^{At_{\omega_{CN}/10}} - 1 \quad (2.2.12)$$

$At_{\omega_{CN}}$  é a atenuação em dB correspondente à frequência angular de corte normalizada  $\omega_{CN}$  e,  $\omega_N$  é a frequência normalizada variável para a qual corresponderá a atenuação  $At(\omega_N)$ . A fig. 2.2 mostra a forma da curva característica Tchebyscheff dos filtros protótipos passa-baixa.

Nas eqs. (2.2.10) e (2.2.11) haverá  $n/2$  frequências onde a atenuação é zero se  $n$  for par e,  $(n+1)/2$  frequências onde a atenuação é zero se  $n$  for ímpar.

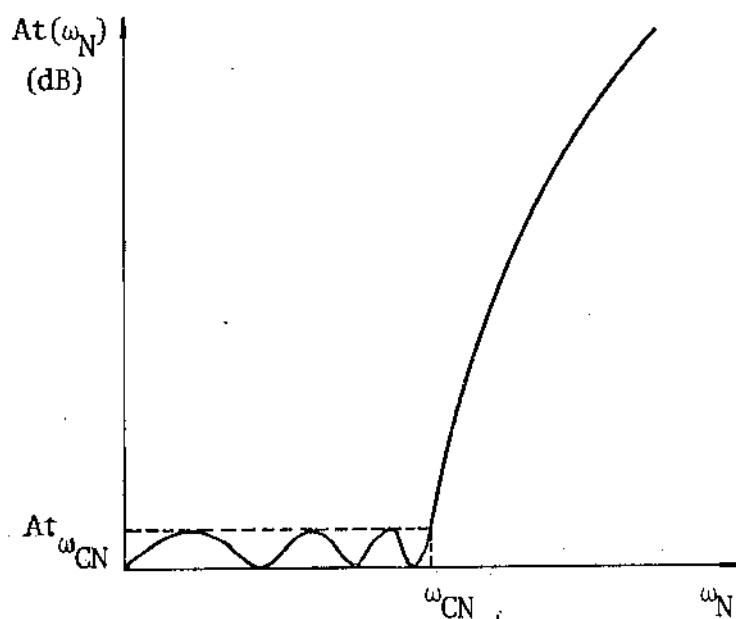


Fig. 2.2. Curva característica Tchebyscheff dos filtros protótipos passa-baixa.

b. Para os filtros protótipos passa-baixa com características Plano Maximizado, a atenuação em dB pode ser determinada por<sup>7</sup> :

$$At(\omega_N) = 10 \log_{10} \left[ 1 + E \left( \frac{\omega_N}{\omega_{CN}} \right)^{2n} \right] \quad (2.2.13)$$

onde  $E$  é determinado por (2.2.12), mas agora  $At_{\omega_{CN}}$  é a atenuação em dB que corresponde à frequência angular de corte normalizada,  $\omega_{CN}$ , mostradas na

fig. 2.3. Nesta figura  $\omega_N$  é a frequência angular normalizada variável para a qual corresponderá a atenuação  $At(\omega_N)$ .

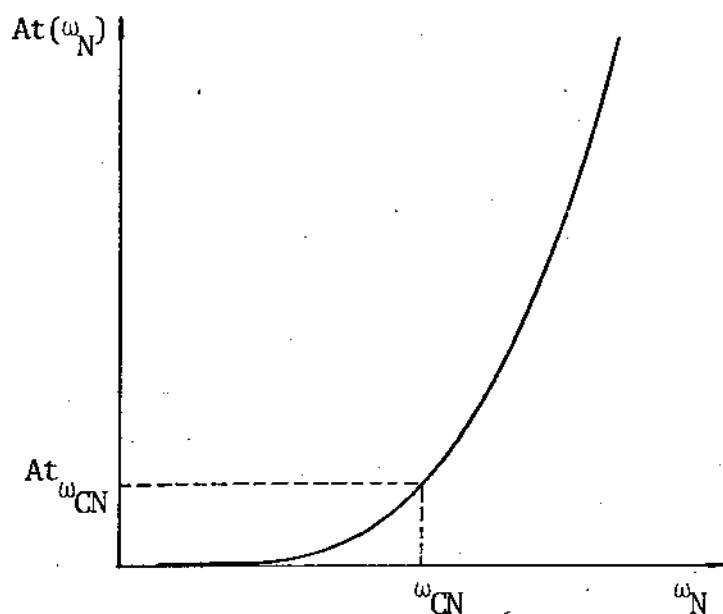


Fig. 2.3 Curva característica Plano Maximizado dos filtros protótipos passa-baixa.

Após algumas manipulações algébricas o número,  $n$ , de parâmetros dos protótipos é obtido explicitamente como segue:

a. Combinando-se as eqs. (2.2.1), (2.2.10) e (2.2.11) obtém-se para os filtros protótipos passa-baixa com características Tchebyscheff ,

$$n = \frac{\cos^{-1} \left[ \frac{At(\omega_N)/10 - 1}{E} \right]^{1/2}}{\cos^{-1}(\omega_N)} \quad \left| \quad \omega_N \leq 1 \right. \quad (2.2.14)$$

$$n = \frac{\cosh^{-1} \left[ (10^{At(\omega_N)/10} - 1)/E \right]^{1/2}}{\cosh^{-1}(\omega_N)} \quad \left| \omega_N \geq 1 \right. \quad (2.2.15)$$

onde E é obtido pela eq. (2.2.12), e  $\omega_N$  é a frequência angular normalizada para a qual se especifica a atenuação de rejeição do filtro,  $At(\omega_N)$ .

Para adaptar a eq. (2.2.15) no programa do computador é necessário se dispor de uma expressão equivalente para o  $\cosh^{-1}$ , pois esta não é uma função pré-definida na linguagem computacional de FORTRAN IV. Esta expressão equivalente pode ser<sup>12</sup>:

$$\cosh^{-1}(x) = \ln(x + \sqrt{x^2 - 1}) \quad (2.2.16)$$

Combinando-se as eq. (2.2.15) e (2.2.16) obtêm-se:

$$n = \frac{\ln \left[ \sqrt{(10^{At(\omega_N)/10} - 1)/E} + \sqrt{(10^{At(\omega_N)/10} - 1)/E - 1} \right]}{\ln(\omega_N + \sqrt{\omega_N^2 - 1})} \quad \left| \omega_N \geq 1 \right. \quad (2.2.17)$$

b. Combinando-se as eqs. (2.2.1) e (2.2.13) obtêm-se para os filtros protótipos passa-baixa com características Plano Maximizado:

$$\frac{10^{At(\omega_N)/10} - 1}{E} = \omega_N^{2n} \quad (2.2.18)$$

ou seja,

$$\log_{10} \left[ \frac{10^{At(\omega_N)/10} - 1}{E} \right] = 2n \log_{10}(\omega_N) \quad (2.2.19)$$

de onde finalmente obtêm-se:

$$n = \frac{\log_{10} \left[ (10^{At(\omega_N)/10} - 1)/E \right]}{2 \log_{10}(\omega_N)} \quad (2.2.20)$$



Comparando-se as características de atenuação Tchebyscheff e Plano Maximizado pode-se concluir que<sup>7</sup>:

Para um mesmo número,  $n$ , de elementos e mesma atenuação,  $At_{\omega_{CN}}$ , chega-se mais rapidamente a uma determinada atenuação,  $At(\omega_N)$ , com frequências angulares,  $\omega_N$ , menores para os filtros protótipos passa-baixa com características Tchebyscheff, do que para estes protótipos com características Plano Maximizado.

### 2.2.2 Filtros Protótipos Passa-Baixa com Resistores Num ou nos Dois Terminais

Os filtros protótipos passa-baixa podem ser analisados como segue:

- a. Tendo somente um resistor terminal;
- b. Tendo resistores nos dois terminais.

Para os protótipos com um resistor terminal, ou a resistência do gerador é zero e existe a resistência de carga nos protótipos da fig. 2.1, ou a carga é nula e a resistência do gerador é diferente de zero. Convém lembrar que se o gerador for uma fonte de corrente sua condutância interna será nula e, se o gerador for uma fonte de tensão, sua resistência interna é que será zero.

Para os protótipos com resistores nos dois terminais tanto a resistência de carga como a resistência do gerador na fig. 2.1, são diferentes de zero.

Para o gerador ligado aos circuitos dos filtros protótipos da fig. 2.1, a atenuação é definida por<sup>6</sup>:

$$At = 10 \log_{10} \left( \frac{|E_g|^2 / 4g_0}{P_{g_{n+1}}} \right) \quad (2.2.21)$$

onde,

$|E_g|^2 / (4g_0)$  é a potência eficaz do gerador e,

$P_{g_{n+1}}$  é a potência cedida ao elemento  $g_{n+1}$ .

Esta definição só é aplicada para os casos nos quais a impedância interna do gerador é diferente de zero. Em circuitos para os quais  $g_{n+1} = 0$  usa-se convenientemente a atenuação de voltagem,  $At_V$ , ou a atenuação de corrente,  $At_I$ , substituindo ao valor numérico de  $At$  na subseção anterior definidas por<sup>7</sup>:

$$At_V = 20 \log_{10} \left( \frac{V_g}{V_c} \right) \quad (2.2.22)$$

e

$$At_I = 20 \log_{10} \left( \frac{I_g}{I_c} \right) \quad (2.2.23)$$

onde,

$V_g$  e  $I_g$  são a voltagem e a corrente do gerador,

$V_c$  e  $I_c$  são a voltagem e a corrente através da carga, respectivamente.

Os programas computacionais elaborados neste trabalho para projetar os filtros descritos neste capítulo, são desenvolvidos de tal modo que podem-se dispor de quatro casos diferentes para se obterem os valores dos elementos  $g_k$ ,  $k = 1, 2, \dots, n+1$ , a partir dos circuitos protótipos mostrados na fig. 2.1. Esses casos para os filtros protótipos passa-baixa são:

CASO 1. Determinação dos parâmetros dos filtros protótipos Tchebyscheff passa-baixa com Resistores nos Dois Terminais, (TXRDT).

A determinação dos parâmetros dos protótipos neste caso (explicado acima) pode ser a seguinte<sup>7</sup>:

$$g_1 = 2a_1/G \quad (2.2.24)$$

$$g_k = \frac{4 a_{k-1} a_k}{b_{k-1} g_{k-1}}, \quad k = 2, 3, \dots, n \quad (2.2.25)$$

$$g_{n+1} = \begin{cases} 1, & \text{para } n \text{ ímpar} \\ \cotgh^2 (B/4), & \text{para } n \text{ par} \end{cases} \quad (2.2.26)$$

onde,

$$G = \sinh \left[ B/(2n) \right] \quad (2.2.27)$$

$$B = \ln \left[ \operatorname{cotgh}(At_{\omega_{CN}}/17,37) \right] \quad (2.2.28)$$

$$a_k = \operatorname{sen} \left[ \frac{\pi}{2} \cdot \frac{(2k-1)}{n} \right], \quad k = 1, 2, \dots, n \quad (2.2.29)$$

$$b_k = \operatorname{sen}^2(k\pi/n) + G^2, \quad k = 1, 2, \dots, n \quad (2.2.30)$$

CASO 2. Determinação dos parâmetros dos filtros protótipos Plano Maximizado passa-baixa com Resistores nos Dois Terminais, (MXRDT).

Neste caso os parâmetros dos protótipos podem ser determinados como segue<sup>7</sup>:

$$g_1 = 2 a_1 \quad (2.2.31)$$

$$g_k = \frac{4 a_{k-1} a_k}{g_{k-1}}, \quad k = 2, 3, \dots, n \quad (2.2.32)$$

$$g_{n+1} = 1 \quad (2.2.33)$$

onde  $a_k$  é determinado por (2.2.29).

CASO 3. Determinação dos parâmetros dos filtros protótipos Tchebyscheff passa-baixa com Resistor num Único Terminal (TXRUT).

Neste caso onde os protótipos têm somente um resistor Terminal como foi explicado no início desta subseção, seus parâmetros podem ser obtidos por<sup>7</sup>:

$$g_1 = a_1/G \quad (2.2.34)$$

$$g_k = \frac{a_{k-1} a_k}{d_{k-1} g_{k-1}}, \quad k = 2, 3, \dots, n \quad (2.2.35)$$

$$g_{n+1} = \infty \quad (2.2.36)$$

onde,

$$d_k = \left[ \sin^2 \left( \frac{\pi}{2} \cdot \frac{k}{n} \right) + G^2 \right] \cos^2 \left( \frac{\pi}{2} \cdot \frac{k}{n} \right), \quad k = 1, 2, \dots, n \quad (2.2.37)$$

G é dado por (2.2.27) e,  $a_k$  é obtido da eq. (2.2.29).

CASO 4. Determinação dos parâmetros dos filtros protótipos plano Maximizado passa-baixa com Resistor num Único Terminal (MXRUT).

Finalmente para este caso os parâmetros dos protótipos podem ser de terminados como segue<sup>7</sup>:

$$g_1 = a_1 \quad (2.2.38)$$

$$g_k = \frac{a_{k-1} a_k}{c_{k-1} g_{k-1}}, \quad k = 2, 3, \dots, n \quad (2.2.39)$$

$$g_{n+1} = \infty \quad (2.2.40)$$

onde

$$c_k = \cos^2 \left( \frac{\pi}{2} \cdot \frac{k}{n} \right) \quad (2.2.41)$$

e  $a_k$  é obtido da eq. (2.2.29).

Para os casos 1 e 2 acima os protótipos têm os parâmetros simétricos quando n for ímpar. Quando o número de parâmetros do protótipo for par eles estarão dispostos assimetricamente no circuito dos filtros, sendo que neste caso a metade do circuito é recíproca da outra metade com relação a uma constante real positiva,  $R_h$ , definida por<sup>13</sup>:

$$R_h = (R_{0N} \cdot R_{n+1,N})^{1/2} \quad (2.2.42)$$

onde  $R_{0N}$  e  $R_{n+1,N}$  são as resistências terminais dos filtros como na fig. 2.1. As impedâncias duais neste caso podem ser determinadas então por:

$$Z_{n+1-k,N} = Rh^2/Z_{kN} \quad (2.2.43)$$

Da eq. (2.2.43) pode-se portanto determinar a relação entre a susceptância capacitiva de uma metade do filtro e a reatância indutiva para a outra metade do filtro, ou seja,

$$\omega \cdot C_{n+1-k,N} = \omega \cdot L_{kN}/Rh^2 \quad (2.2.44)$$

e analogamente pode-se obter

$$\omega \cdot L_{n+1-k,N} = \omega \cdot C_{kN} \cdot Rh^2 \quad (2.2.45)$$

Portanto para os casos 1 e 2 será possível obterem-se os valores dos parâmetros de uma metade do filtro protótipo passa-baixa quando a outra metade for conhecida.

Nas próximas seções descreveremos os filtros passa-baixa, passa-alta, passa-banda e rejeita-banda baseando-se na teoria descrita nesta seção para os protótipos filtros passa-baixa.

### 2.3 Programa Computacional para Projetar Filtros Passa-Baixa com Elementos Concentrados em Microondas. Sua Utilização e Comprovação.

Os tipos de filtros passa-baixa que podem ser projetados com a ajuda do programa computacional elaborado neste trabalho têm a forma dos circuitos mostrados na fig. 2.4. Os valores dos elementos resistivos,  $R_0$  ou  $R_{n+1}$ , condutivos,  $g_0$  ou  $g_{n+1}$ , indutivos,  $L_k$ , e capacitivos,  $C_k$ , estão relacionados com os parâmetros dos filtros protótipos passa-baixa mostrados na fig. 2.1 e com as desnormalizações verificadas nas eqs. (2.2.6) a (2.2.9).

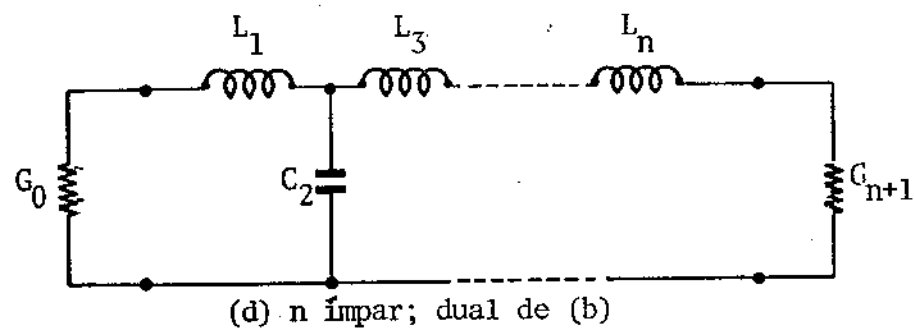
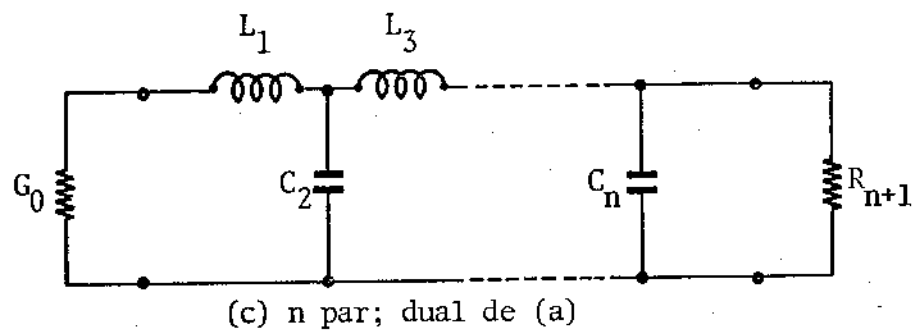
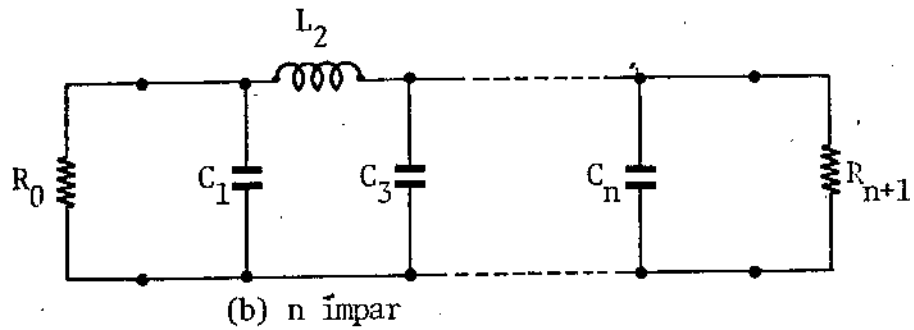
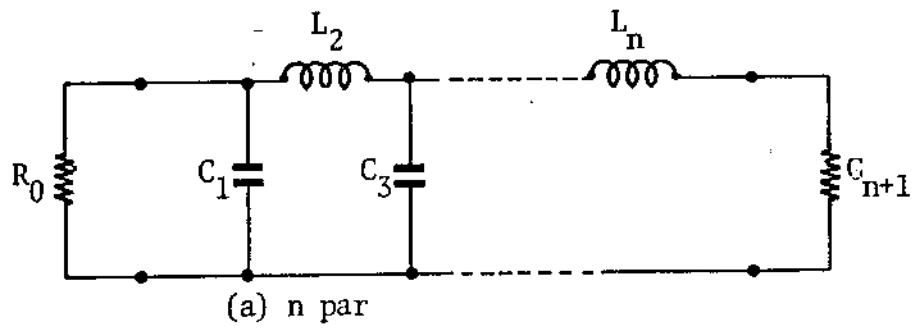


Fig. 2.4. Elementos dos filtros passa-baixa:  $R_0$ ,  $G_0$ ,  $R_{n+1}$ ,  $G_{n+1}$ ,  $L_k$ ,  $G_k$ , ( $k = 1, 2, \dots, n$ ). Um circuito para  $n$  par é mostrado em (a) e para  $n$  ímpar em (b); os circuitos (c) e (d) são os duais de (a) e (b) e, têm suas repostas idênticas respectivamente.

As figuras 2.5 e 2.6 mostram a forma das curvas características Tchebyscheff e Plano Maximizado, respectivamente, para os filtros passa-baixa. No eixo das ordenadas têm-se a atenuação,  $A_t$ , como uma função da frequência angular  $\omega$ .  $A_{t_{\omega_c}}$  é a atenuação correspondente à frequência angular de corte,  $\omega_c$ .

Para se utilizar o programa computacional elaborado neste trabalho com a finalidade de se projetarem os filtros descritos neste capítulo é necessário que se tenha algum conhecimento desses dispositivos e, que se disponha de conhecimentos adequados para usar os terminais de vídeo ou teletipo, terminais TTY, do sistema de computador.

Todos os programas elaborados ao longo deste trabalho serão subprogramas de um programa geral único que será descrito no capítulo 7. Continuaremos a chamar cada um destes subprogramas de um programa pois, eles são independentes entre si.

Quando se estiver utilizando o programa para projetar filtros passa-baixa a seguinte mensagem será escrita no início:

FILTROS PASSA-BAIXA

DADOS DE ENTRADA

Então devem ser escritos (inseridos) no terminal TTY do computador os seguintes dados de entrada na mesma linha, separados por um espaço em branco e terminados com um comando "RETURN" (tecla do terminal TTY que comanda o indicador para o início da próxima linha):

1. Identidade - Poderão ser usadas as seguintes identidades:

TXRDT (filtro Tchebyscheff passa-baixa com Resistores nos Dois Terminais) ou

TXRUT (filtro Tchebyscheff passa-baixa com Resistor num Único Terminal) ou

MXRDT (filtro plano Maximizado passa-baixa com Resistores nos Dois Terminais) ou

MXRUT (filtro plano Maximizado passa-baixa com Resistor num Único Terminal)

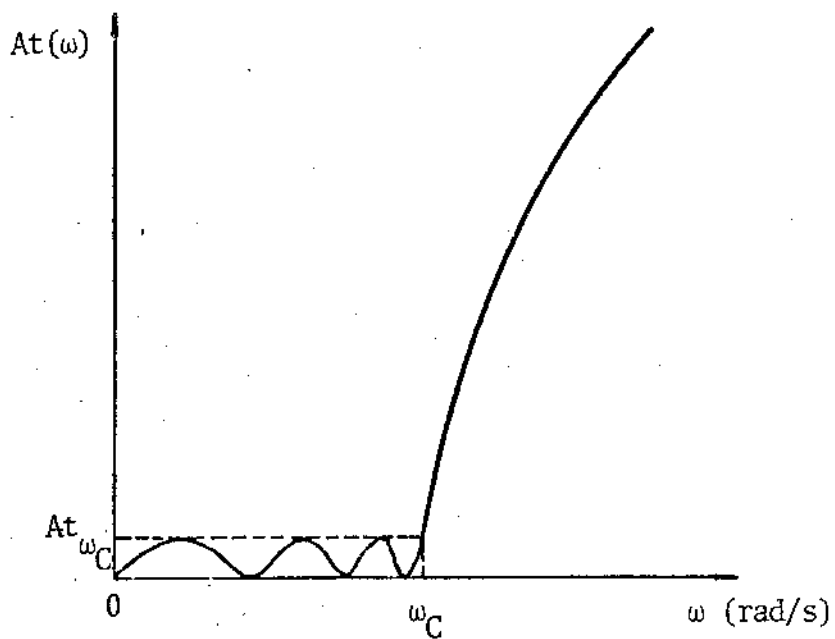


Fig. 2.5. Curva característica do filtro Tchebyscheff passa-baixa.

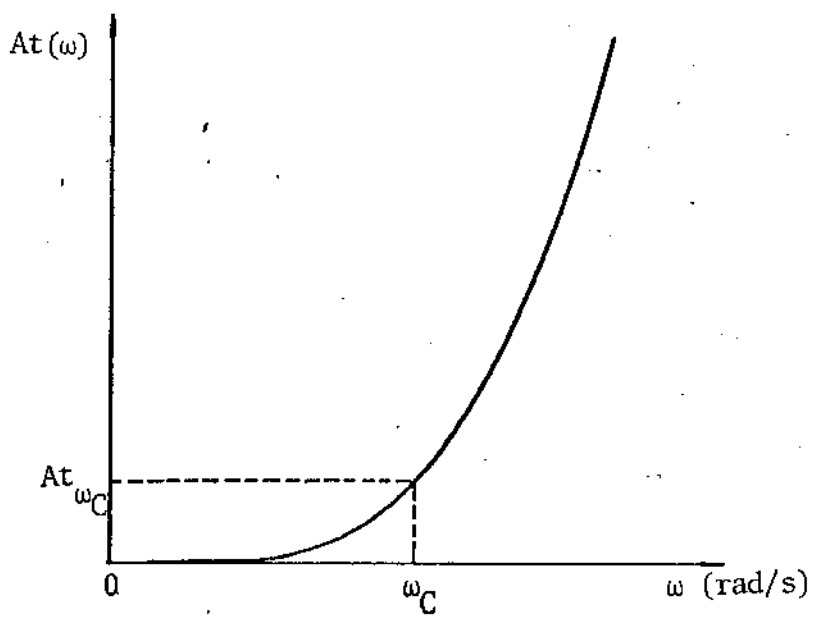


Fig. 2.6. Curva característica do filtro Plano Maximizado passa-baixa.



2. ATWCN - É o valor numérico da atenuação correspondente à frequência de corte na
  - a. fig. 2.5 se a identidade foi TXRDT ou TXRUT, (dB) ou,
  - b. fig. 2.6 se a identidade foi MXRDT ou MXRUT, (dB).
3. FC - É o valor numérico, expresso em GHz, da frequência de corte que corresponde a  $\omega_C$  na,
  - a. fig. 2.5 se a identidade foi TXRDT ou TXRUT; ou
  - b. fig. 2.6 se a identidade foi MXRDT ou MXRUT.
4. ATWN - É o valor numérico da atenuação de rejeição, em dB, correspondente a uma frequência variável, F, (esta corresponde a  $\omega$ ) na
  - a. fig. 2.5 se a identidade foi TXRDT ou TXRUT; ou
  - b. fig. 2.6 se a identidade foi MXRDT ou MXRUT.
5. F - É o valor numérico da frequência variável de rejeição, expressa em GHz, correspondente a  $\omega$  na
  - a. fig. 2.5 se a identidade foi TXRDT ou TXRUT; ou
  - b. fig. 2.6 se a identidade foi MXRDT ou MXRUT.
6. RQ - É o valor numérico da resistência característica.
7. Bate-se um comando "RETURN" no terminal TTY.

Após os dados de entrada terem sido escritos corretamente, eles serão reescritos e identificados quando então obtêm-se os seguintes dados de saída:

1. N - É o valor do número de elementos do filtro passa-baixa.
2. NOVA ATENUAÇÃO - É o valor numérico recalculado, da atenuação correspondente à frequência variável, devido à aproximação feita ao se tomar o número N real, do seu valor inteiro mais próximo (dB).
3. Os valores numéricos resistivos normalizados dos terminais dos filtros protótipos passa-baixa, GON e GINM1 (GON =  $g_0$  e GINM1 =  $g_{n+1}$ ).

Para uma segunda etapa dos dados de saída onde obtêm-se os valores dos elementos do filtro, após serem escritos GON E GINM1, a mensagem seguinte é escrita:

GO E IGUAL A RON OU GON ?

Então finalmente deve ser escrita a palavra,

- a. RON, quando o circuito desejado tiver a forma mostrada nas figs. 2.4.a ou 2.4.b .
- b. GON, quando o circuito desejado tiver a forma mostrada nas figs. 2.4.c ou 2.4.d .

A tecla "RETURN" outra vez deve ser batida. A palavra RON ou GON é reescrita e identificada e em seguida obtêm-se para os dados de saída:

4. Os elementos reativos do filtro passa-baixa numerados em seqüência e concordando com a localização dos mesmos na fig. 2.4 . Estes elementos são INDutâncias em SÉrie (INDSR) alternadas com CAPacitâncias em PaRalelo (CAPPR) como nos circuitos da fig. 2.4 .

Observações importantes:

- a. Todos os dados de entrada devem ser escritos corretamente, caso contrário a seguinte mensagem será escrita:

DADOS DE ENTRADA INCORRETOS - (identidade) - REESCREVA

DADOS DE ENTRADA:

- b. Todos os dados de entrada (numéricos) devem ser maiores do que zero, caso contrário a mensagem anterior será escrita;
- c. Os valores numéricos das atenuações e das freqüências devem obedecer rigorosamente à formas das curvas características na fig. 2.5 ou na fig. 2.6, caso contrário a observação (a) será escrita.
- d. Quando o número de elementos reativos for maior ou igual a cem será escrita a mensagem seguinte:

NEL = (nº de elementos) MAIOR DO QUE DIMENSIONADO . MUDE

DADOS DE ENTRADA:

- e. Quando a palavra para identificar  $g_0$  for escrita errada, ela será reescrita e uma palavra correta será solicitada, ou seja,

VALOR DE GO INCORRETO - ( $g_0$ )



## Exemplo 2

## FILTROS PASSA-BAIXA

DADOS DE ENTRADA: MXRUT 0.1 1 25 1.8 50

IDENTIDADE	=	MXRUT	ATEN. P/ FREQ. DE CORTE=	0.100000
FREQ. DE CORTE=		1.000000	ATEN. P/ FREQ. VARIABEL=	25.00000
FREQ. VARIABEL=		1.800000	RESIST. CARACTERISTICA =	50.00000

N =		9 ELEMENTOS	NOVA ATENUACAO=	29.62604	DB
GON=	1	GINM1=INFINITO			

GO E IGUAL A RON OU GON? RON

VALOR DE GO= RON

```

XXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXX
X                                                                 X
X  CAPPR( 1)=  0.5527393E-12  FARADS                               X
X  INDSR( 2)=  0.4102502E-08  HENRIES                             X
X  CAPPR( 3)=  0.2678153E-11  FARADS                               X
X  INDSR( 4)=  0.9077059E-08  HENRIES                             X
X  CAPPR( 5)=  0.4468222E-11  FARADS                               X
X  INDSR( 6)=  0.1289307E-07  HENRIES                             X
X  CAPPR( 7)=  0.5656968E-11  FARADS                               X
X  INDSR( 8)=  0.1466146E-07  HENRIES                             X
X  CAPPR( 9)=  0.4974654E-11  FARADS                               X
X  INDSR(10)=  0.0000000E+00  HENRIES                             X
X                                                                 X
XXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXX

```

A título de exemplo e comprovação o presente programa foi utilizado para calcular os valores de um filtro passa-baixa, sem perdas resistivas com 15 elementos, com uma ondulação de 0,1 dB e frequência de corte de 1,971 GHz com atenuação de 35 dB em 2,168 GHz e com linhas apresentando impedância característica de 50 ohms, projetado por Matthaei et al<sup>7</sup>. Os valores por eles obtidos foram:

$$L_1 = L_{15} = 4,826 \cdot 10^{-9} \text{ henries}$$

$$\begin{aligned}
 C_2 = C_{14} &= 2,329 \cdot 10^{-12} \text{ farads} \\
 L_3 = L_{13} &= 8,616 \cdot 10^{-9} \text{ henries} \\
 C_4 = C_6 = C_8 = C_{10} = C_{12} &= 2,610 \cdot 10^{-12} \text{ farads} \\
 L_5 = L_7 = L_9 = L_{11} &= 8,902 \cdot 10^{-9} \text{ henries}
 \end{aligned}$$

Os resultados obtidos com o programa aqui descrito são mostrados no exemplo 3. Convém observar a concordância dos valores aqui calculados com aqueles obtidos por Matthaei et al<sup>7</sup>. As diferenças são observadas a partir do segundo número significativo de cada quantidade. Isto se deve porque Matthaei et al. recorreram a gráficos e tabelas que são menos precisos do que cálculos numéricos computacionais.

## Exemplo 3

DADOS DE ENTRADA: TXRDT 0.1 1.971 35 2.168 50

IDENTIDADE = TXRDT ATEN. P/ FREQ. DE CORTE= 0.1000000  
 FREQ. DE CORTE= 1.971000 ATEN. P/ FREQ. VARIÁVEL= 35.00000  
 FREQ. VARIÁVEL= 2.168000 RESIST. CARACTERÍSTICA = 50.00000

N = 15 ELEMENTOS NOVA ATENUACAO= 35.43026 DB  
 GON= 1 GINM1= 1.000000

GO E IQUAL A RON OU GON? GON

VALOR DE GO= GON

```

XXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXX
X
X INDSRC( 1)= 0.4885696E-08 HENRIES X
X CAPPR( 2)= 0.2359718E-11 FARADS X
X INDSRC( 3)= 0.8745012E-08 HENRIES X
X CAPPR( 4)= 0.2658434E-11 FARADS X
X INDSRC( 5)= 0.9123567E-08 HENRIES X
X CAPPR( 6)= 0.2709202E-11 FARADS X
X INDSRC( 7)= 0.9206797E-08 HENRIES X
X CAPPR( 8)= 0.2719462E-11 FARADS X
X INDSRC( 9)= 0.9206797E-08 HENRIES X
X CAPPR(10)= 0.2709202E-11 FARADS X
X INDSRC(11)= 0.9123567E-08 HENRIES X
X CAPPR(12)= 0.2658433E-11 FARADS X
X INDSRC(13)= 0.8745012E-08 HENRIES X
X CAPPR(14)= 0.2359718E-11 FARADS X
X INDSRC(15)= 0.4885699E-08 HENRIES X
X CAPPR(16)= 0.0000000E+00 FARADS X
X
XXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXX

```

DADOS DE ENTRADA: FIM

OF EXECUTION

TIME: 2.36 ELAPSED TIME: 5:15.52

#### 2.4. Programa Computacional para Projetar Filtros Passa-Alta com elementos Semi-Concentrados em Microondas, com Utilização e Comprovação.

A fig. 2.7 mostra os circuitos dos filtros passa-alta que podem ser obtidos a partir dos circuitos dos filtros protótipos passa-baixa mostrados na fig. 2.1<sup>1,11</sup>. Os elementos  $R_0, G_0, R_{n+1}, G_{n+1}, L_k, C_k$ , ( $k = 1, 2, \dots, n$ ) são obtidos a partir das transformações nas eqs. (2.2.6) e (2.2.9) juntamente com a nova transformação de frequências<sup>9</sup>:

$$\omega_N = \frac{\omega_C \omega_{CN}}{\omega} = \frac{\omega_C}{\omega} \quad (2.4.1)$$

onde foi usada a eq. (2.2.1).

$\omega_N$  e  $\omega_{CN}$  são as frequências angulares variável e de corte normalizadas correspondente aos filtros protótipos passa-baixa e,

$\omega$  e  $\omega_C$  são as frequências angulares variável e de corte dos filtros passa-alta, dados em radianos por segundo.

A eq. (2.4.1) também transforma uma reatância indutiva do filtro protótipo passa-baixa para uma reatância capacitiva do filtro passa-alta, e, uma susceptância capacitiva do filtro protótipo passa-baixa para uma susceptância indutiva do filtro passa-alta, ou sejam:

$$L_k = \frac{R_0}{\omega_C C_{k,N}}, \quad K = 1, 2, \dots, n \quad (2.4.2)$$

e

$$C_k = \frac{1}{R_0 \omega_C L_{k,N}}, \quad K = 1, 2, \dots, n \quad (2.4.3)$$

onde

$n$  é o número de elementos reativos dos filtros e,

$N$  refere-se a normalização dos filtros protótipos passa-baixa.

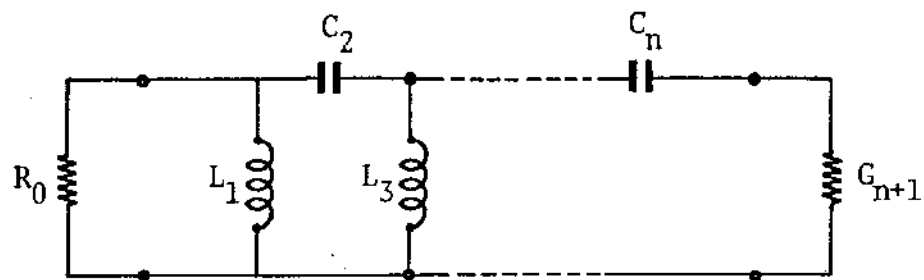
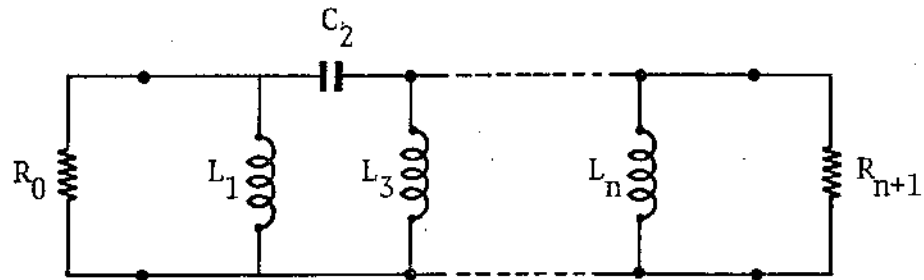
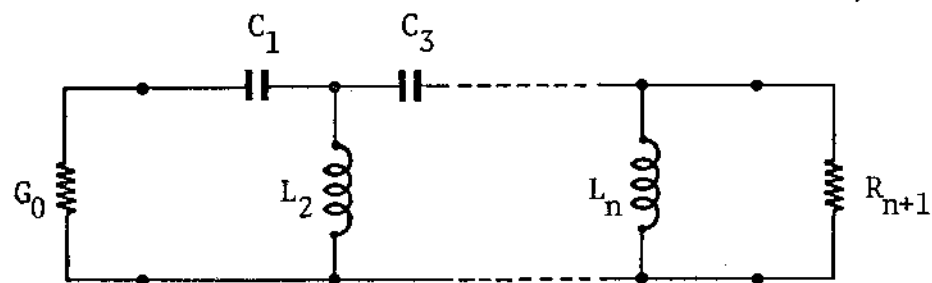
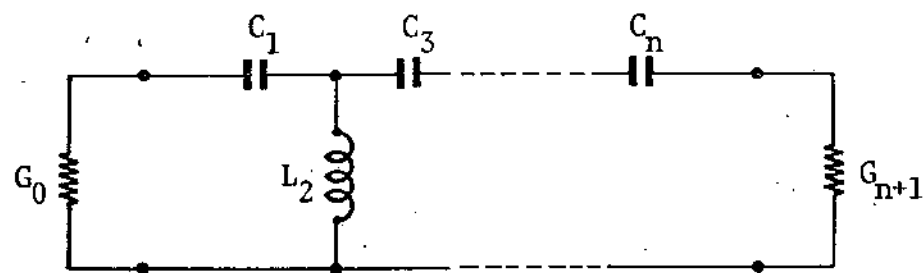
(a)  $n$  par(b)  $n$  ímpar(c)  $n$  par; dual de (a)(d)  $n$  ímpar; dual de (b)

Fig. 2.7. Circuitos do filtro passa-alta.  $R_0$ ,  $G_0$ ,  $R_{n+1}$ ,  $G_{n+1}$ ,  $L_k$ ,  $C_k$ , ( $k = 1, 2, \dots, n$ ), são os elementos do filtro. Um circuito para  $n$  par é mostrado em (a) e para  $n$  ímpar em (b). Os circuitos (c) e (d) têm respostas idênticas aos (a) e (b) e são duais destes, respectivamente.

Na fig. 2.8 são mostradas as formas das curvas característica de atenuação versus frequência para os filtros passa-alta.  $At_{\omega_C}$  é a atenuação em dB que corresponde às frequências angulares de corte,  $\omega_C$ . Em (a) a característica é Tchebyscheff e em (b) é Plano Maximizado.

Para se utilizar o programa computacional com a finalidade de projetar filtros passa-alta obtém-se inicialmente a mensagem a seguir:

#### FILTROS PASSA-ALTA

#### DADOS DE ENTRADA:

Estes dados devem ser escritos na mesma linha e separados por um espaço em branco:

1. identidade - Poderão ser usadas as seguintes identidades:

TARDT (filtro Tchebyscheff passa-Alta com Resistores nos Dois Terminais) ou

TARUT (filtro Tchebyscheff passa-Alta com Resistor num Único Terminal) ou

MARDT (filtro plano Maximizado passa-Alta com Resistores nos Dois Terminais) ou

MARUT (filtro plano Maximizado passa-Alta com Resistor num Único Terminal).

2. ATWCN - É o valor numérico da atenuação, expressa em dB, correspondente à frequência de corte na,

a. fig. 2.8.a se a identidade foi, TARDT ou TARUT;

b. fig. 2.8.b se a identidade foi, MARDT ou MARUT.

3. FC - É o valor numérico da frequência de corte, expressa em GHz, que corresponde a  $\omega_C$  na,

a. fig. 2.8.a se a identidade foi TARDT ou TARUT;

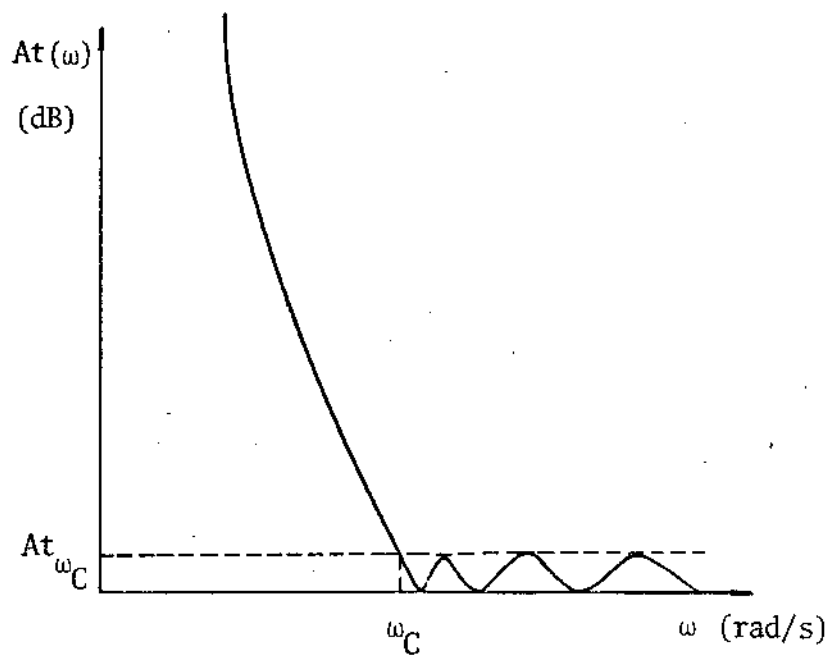
b. fig. 2.8.b se a identidade foi MARDT ou MARUT.

4. ATWN - É o valor numérico da atenuação, expressa em dB, correspondente a uma frequência variável, F, (esta corresponde a  $\omega$ ) na,

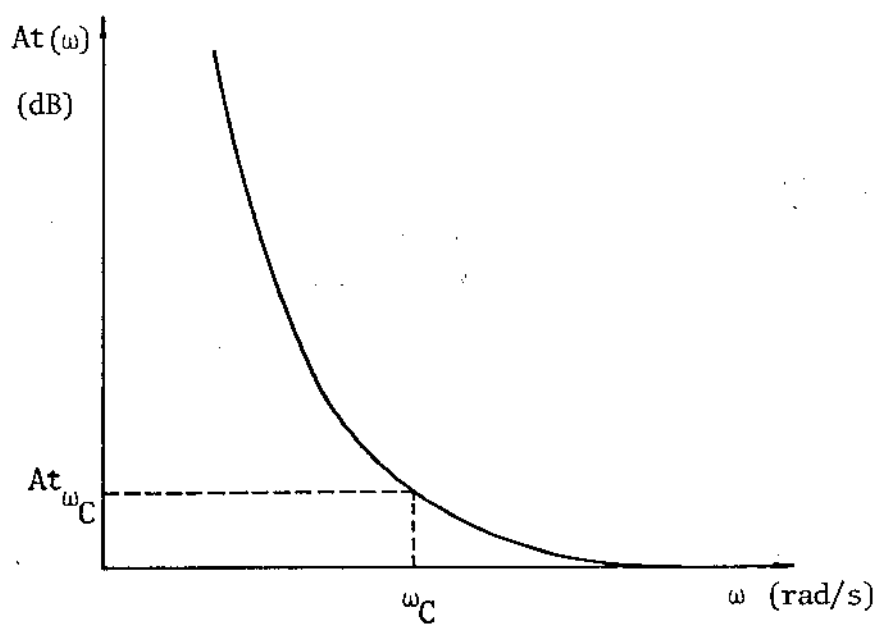
a. fig. 2.8.a se a identidade foi TARDT ou TARUT;

b. fig. 2.8.b se a identidade foi MARDT ou MARUT.





(a) Tchebyscheff



(b) Plano Maximizado

Fig. 2.8. Curvas de atenuação versus frequência (a) Tchebyscheff e (b) Plano Maximizado para o filtro passa-alta.

5. F - É o valor numérico da frequência variável, expressa em GHz, correspondente a  $\omega$  na,
  - a. fig. 2.8.a se a identidade foi TARDT ou TARUT;
  - b. fig. 2.8.b se a identidade foi MARDT ou MARUT.
6. RO - É o valor numérico da resistência característica, (Ohms).
7. Bate-se um comando "RETURN" no terminal TTY.

Em seguida os dados de entrada são reescritos e identificados, quando então obtêm-se os dados de saída a seguir:

1. N - É o valor do número de elementos do filtro passa-alta.
2. NOVA ATENUAÇÃO - É o valor numérico recalculado, da atenuação correspondente à frequência variável, expressa em dB, devido à aproximação feita ao se tornar o número N real, do seu valor inteiro mais próximo.
3. Os valores numéricos resistivos normalizados dos terminais dos filtros protótipos passa-baixa, GON e GINMI ( $GON = g_0$  ;  $GINMI = g_{n+1}$ ).

Em seguida segue-se esta mensagem:

GO E IGUAL A RON OU GON ?

E deve ser escrita uma das palavras:

- a. RON, quando o circuito desejado tiver a forma mostrada nas figs. 2.7.a ou 2.7.b .
- b. GON, quando o circuito desejado tiver a forma mostrada nas figs. 2.7.c ou 2.7.d .

Bate-se novamente a tecla "RETURN". GO é reescrita com sua identificação e, obtêm-se os dados finais de saída:

4. Os elementos reativos do filtro passa-alta numerados em sequência e concordando com a localização dos mesmos na fig. 2.7 . Estes elementos são INDutâncias em PaRalelo (INDPR) alternadas com CAPacitâncias em SÉrie (CAPSR) como nos circuitos da fig. 2.7 .

Todas as observações feitas para o filtro passa-baixa na seção anterior devem ser verificadas para o filtro passa-alta desta seção, exceto a observação (c), onde os valores numéricos das atenuações e frequências devem agora obedecer rigorosamente às formas das curvas características nas figs. 2.8.a ou 2.8.b, respectivamente, e não às figs. 2.5. ou 2.6 .



## Exemplo 2

```

ADDS DE ENTRADA:  TARUT 0.2 1 30 0.9 50

IDENTIDADE      =      TARUT                ATEN. P/FREQ. DE CORTE= 0.20000
REQ. DE CORTE=  1.000000                    ATEN. P/ FREQ. VARIABEL= 30.00
REQ. VARIABEL=  0.900000                    RESIST. CARACTERISTICA = 50.00

=              13 ELEMENTOS                NOVA ATENUACAO=      33.46269  DB
ON= 1          GINM1=INFINITO

GO E IGUAL A RON OU GON?  RON

ALDR DE GO=  RON

```

```

XXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXX
INDPR( 1)= 0.1139136E-07 HENRIES                X
CAPSR( 2)= 0.2271224E-11 FARADS                 X
INDPR( 3)= 0.4543217E-08 HENRIES                X
CAPSR( 4)= 0.1782774E-11 FARADS                 X
INDPR( 5)= 0.4130364E-08 HENRIES                X
CAPSR( 6)= 0.1702927E-11 FARADS                 X
INDPR( 7)= 0.4029824E-08 HENRIES                X
CAPSR( 8)= 0.1679695E-11 FARADS                 X
INDPR( 9)= 0.4002308E-08 HENRIES                X
CAPSR(10)= 0.1678315E-11 FARADS                 X
INDPR(11)= 0.4034964E-08 HENRIES                X
CAPSR(12)= 0.1735752E-11 FARADS                 X
INDPR(13)= 0.5036131E-08 HENRIES                X
CAPSR(14)= 0.0000000E+00 FARADS                 X
XXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXX

```

Um outro exemplo que serve de comprovação do presente programa foi utilizado para calcular os valores de um filtro passa-alta com 9 elementos, com ondulação de 0,1 dB e frequência de corte de 1 GHz e, com uma resistência característica de 50 Ohms projetado na referência (8) nas ps.413-15. Naquela

referência foram obtidos os seguintes valores:

$$\begin{aligned} C_1 = C_9 &= 2,66 \cdot 10^{-12} \text{ farads} \\ L_2 = L_8 &= 5,51 \cdot 10^{-9} \text{ henries} \\ C_3 = C_7 &= 1,49 \cdot 10^{-12} \text{ farads} \\ L_4 = L_6 &= 4,92 \cdot 10^{-9} \text{ henries} \\ C_5 &= 1,44 \cdot 10^{-12} \text{ farads} \end{aligned}$$

Os resultados obtidos com o programa computacional do filtro passa-alta aqui descrito são mostrados no exemplo 3 que são aproximadamente iguais aos resultados obtidos na referência (8). Neste exemplo os valores da atenuação variável e frequência variável foram escritos por tentativa para se obterem o filtro com os 9 elementos.

### Exemplo 3

#### FILTROS PASSA-ALTA

DADOS DE ENTRADA: TARDT 0.1 1.30 0.0 50

IDENTIDADE	=	TARDT	ATEN. P/FREQ. DE CORTE=	0.10000
FREQ. DE CORTE=		1.000000	ATEN. P/ FREQ. VARIÁVEL=	30.00
FREQ. VARIÁVEL=		0.000000	RESIST. CARACTERÍSTICA =	50.00

N =	9	ELEMENTOS	NOVA ATENUACAO=	31.83993	DB
GON=	1	GINM1=	1.000000		

GO E IGUAL A RON OU GON? GON

VALOR DE GO= GON

```

XXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXX
X                                                                 X
X   CAPSR( 1)=  0.2662129E-11 FARADS                               X
X   INDPR( 2)=  0.5516268E-08 HENRIES                             X
X   CAPSR( 3)=  0.1491211E-11 FARADS                               X
X   INDPR( 4)=  0.4922175E-08 HENRIES                             X
X   CAPSR( 5)=  0.1443327E-11 FARADS                               X
X   INDPR( 6)=  0.4922175E-08 HENRIES                             X
X   CAPSR( 7)=  0.1491211E-11 FARADS                               X
X   INDPR( 8)=  0.5516267E-08 HENRIES                             X
X   CAPSR( 9)=  0.2662129E-11 FARADS                               X
X   INDPR(10)=  0.0000000E+00 HENRIES                             X
X                                                                 X
XXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXX

```

DADOS DE ENTRADA: FIM

D OF EXECUTION

U TIME: 0.86 ELAPSED TIME: 1:24.65

IT

## 2.5. Programa Computacional para Projetar Filtros Passa-Banda com Elementos Concentrados em Microondas. Utilização e Comprovação.

Os circuitos dos filtros passa-banda são mostrados na fig. 2.9.  $R_0$ ,  $G_0$ ,  $R_{n+1}$ ,  $G_{n+1}$ ,  $L_k$ ,  $C_k$ , ( $k = 1, 2, \dots, n$ ) são os elementos dos filtros. Os indutores e capacitores formam Ressonadores SÉrie em SÉrie (RSESR) nos circuitos ou, Ressonadores PARalelos em PARalelo (RPAPR) nos circuitos. Por exemplo na fig. 2.9.a,  $L_1$  e  $C_1$  constituem um RPAPR no circuito e,  $L_2$  e  $C_2$  um RSESR.

Os elementos do filtro passa-banda são obtidos a partir das transformações nas eqs. (2.2.6) a (2.2.9) juntamente com a seguinte transformação de frequências<sup>9</sup>:

$$\omega_N = \frac{\omega_{CN}}{\omega'} \left( \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) = \frac{1}{\omega'} \left( \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) \quad (2.5.1)$$

onde,

usou-se a eq. (2.2.1) que tem  $\omega_{CN} = 1$ ,

$$\omega' = \frac{\omega_{C_2} - \omega_{C_1}}{\omega_0} = \frac{\omega_{C_2} - \omega_{C_1}}{\sqrt{\omega_{C_2} \cdot \omega_{C_1}}} \quad (2.5.2)$$

$\omega_N$  e  $\omega_{CN}$  são as frequências angulares variável e de corte normalizadas correspondente aos filtros protótipos passa-baixa,

$\omega$  é a frequência angular variável em radianos por segundo do filtro passa banda e,

$\omega_{C_1}$  e  $\omega_{C_2}$  são as frequências angulares de corte em radianos por segundo mais baixa e mais alta, respectivamente, do filtro passa-banda como são vistos na fig. 2.10. Nesta fig.  $A_{\omega_C}$  é a atenuação em dB para a qual corresponde as frequências  $\omega_{C_1}$  e  $\omega_{C_2}$  cujas características são (a) Tchebyscheff e (b) Plano Maximizado, respectivamente.

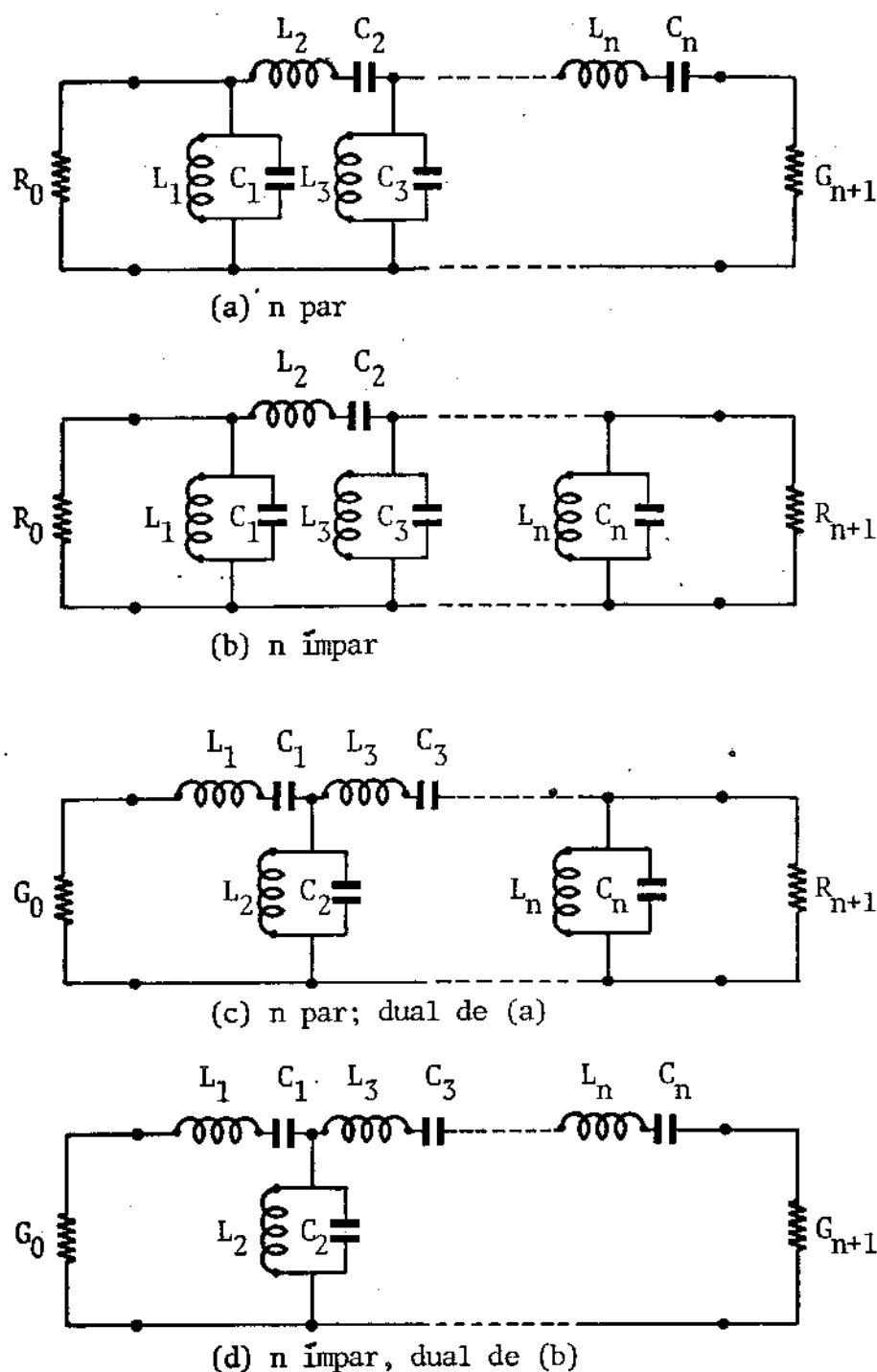
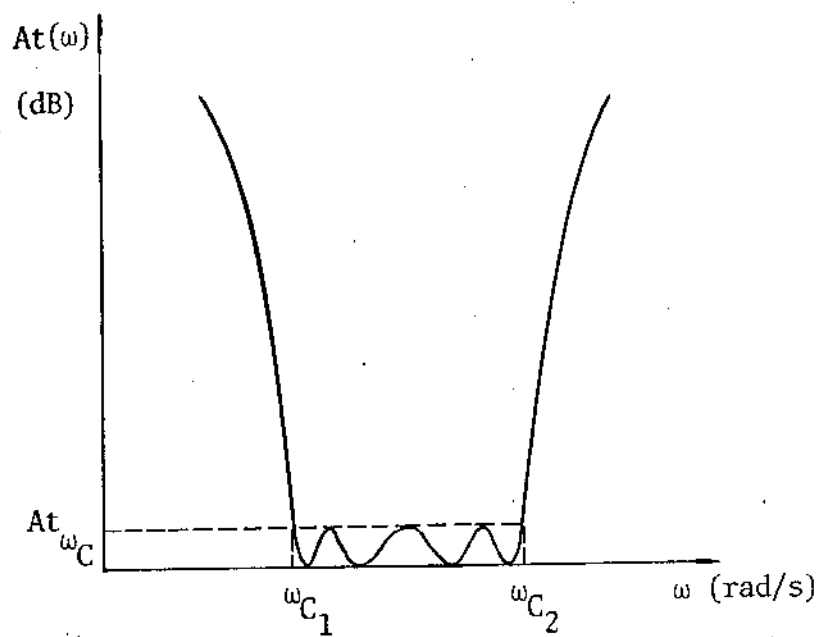
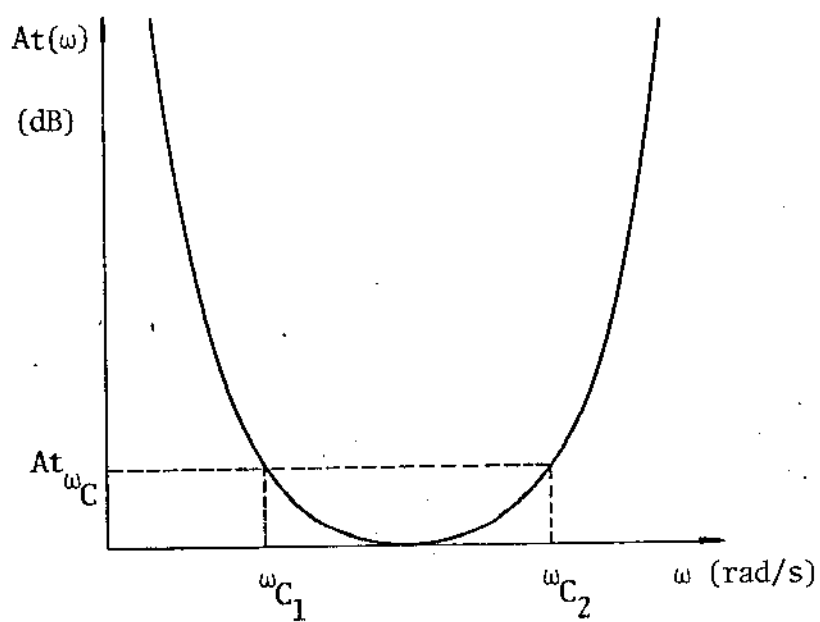


Fig. 2.9. Circuitos do filtro passa-banda.  $R_0$ ,  $G_0$ ,  $R_{n+1}$ ,  $G_{n+1}$ ,  $L_k$ ,  $C_k$ , ( $k = 1, 2, \dots, n$ ), são os elementos do filtro. Um circuito para  $n$  par é mostrado em (a) e para  $n$  ímpar em (b). Os circuitos (c) e (d) são os duais de (a) e (b) e, suas repostas são idênticas respectivamente.  $L_k$ ,  $C_k$  formam os Ressonadores SÉrie em SÉrie (RSESER) ou, os Ressonadores PARalelo em PARalelo (RPAPR) nos circuitos.



(a)



(b)

Fig. 2.10. Curvas de atenuação versus frequência (a) Tchebyscheff e (b) Plano Maximizado para o filtro passa-banda.



Os valores dos elementos dos circuitos na fig. 2.9 podem ser obtidos da seguinte forma:

a. Para Ressonadores PARalelo em PaRalelo (RPAPR) nos circuitos:

$$b_k = \omega_0 \cdot C_{k,N} = \frac{1}{\omega_0 \cdot L_{k,N}} = \frac{\omega_{CN} \cdot g_k}{\omega'}, \quad k = 1, 2, \dots, n \quad (2.5.3)$$

onde,

$b_k$  é definida como sendo o parâmetro de declividades da susceptância<sup>12</sup>,  
o índice N refere-se à normalização dos elementos,

n é o número destes elementos,

$\omega'$  e  $\omega_0$  são obtidos pela eq. (2.5.2),

$\omega_{CN} = 1$  da eq. (2.2.1),

$C_{k,N}$  e  $L_{k,N}$  são as capacitâncias e indutâncias normalizadas para os filtros passa-banda e,

$g_k$  ( $k = 1, 2, \dots, n$ ) são os parâmetros dos filtros protótipos passa-baixa.

Das eqs. (2.5.3), (2.2.8) e (2.2.9) obtém-se :

$$C_k = \frac{g_k}{R_0 \omega_0 \omega'}, \quad k = 1, 2, \dots, n \quad (2.5.4)$$

e,

$$L_k = \frac{\omega' R_0}{g_k \omega_0}, \quad k = 1, 2, \dots, n \quad (2.5.5)$$

onde,

$R_0$  é resistência característica.

b. Para Ressonadores Série em Série (RSESr) nos circuitos;

$$X_k = \omega_0 \cdot L_{k,N} = \frac{1}{\omega_0 C_{k,N}} = \frac{\omega_{CN} g_k}{\omega'}, \quad k = 1, 2, \dots, n \quad (2.5.6)$$

onde

$X_k$  é definido como o parâmetro de declividade da reatância<sup>9</sup>.

Das eqs. (2.5.6), (2.2.8) e (2.2.9) podem-se obter:

$$C_k = \frac{\omega'}{\omega_0 g_k R_0}, \quad k = 1, 2, \dots, n \quad (2.5.7)$$

e

$$L_k = \frac{g_k R_0}{\omega' \omega_0}, \quad k = 1, 2, \dots, n \quad (2.5.8)$$

A utilização do programa computacional para projetar filtros passa-banda é descrita a seguir:

Inicialmente a seguinte mensagem é escrita:

FILTROS PASSA-BANDA

DADOS DE ENTRADA:

Estes dados de entrada devem ser escritos na mesma linha e separados por um espaço em branco:

1. identidade - Poderão ser usadas as seguintes identidades:

TDRDT (filtro Tchebyscheff passa-banda com Resistores nos Dois Terminais) ou

TDRUT ( filtro Tchebyscheff passa-banda com Resistor num Único Terminal) ou

MDRDT (filtro plano Maximizado passa-banda com Resistores nos Dois Terminais) ou

MDRUT ( filtro plano Maximizado passa-banda com Resistor num Único Terminal ).

2. ATWCN - É o valor numérico da atenuação, expressa em dB, correspondente às frequências de corte na,
  - a. fig. 2.10.a se a identidade foi TDRDT ou TDRUT;
  - b. fig. 2.10.b se a identidade foi MDRDT ou MDRUT.
3. FC1 - É o valor numérico da frequência de corte mais baixa, expressa em GHz, que corresponde a  $\omega_{C_1}$  na,
  - a. fig. 2.10.a se a identidade foi TDRDT ou TDRUT;
  - b. fig. 2.10.b se a identidade foi MDRDT ou MDRUT.
4. FC2 - É o valor numérico da frequência de corte mais alta, expressa em GHz, que corresponde a  $\omega_{C_2}$  na,
  - a. fig. 2.10.a se a identidade foi TDRDT ou TDRUT;
  - b. fig. 2.10.b se a identidade foi MDRDT ou MDRUT.
5. ATWN - É o valor numérico da atenuação, expressa em dB, correspondente à frequência variável, F, (esta corresponde a  $\omega$ ) na,
  - a. fig. 2.10.a se a identidade foi TDRDT ou TDRUT;
  - b. fig. 2.10.b se a identidade foi MDRDT ou MDRUT.
6. F - É o valor numérico da frequência variável, expressa em GHz, correspondente a  $\omega$ ,
  - a. fig. 2.10.a se a identidade foi TDRDT ou TDRUT;
  - b. fig. 2.10.b se a identidade foi MDRDT ou MDRUT.
7. RO - É o valor da resistência característica, (Ohms).
8. Bate-se um comando "RETURN" no terminal TTY.

Os dados de entrada são reescritos e identificados quando então obtêm-se os dados de saída a seguir:

1. N - É o valor do número de elementos do filtro passa-banda.
2. NOVA ATENUAÇÃO - É o valor numérico recalculado, da atenuação, expressa em dB, correspondente à frequência variável na fig. 2.10, devido à aproximação feita ao tomar o número N real, do seu valor inteiro mais próximo.
3. Os valores numéricos resistivos normalizados dos terminais dos filtros pro-  
tótipos passa-baixa, GON e GINMI ( $GON = g_0$  ;  $GINMI = g_{n+1}$ ).

Após, a seguinte mensagem é escrita:

GO E IGUAL A RON OU GON ?

e uma das palavras deve ser escrita;

a. RON, quando o circuito desejado tiver a forma mostrada nas figs. 2.9.a ou 2.9.b .

b. GON, quando o circuito desejado tiver a forma mostrada nas figs. 2.9.c ou 2.9.d .

Novamente deve-se bater a tecla "RETURN" no terminal TTY e, finalmente obtém-se,

4. Os elementos reativos do filtro passa-banda numerados em seqüência e, concordando com a localização dos mesmos na fig. 2.9 . Estes elementos são:

a. INDPR DO RPAPR (INDutâncias em PaRalelo nos circuitos DOs Ressoadores PARalelo em PaRalelo nos circuitos) ou

b. CAPPR DO RPAPR (CAPacitâncias em PaRalelo nos circuitos DOs Ressoadores PARalelo em PaRalelo nos circuitos) ou

c. INDSR DO RSESR (INDutâncias em SÉrie nos circuitos DOs Ressoadores SÉrie em SÉrie nos circuitos) ou

d. CAPSR DO RSESR (CAPacitâncias em SÉrie nos circuitos DOs Ressoadores SÉrie em SÉrie nos circuitos).

Todas as observações feitas para o filtro passa-baixa na seção 2.3 de vem ser obedecidas para o filtro passa-banda desta seção, exceto a observação (c) onde, os valores numéricos das atenuações e frequências devem agora obedecer rigorosamente às formas das curvas características nas figs. 2.10.a ou 2.10.b, e não às figs. 2.5 ou 2.6.

A seguir são mostrados dois exemplos:





A título de exemplo e comprovação, consideremos o caso do filtro passa-banda com uma característica Tchebyscheff com ondulação de 0,1 dB e com frequências de corte  $f_1 = 2$  kHz e  $f_2 = 4$  kHz e, uma atenuação de 50 dB para a frequência de 1,5 KHz, examinado por Matthaei et al<sup>9</sup>. Neste caso o número previsto de seções foi de 6 . O programa aqui desenvolvido foi aplicado a esse caso e 6 elementos foram obtidos. Seus valores calculados são mostrados no exemplo 3 seguinte:

## Exemplo 3

## FILTROS PASSA-BANDA

ADDS DE ENTRADA: TDRD1 1 0.000002 0.000004 50 0.000015 50

DENTIDADE	=	TDRDT	ATEN. P/ FREQ. DE CORTE=	1.000000
REQ. DE C. F1=	0.2000000E-05	FREQ. DE C. F2	=	0.4000000E-05
TEN. P/ F. VAR=	50.00000	FREQUENCIA VARIÁVEL	=	0.1500000E-05
ES. CHARACTER.	=	50.00000		

=	6	ELEMENTOS	NOVA ATENUACAO=	54.16476	DB
ON= 1	GINM1=	2.659861			

Q E IQUAL A RON OU GON? GON

ALOR DE GO= GON

XX

INDSR DO RSESR( 1)= 0.8573153E-02 HENRIES

CAPSR DO RSESR( 1)= 0.2954607E-17 FARADS

INDPR DO RPAPR( 2)= 0.1601850E-02 HENRIES

CAPPR DO RPAPR( 2)= 0.1757243E-05 FARADS

INDSR DO RSESR( 3)= 0.1218931E-01 HENRIES

CAPSR DO RSESR( 3)= 0.2078075E-17 FARADS

INDPR DO RPAPR( 4)= 0.1727310E-02 HENRIES

CAPPR DO RPAPR( 4)= 0.1833074E-05 FARADS

INDSR DO RSESR( 5)= 0.1168505E-01 HENRIES

CAPSR DO RSESR( 5)= 0.2167752E-17 FARADS

INDPR DO RPAPR( 6)= 0.2455888E-02 HENRIES

CAPPR DO RPAPR( 6)= 0.1289264E-05 FARADS

XX

ADDS DE ENTRADA: FIM

EXECUTION

TIME: 1.05 ELAPSED TIME: 2:54.35

## 2.6. Programa Computacional para Projetar Filtros Rejeita-Banda com Elementos Concentrados em Microondas. Utilização e Comprovação.

Na fig. 2.11 são mostrados os circuitos dos filtros rejeita-banda.  $R_0, G_0, R_{n+1}, G_{n+1}, L_k, C_k$ , ( $k = 1, 2, \dots, n$ ) são os elementos dos filtros. Os indutores e capacitores constituem Ressonadores SÉrie em PaRalelo (RSEPR) nos circuitos ou, Ressonadores PaRalelo em SÉrie (RPASR) nos circuitos. Por exemplo, na fig. 2.11.a,  $L_1$  e  $C_1$  constituem um RSEPR no circuito  $L_2$  e  $C_2$  um RPASR no circuito.

Para se obterem os elementos do filtro rejeita-banda utilizam-se as transformações ocorridas nas eqs. (2.2.6) a (2.2.9) juntamente com a transformação de frequência a seguir<sup>10</sup>:

$$\omega_N = \frac{\omega'' \cdot \omega_{CN}}{\omega/\omega_0 - \omega_0/\omega} = \frac{\omega''}{\omega/\omega_0 - \omega_0/\omega} \quad (2.6.1)$$

onde usou-se  $\omega_{CN} = 1$  da eq. (2.2.1) e também:

$$\omega'' = \frac{\omega_{C_2} - \omega_{C_1}}{\omega_0} = \frac{\omega_{C_2} - \omega_{C_1}}{\sqrt{\omega_{C_1} \cdot \omega_{C_2}}} \quad (2.6.2)$$

$\omega_N$  e  $\omega_{CN}$  são as frequências angulares variável e de corte normalizadas correspondentes aos filtros protótipos passa-baixa,

$\omega$  é a frequência angular variável em radianos por segundo, do filtro passa-banda e,

$\omega_{C_1}$  e  $\omega_{C_2}$  são as frequências angulares de corte em radianos, mais baixa e mais alta, respectivamente, do filtro rejeita-banda como são vistas na fig. 2.12. Nesta fig.  $A_{\omega_C}$  é a atenuação expressa em dB para a qual corresponde as frequências  $\omega_{C_1}$  e  $\omega_{C_2}$ , cujas curvas características são (a) Tchebyscheff e (b) Plano Maximizado, respectivamente.



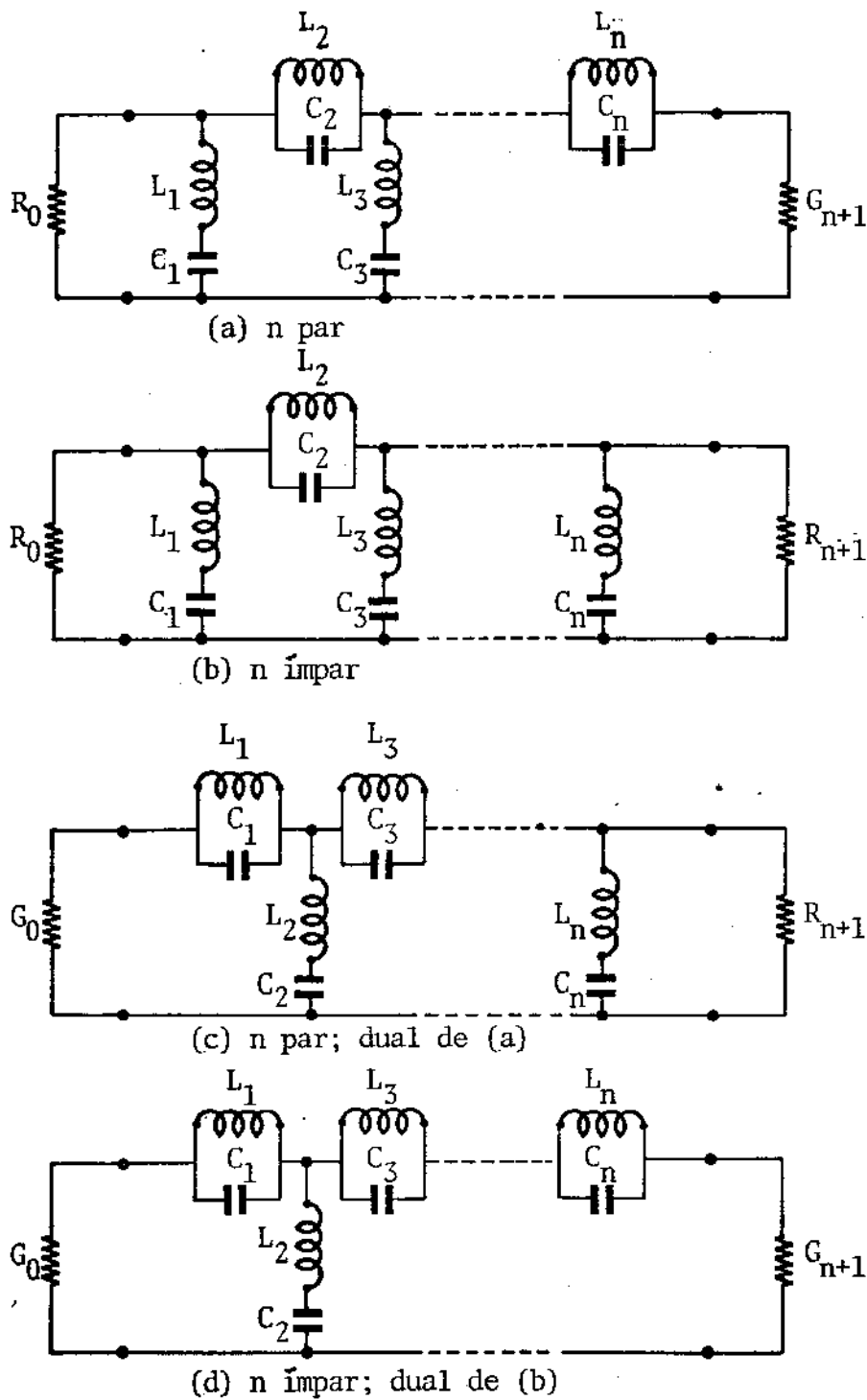
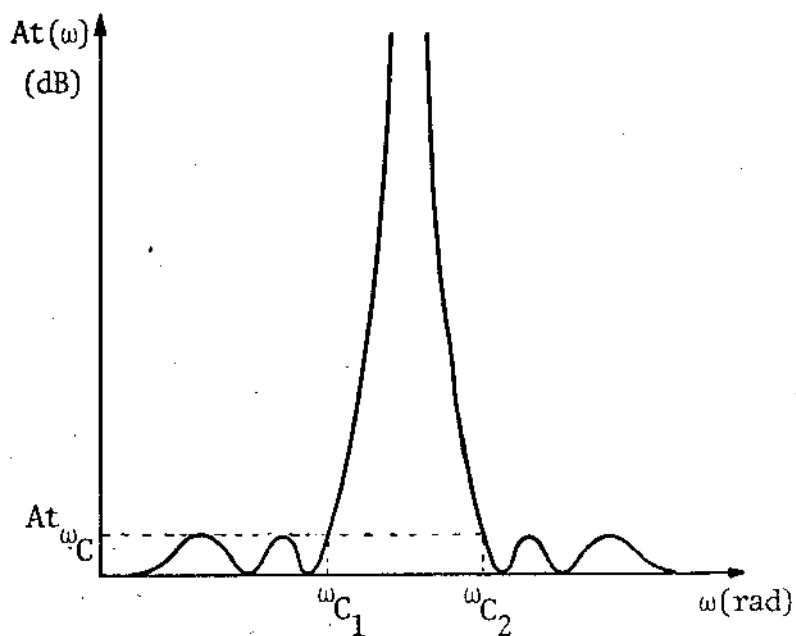
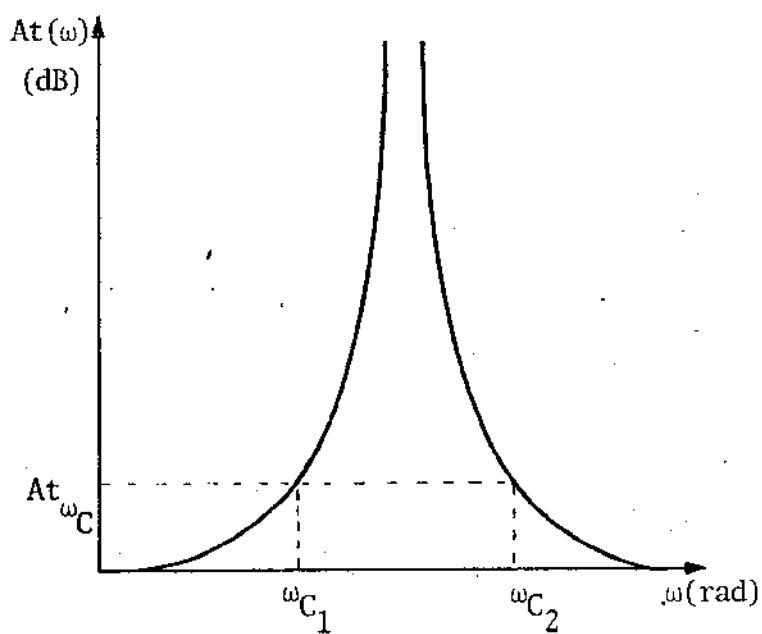


Fig. 2.11. Circuitos de filtro rejeita-banda.  $R_0, G_0, R_{n+1}, G_{n+1}, L_k, C_k$  ( $k = 1, 2, \dots, n$ ), são os elementos do filtro. Um circuito para  $n$  par é mostrado em (a) e para  $n$  ímpar em (b). Os circuitos (c) e (d) são duais de (a) e (b) e, suas respostas são respectivamente idênticas.  $L_k, C_k$  constituem Ressonadores SÉrie em PaRalelo (RSEPR) ou, Ressonadores PaRalelo em SÉrie (RPASR) nos circuitos.



(a)



(b)

Fig. 2.12. Curvas de atenuação versus frequência para o filtro rejeita-banda com características (a) Tchebyscheff (b) Plano Maximizado.

Os elementos dos circuitos da fig. 2.11 são identificados da seguinte forma:

a. Para Ressonadores SÉrie em PaRalelo (RSEPR) nos circuitos:

$$b_k = \omega_0 C_{k,N} = \frac{1}{\omega_0 L_{k,N}} = \frac{1}{\omega'' \omega_{CN} g_k}, \quad k = 1, 2, \dots, n \quad (2.6.3)$$

onde,

$b_k$  é definido como sendo o parâmetro de declividade da susceptância<sup>1,0</sup>,  
 $\omega''$  e  $\omega_0$  são obtidos na eq. (2.6.2)

$\omega_{CN} = 1$  da eq. (2.2.1)

$C_{k,N}$  e  $L_{k,N}$  são as capacitâncias e indutâncias normalizadas para os filtros rejeita-banda na fig. 2.11 e,

$g_k$  são os parâmetros dos filtros protótipos passa-baixa.

Das eqs. (2.6.3), (2.2.8) e (2.2.9) obtêm-se:

$$C_k = \frac{1}{\omega'' \omega_0 g_k R_0}, \quad k = 1, 2, \dots, n \quad (2.6.4)$$

e

$$L_k = \frac{\omega'' g_k R_0}{\omega_0}, \quad k = 1, 2, \dots, n \quad (2.6.5)$$

onde

$R_0$  é a resistência característica,

$C_k$  é a CAPacitância em PaRalelo (CAPPR) no circuito, do RSEPR e,

$L_k$  é a INDutância em PaRalelo (INDPR) no circuito, do RSEPR.

b. Para Ressonadores PaRalelo em SÉrie (RPASR) nos circuitos:

$$X_k = \omega_0 L_{k,N} = \frac{1}{\omega_0 C_{k,N}} = \frac{1}{\omega'' \omega_{CN} g_k}, \quad k = 1, 2, \dots, n \quad (2.6.6)$$

onde

$X_k$  é definido como o parâmetro de declividade da reatância para o filtro rejeita-banda<sup>10</sup>.

Das eqs. (2.6.6), (2.2.8) e (2.2.9) obtêm-se:

$$C_k = \frac{\omega'' g_N}{\omega_0 R_0}, \quad k = 1, 2, \dots, n \quad (2.6.7)$$

e,

$$L_k = \frac{R_0}{\omega'' \omega_0 g_k}, \quad k = 1, 2, \dots, n \quad (2.6.8)$$

onde,

$C_k$  são as CAPacitâncias em SÉrie (CAPSR) nos circuitos, do RPASR e,  
 $L_k$  são as INDutâncias em SÉrie (INDSR) nos circuitos dos RPASR.

A utilização do programa computacional para projetar filtros rejeita-banda é muito parecida com a utilização dos filtros passa-banda descrita na seção anterior. As diferenças básicas são:

- a. Tudo que se refere ao nome passa-banda é substituído por rejeita-banda.
- b. As identidades são substituídas respectivamente por:
  - TRRDT
  - TRRUT
  - MRRDT
  - MRRUT
- c. As figs. 2.10.a e 2.10.b são substituídas pelas 2.12.a e 2.12.b.
- d. A fig. 2.8 é substituída pela fig. 2.11 .
- e. As identificações não são mais aquelas vistas no item 4. de dados de saída do filtro passa-banda e sim as identificações vistas acima nesta seção.

Finalmente abaixo é apresentado um exemplo:

### Exemplo 1

#### FILTROS REJEITA-BANDA

DADOS DE ENTRADA: TRRUT 1 1 2 30 1.5 50

IDENTIDADE	=	TRRUT	ATEN. P/FREQ. DE CORTE=	1.000000
FREQ. DE C. F1=	1.000000		FREQ. DE C. F2	= 2.000000
ATEN. P/ F. VAR=	30.00000		FREQUENCIA VARIÁVEL	= 1.500000
RESIST. CARACT. =	50.00000			

N =	2	ELEMENTOS	NOVA ATENUAÇÃO=	31.16024	DB
GON=	1	GINM1=INFINITO			

GO E IGUAL A RON OU GON? RON

VALOR DE GO= RON

```

XXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXX
X
X   INDPR DO RSEPR( 1)=  0.3624775E-08 HENRIES
X   CAPPR DO RSEPR( 1)=  0.3494051E-11 FARADS
X
X   INDSR DO RPSR( 2)=  0.7992339E-08 HENRIES
X   CAPSR DO RPSR( 2)=  0.1584661E-11 FARADS
X
X
XXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXX

```

DADOS DE ENTRADA: FIM

END OF EXECUTION  
 CPU TIME: 0.69 ELAPSED TIME: 1:11.47  
 EXIT

## 2.7 Conclusões

Neste capítulo foram estudados os filtros passa-baixa, passa-alta, passa-banda e rejeita-banda baseados nos filtros protótipos passa-baixa. Programas computacionais foram elaborados para projetá-los.

Alguns exemplos foram apresentados e, resultados foram comparados com outros existentes indicando a concordância dos resultados obtidos.

A seguir, no capítulo 3, serão descritos os transformadores homogêneos de um quarto de comprimento de onda e os filtros homogêneos de meio comprimento de onda, que também utilizam as características Tchebyscheff e Plano Maximizado descritas na seção 2.2 .

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

1. COHN, S. Filter design. In Filters and Cavities. In Microwave Engineers' Handbook. Dedham, Mass., Artech House, Inc., 1971. V.I, p. 163-69.
2. COLLIN, R.E. Periodic structures and filters. In Foundations for Microwave Engineering. Tokyo, McGraw-Hill, 1966. cap. 8, p. 403-33.
3. DECSYSTEM10 - FORTRAN IV (F40) PROGRAMMER'S REFERENCE MANUAL. Maynard, Mass, Jan, 1975. p. 10.3-10.6 .
4. HOWE, H. Jr. Low pass and high pass filters. In Stripline Circuit Design. Dedhan, Mass., Artech House, Inc., 1974. cap. 6, p. 181-211.
5. MATHAEI, G.L.; YOUNG, L.; JONES, E.M.T. Microwave Filters, Impedance-Matching Networks, and Coupling Structures. N.Y., McGraw-Hill, 1964. 1096 p.
6. Some useful circuit concepts and equations. In Microwave Filters, Impedance-Matching Networks and Coupling Structures. N.Y., McGraw-Hill, 1964. cap. 2, p. 36-39.
7. Low-pass prototype filters obtained by network synthesis methods. In Microwave Filters, Impedance-Matching, Network and Coupling Structures. N.Y., McGraw-Hill, 1964. cap. 4, p. 83-109.
8. Low-pass and high-pass filters using semi-lumped elements or waveguide corrugations. In Microwave Filters, Impedance-Matching Networks and Coupling Structures. N.Y., McGraw-Hill, 1964. cap. 7, p. 365-68, 411-15.
9. Band-pass filters (A general summary of band-pass filters, and a versatile design technique for filters with narrow or moderate bandwidths). In Microwave Filters, Impedance-Matching, Network and Coupling Structures. N.Y., McGraw-Hill, 1964. cap. 8, p. 427-40
10. Band -stop filters. In Microwave Filters, Impedance-Matching, Networks and Coupling Structures. N.Y., MacGraw-Hill, 1964. cap. 7, p. 365-68, 411-15.
11. ORCHARD, H.J. Formulac for ladder filters. Wireless Eng., London, 30(1): 3-5, Jan, 1953.

12. SPIEGEL, M.R. Variáveis Complexas. S.L.P. McGraw-Hill, Brasil, 1972.  
p. 54.
13. YABUUTI, J.B. Filtro Passa-Banda de Faixa Larga para um Sistema de Comunicação por Laser. Campinas, Faculdade de Engenharia Campinas, 1975  
Tese (Mest. Cien.) - UNICAMP. Orient.: ROGERS, D.A. Co-Orient.:  
GIAROLA, A.J., p. 9.
14. YOUNG, L. Microwave Filters Using Parallel Coupled Lines. Dedhan, Mass.,  
Artech House, Inc., 1972. 241 p.



## CAPÍTULO 3

### PROGRAMAS COMPUTACIONAIS PARA PROJETAR TRANSFORMADORES DE IMPEDÂNCIAS DE UM QUARTO DE COMPRIMENTO DE ONDA E FILTROS HOMOGÊNEOS DE MEIO COMPRIMENTO DE ONDA

#### 3.1. Introdução

Este capítulo compõe-se de duas partes principais:

- A primeira parte inclui além desta, as seções 3.2. a 3.4., e refere-se ao Transformador Homogêneo de Impedâncias de um Quarto de Comprimento de Onda.
- A segunda parte refere-se ao Filtro Homogêneo de Meio Comprimento de Onda, cujo circuito protótipo é o Transformador de Impedâncias de um Quarto de Comprimento de Onda e inclui também as seções 3.5. e 3.6. Este tipo de filtro será sempre passa-banda.

Nesta seção são introduzidas:

- a. Definições a respeito dos transformadores e filtros homogêneos;
- b. Aplicações dos transformadores como dispositivos de microondas;
- c. Uma abordagem teórica existente e desenvolvida nas seções seguintes, sobre os transformadores de impedâncias de um quarto de comprimento de onda e filtros homogêneos de meio comprimento de onda.

O Transformador Homogêneo de Impedâncias de um Quarto de Comprimento de Onda, THIQCO, é um dispositivo de microondas composto de uma ligação em cascata de seções sem perdas de linhas de transmissão uniformes onde, para a frequência central de operação, cada seção tem um comprimento físico igual a um quarto do comprimento de onda e onde as razões entre os comprimentos de onda internos e também entre as impedâncias características para diferentes posições ao longo da direção de propagação são independentes da frequência.

O Filtro Homogêneo de Meio Comprimento de Onda, FHMCQ, é um dispositivo de microondas composto de uma ligação em cascata de seções de linhas de transmissão uniformes onde as perdas são desprezadas, sendo que para a frequência central de operação, cada seção tem um comprimento físico igual à metade do comprimento de onda e onde as razões entre os comprimentos de onda internos e também entre as impedâncias características para diferentes posições ao longo da direção de propagação são independentes da frequência.

Uma linha de transmissão uniforme é aquela que tem as características físicas e elétricas invariáveis com a distância ao longo da direção de propagação<sup>12</sup>.

Os THIQCO são de grande utilidade em microondas. Suas duas principais aplicações são:

1. Utilização como dispositivo de casamento ou transformador de impedâncias;
2. Utilização como circuitos protótipos, servindo de base para o projeto de outros dispositivos, tais como<sup>13</sup>:
  - Transformadores e Filtros Óticos de Múltiplas Camadas;
  - Acopladores Direcionais em Quadraturas;
  - Filtros de Meio Comprimento de Onda;
  - Filtros Passa-Baixa de Linha Curta;
  - Filtros com Ressonadores de um Quarto de Comprimento de Onda;
  - Filtros com Cavidades Diretamente Acopladas.

Vários trabalhos foram publicados sobre THIQCO. Collin<sup>1</sup> apresentou uma teoria geral de um THIQCO com  $n$  seções e mostrou que para se obter uma máxima largura de faixa com mínima variação na faixa de passagem, um transformador com  $n$  seções deve ser projetado para ter características Tchebyscheff naquela faixa de passagem; fórmulas de projeto foram descritas para THIQCO com até quatro seções. Um grande aumento na largura da faixa de passagem (de até 44% para um transformador de duas seções até 73% para um transformador de quatro seções) ocorre para um transformador com características Tchebyscheff comparado com um transformador com características Plano Maximizado. Riblet<sup>9</sup> apresentou a síntese geral de um THIQCO na faixa de rádio frequência e descreveu a Função de Perda por Inserção de forma adequada. Ele mostrou que a função de perda por inserção descrita por Collin<sup>1</sup> é sempre realizável com impedâncias características positivas, e que o procedimento de

síntese, para a obtenção de características Tchebyscheff e Plano Maximizado, envolve a solução de equações quadráticas. Também provou que os coeficientes de reflexões das seções são simétricos, na teoria desenvolvida por Collin. Expressões foram descritas para os coeficientes da impedância de entrada de um transformador de  $n$  seções em termos das  $n$  impedâncias características e vice-versa.

Young<sup>14,15</sup> publicou tabelas de THIQCO com duas, três e quatro seções, onde também muitos casos de interesse prático podem ser calculados por interpolação. Um parâmetro fundamental nestas tabelas é o Máximo Coeficiente de Onda Estacionária (MCOE).

Hiblet<sup>8</sup> apresentou um teorema e fez rígidas limitações sobre efeitos que ocorrem quando se melhora o desempenho do THIQCO ao se aumentar o número de seções sem o aumento correspondente nos seus comprimentos físicos.

Matthaei et al.<sup>7</sup> apresentaram num livro um trabalho mais completo em relação à publicação de Young<sup>14</sup>.

Outros trabalhos posteriormente foram publicados contendo algumas das informações nas referências acima citadas<sup>2,4</sup>.

Matthaei et al.<sup>7</sup> e Young<sup>13</sup> apresentaram um suporte teórico fundamental ao THIQCO e ao FHMCO. Seus trabalhos, no que se refere ao cálculo do número de seções do transformador, utilizam o método onde o MCOE é um parâmetro de interesse no projeto. O outro método, que somente é citado, tem os filtros protótipos passa-baixa como base, onde as atenuações são os parâmetros importantes no projeto, substituindo ao MCOE. Teoria e tabelas foram publicadas para soluções exatas de transformadores de impedâncias com duas, três e quatro seções, para características Tchebyscheff e Plano Maximizado. Também soluções exatas para transformadores que tenham até oito seções com características Plano Maximizadas foram fornecidas. Outras soluções aproximadas foram apresentadas. Nestas referências<sup>7,13</sup> as tabelas contêm somente impedâncias normalizadas.

Neste capítulo, considerando as vantagens e limitações citadas acima contidas nas referências 1, 7, 8, 9, 13, 14 e 15, dois programas computacionais são desenvolvidos para projetar THIQCO e FHMCO, tendo duas, três ou quatro seções com ambas características Tchebyscheff e Plano Maximizado, resultando impedâncias desnormalizadas, pelos dois métodos distintos: Utilizando o MCOE e utilizando as atenuações (tendo como base os filtros protótipos passa-baixa), como parâmetros importantes no projeto.

As grandes vantagens desses dois programas são:

1. As opções distintas disponíveis para o projeto desses dispositivos vistas no parágrafo anterior;
2. A larga variação possível para os valores dos parâmetros de entrada;
3. A rapidez com que se pode projetar os respectivos dispositivos.

### 3.2. Determinação do Número de Seções do Transformador Homogêneo de Impedâncias de um Quarto de Comprimento de Onda

Define-se um transformador de Impedâncias Ideal de um Quarto de Comprimento de Onda, como uma ligação em cascata de seções sem perdas de linhas de transmissão uniformes onde, para a frequência central de operação cada seção tem um comprimento físico igual a um quarto de comprimento de onda e, cujas junções são ideais, i.e., as junções onde os efeitos elétricos das descontinuidades são desprezíveis.

Nesta seção são vistas as relações entre atenuações passa-banda e rejeita-banda, faixa de passagem fracional,  $fpf$ , máximo coeficiente de onda estacionária, MCOE, e o número,  $n$ , de seções ou ressoadores. As expressões são obtidas para o transformador de um quarto de comprimento de onda ideal, e podem ser consideradas aproximadamente iguais para transformadores de um quarto de comprimento de onda físicos reais e para determinados filtros, sem modificações ou com pequeníssimas correções aplicadas aos efeitos das junções, para esses dispositivos que tenham até quatro seções. Das expressões que relacionam os parâmetros citados acima, são desenvolvidas equações que dão o valor de  $n$  em função dos demais. O objetivo maior deste capítulo é elaborar dois programas computacionais que determinem as impedâncias das  $n$  seções do THIQCO e do FHMCO, quando determinadas características são desejadas, tais como: atenuações, frequências de corte passa-banda, MCOE. Tendo-se calculado o número de seções, determinam-se os valores das impedâncias das seções.

A faixa de passagem fracional,  $fpf$ , do THIQCO é definida em termos das frequências de corte passa-banda  $f_1$  e  $f_2$ , menor e maior, respectivamente, no espaço livre (considerando a linha de transmissão não dispersiva), como:

$$fpf = \frac{f_2 - f_1}{(f_2 + f_1)/2} = 2 \frac{rfp - 1}{rfp + 1} \quad (3.2.1)$$

onde,

$$\text{rfp} = \frac{f_2}{f_1} \quad (3.2.2)$$

é definida como a razão de faixa de passagem.

A fig. 3.1 mostra a configuração em microfita ou linha de fita (vista superior) de um THIQCO com  $n$  seções indicando os comprimentos elétricos,  $\theta$ , as impedâncias normalizadas,  $Z_0=1, Z_1, Z_2, \dots, Z_n, Z_{n+1} = R$  (onde  $R$  é a razão entre as impedâncias de saída e entrada), os Coeficientes de Onda Estacionárias, COE's, das junções  $\text{COE}_1, \text{COE}_2, \dots, \text{COE}_n, \text{COE}_{n+1}$ , e os Coeficientes de Reflexões, CR's, das junções de seções do transformador,  $\text{CR}_1, \text{CR}_2, \dots, \text{CR}_n, \text{CR}_{n+1}$ .

Os COE's das junções do transformador são descritos por<sup>7</sup>:

$$\text{COE}_K = \frac{Z_K}{Z_{K-1}} > 1, \quad K = 1, 2, \dots, n + 1 \quad (3.2.3)$$

e os CR's nas junções são descritos por<sup>7</sup>:

$$\text{CR}_K = \frac{\text{COE}_K - 1}{\text{COE}_K + 1}, \quad K = 1, 2, \dots, n + 1 \quad (3.2.4)$$

ou ainda definido por Collin<sup>1</sup> como,

$$\text{CR}_K = \frac{Z_K - Z_{K-1}}{Z_K + Z_{K-1}}, \quad K = 1, 2, \dots, n + 1 \quad (3.2.5)$$

que também define o coeficiente de transmissão nas junções como sendo:

$$T_K = \text{CR}_K + 1, \quad K = 1, 2, \dots, n + 1 \quad (3.2.6)$$

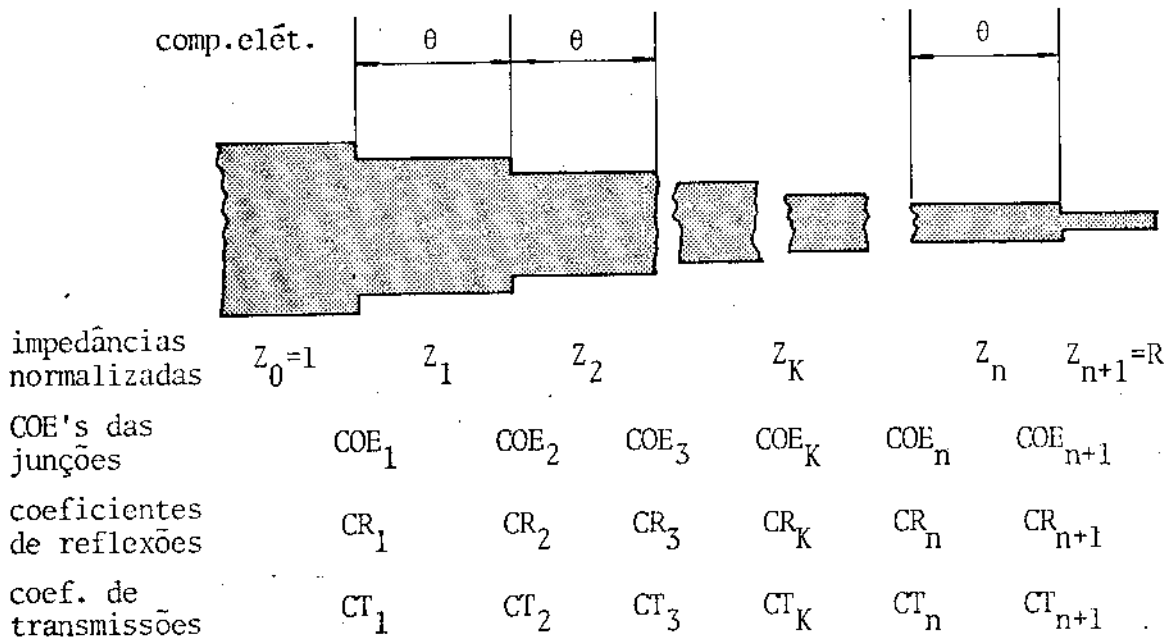


Fig. 3.1. Representação em microfita ou linha de fita (vista superior) de um Transformador Homogêneo de Impedâncias de um Quarto de Comprimento de Onda.

A perda de transdução,  $R_{pt}$ , é definida como a razão entre a potência eficaz do gerador,  $P_{efg}$ , e a potência realmente cedida à carga,  $P_c$ .

$$R_{pt} \triangleq \frac{P_{efg}}{P_c} \geq 1 \quad (3.2.7)$$

O excesso de perdas,  $E_p$ , é então definido por<sup>7</sup>:

$$E_p \triangleq R_{pt} - 1 \geq 0$$

Para o THIQCO com característica Tchebyscheff, cuja faixa de passagem fracional,  $fpf$ , é definida por (3.2.1), obtém-se<sup>7</sup>:

$$E_p = E_{pm} T_n^2 \left( \frac{\cos \theta}{\mu_0} \right) \quad (3.2.8)$$

onde

$$E_{pm} = \frac{(R - 1)^2}{4R} \frac{1}{T_n^2(1/\mu_0)} \quad (3.2.9)$$

é o máximo excesso de perdas na frequência passa-banda do transformador e,

$$\mu_0 = \text{sen} \left( \frac{\pi}{4} \cdot f_{pf} \right) \quad (3.2.10)$$

Para um transformador não dispersivo tem-se:

$$\theta = \frac{\pi}{2} \frac{\lambda_0}{\lambda} = \frac{\pi}{2} \frac{f}{f_0} \quad (3.2.11)$$

onde  $\lambda$  é o comprimento de onda no espaço livre<sup>3</sup>,

$$\lambda = c/f \quad (3.2.12)$$

sendo  $c$  a velocidade da luz [ $c = (2,997925 \pm 0,000003) \times 10^8$  m/s],  $f$  a frequência variável no espectro e,  $f_0 = (f_2 + f_1)/2$  é a frequência central de operação, para a qual corresponde o comprimento de onda  $\lambda_0$ .

Define-se também que<sup>7</sup>,

$$E_{ma} = \frac{(R - 1)^2}{4R} \quad (3.2.13)$$

é o máximo excesso de perdas possível, e ocorre quando  $\theta$  é um múltiplo inteiro de  $\pi$ ; portanto ocorre quando as seções apresentam números inteiros de

meios comprimentos de onda.

$T_n(x)$  é o polinômio de Tchebyscheff de primeira espécie e ordem  $n$ . Esse polinômio Tchebyscheff é definido<sup>10</sup> para todos os valores de  $x$ . No intervalo de  $-1 < x < 1$  ele é expresso por:

$$T_n(x) = \cos [n \cos^{-1}(x)] \quad , \quad -1 < x < 1 \quad (3.2.14)$$

Fora deste intervalo o polinômio Tchebyscheff é expresso em termos dos cossenos hiperbólicos:

$$T_n(x) = \cosh [n \cosh^{-1}(x)] \quad , \quad |x| \geq 1 \quad (3.2.15)$$

No projeto de THIQCO quando  $R$ , a razão entre as impedâncias de saída e entrada, é usualmente menor que 100, é comum desejar-se obter somente o desempenho do transformador na frequência de corte da faixa de passagem em termos do máximo coeficiente de onda estacionária, MCOE, e pode-se usar<sup>7</sup>,

$$E_{pm} = \frac{(MCOE-1)^2}{4 MCOE} \quad (3.2.16)$$

juntamente com (3.2.9), (3.2.10), (3.2.13) e (3.2.15) para, finalmente, se obter o valor de  $n$ , o número de seções do THIQCO com características de Tchebyscheff; observa-se que:

$$T_n^2 [1/\text{sen}(\pi/4 \text{ fpf})] = \frac{4 MCOE}{(MCOE-1)^2} \cdot \frac{(R-1)^2}{4R} \quad (3.2.17)$$

De onde tem-se:

$$T_n [1/\text{sen}(0,7853981 \text{ fpf})] = \frac{R-1}{MCOE-1} \cdot \left( \frac{MCOE}{R} \right)^{1/2} \quad (3.2.18)$$



A partir de (3.2.18) obtêm-se o valor de n:

$$n = \frac{\cosh^{-1} \left[ \frac{R - 1 \left( \frac{\text{MCOE}}{R} \right)^{1/2}}{\text{MCOE} - 1} \right]}{\cosh^{-1} [1/\text{sen}(0,7853981 \text{ fpf})]} \quad (3.2.19)$$

Como em linguagem computacional de FORTRAN IV não existe a função predefinida  $\cosh^{-1}(x)$ , para x qualquer, deve-se usar a seguinte igualdade matemática<sup>11</sup> em (3.2.19):

$$\cosh^{-1}(x) = \ln(x + \sqrt{x^2 - 1}) \quad (3.2.20)$$

como foi usada igualmente na eq. (2.2.16) do capítulo anterior.

Para o THIQCO com características Plano Maximizado (ou Butterworth) tem-se<sup>7</sup>,

$$E_p = E_{ma} (\cos \theta)^{2n} \quad (3.2.21)$$

onde  $E_{ma}$  é dado pela equação (3.2.13) e  $\theta$  por (3.2.11); n é o número de seções do transformador.

A faixa de passagem fracional, fpf, para o THIQCO com características Plano Maximizado, entre os pontos  $A_t$  (dB) de atenuação pode ser determinada por<sup>7</sup>:

$$\text{fpf}(A_t) = \frac{4}{\pi} \text{sen}^{-1} \left[ \frac{4R (10^{A_t/10} - 1)}{(R - 1)^2} \right]^{1/2n} \quad (3.2.22)$$

Agora, usando-se o argumento de que para,

$$x^{2n} = y, \quad x \text{ e } y \text{ quaisquer} \quad (3.2.23)$$

tem-se,

$$n = \frac{1}{2} \frac{\log_{10} y}{\log_{10} x} \quad (3.2.24)$$

Após simples cálculo algébrico determina-se o valor de  $n$  na eq. (3.2.22).

$$n = \frac{1}{2} \cdot \frac{\log_{10} \left[ \frac{4R (10^{At/10} - 1)}{(R - 1)^2} \right]}{\log_{10} \left[ \text{sen} \left( \frac{\pi}{4} \cdot \text{fpf} \right) \right]} \quad (3.2.25)$$

A fig. 3.2. mostra a forma das curvas características (a) Tchebyscheff e (b) Plano Maximizado do THIQCO, tendo no eixo das ordenadas o coeficiente de onda estacionária, COE, e no eixo das abscissas a frequência normalizada  $f_N$ .

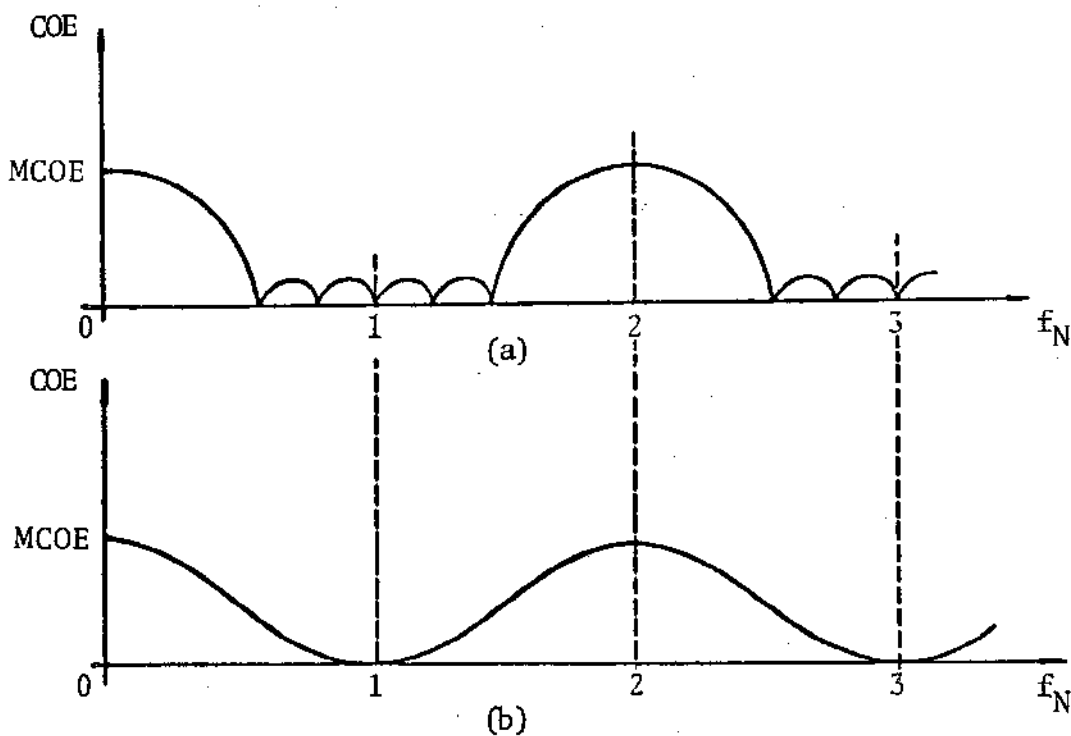


Fig. 3.2. Curvas de coeficiente de onda estacionária, COE, versus frequência normalizada,  $f_N$ , para um transformador de impedância de um quarto de comprimento de onda com características, (a) Tchebyscheff, (b) Plano Maximizado.

Um segundo método para se determinar o número,  $n$ , de seções do THIQCO utilizando os protótipos filtros passa-baixa, somente citados por Matthaei et al.<sup>7</sup> e Young<sup>13</sup>, é aqui desenvolvido e inserido nos programas computacionais.

As atenuações dadas pelas equações (3.2.8) e (3.2.21) correspondem às atenuações dos protótipos filtros passa-baixa com características Tchebyscheff e Plano Maximizado vistos na seção 2.2 do presente trabalho, usando-se a seguinte transformação<sup>7</sup>:

$$\frac{\omega_N}{\omega_{CN}} = \frac{\cos \theta}{\mu_0} \quad (3.2.26)$$

onde temos que a frequência de corte normalizada  $\omega_{CN} = 1$  pela equação (2.2.1). Portanto:

$$\omega_N = \frac{\cos \theta}{\mu_0} \quad (3.2.27)$$

Nesta equação,

$\omega_N$  é frequência angular normalizada variável;

$\theta$  é dado por (3.2.11);

$\mu_0$  é dado por (3.2.10),

ou seja:

$$\mu_0 = \text{sen} \left( \frac{\pi}{4} \cdot \text{fpf} \right) \quad (3.2.28)$$

onde:

a. Para o transformador com características Tchebyscheff, fpf, é a faixa de passagem fracional entre pontos de mesma atenuação, assim como para os protótipos filtros passa-baixa com características Tchebyscheff a atenuação ocorre para a frequência de corte normalizada  $\omega_{CN}$ .

b. Para o transformador com características Plano Maximizado, fpf, é

a faixa de passagem fracional entre pontos de mesma atenuação, as sim como para os filtros protótipos passa-baixa com características Plano Maximizado a atenuação ocorre para a frequência de corte normalizada  $\omega_{CN}$ .

A fig. 3.3. mostra a forma das curvas características (a) Tchebyscheff e (b) Plano Miximizado para o THIQCO tendo, no eixo das ordenadas as a tenuações e no eixo das abscissas as frequências de corte normalizadas.  $At_{\omega_{CN}}$  é a atenuação correspondente a essas frequências de corte.

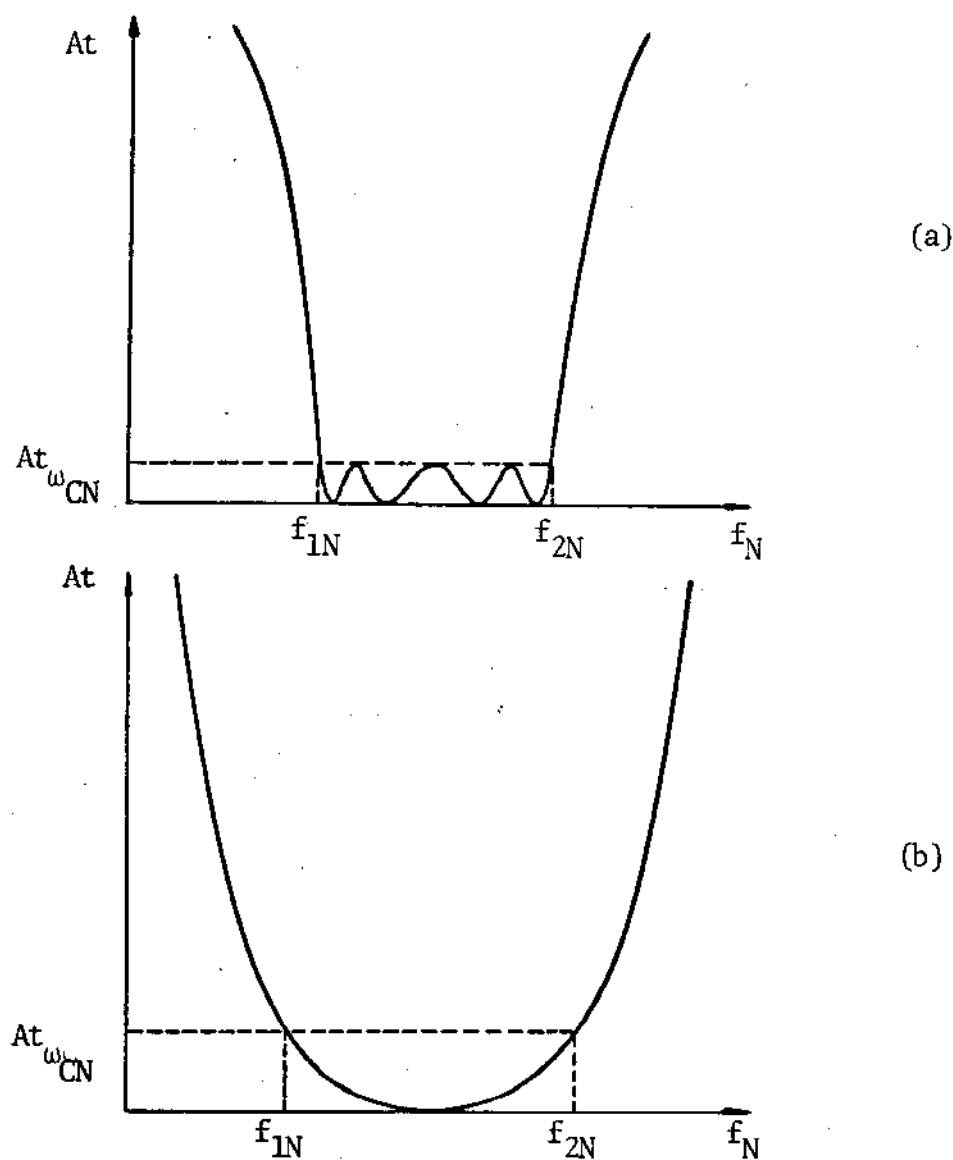


Fig. 3.3. Curvas características de atenuação  $At$ , versus frequência normalizada,  $f_N$ , para um transformador de um quarto de comprimento de onda, (a) Tchebyscheff, (b) Plano Maximizado.

Para se determinar o valor de  $n$ , deve-se substituir o valor de  $\omega_N$  da

do por (3.2.27) nas eqs. (2.2.12), (2.2.14), (2.2.17) e (2.2.20), ou sejam:

- a. Para o THIQCO com características Tchebyscheff o número de seções é dado por:

$$n = \frac{\cos^{-1} \left[ \left( \frac{10^{At(\omega_N)/10} - 1}{E} \right)^{1/2} \right]}{\cos^{-1}(\omega_N)} \quad \left| \omega_N \leq 1 \right. \quad (3.2.29)$$

ou

$$n = \frac{\ln \left[ \sqrt{\frac{10^{At(\omega_N)/10} - 1}{E}} + \sqrt{\frac{10^{At(\omega_N)/10} - 1}{E} - 1} \right]}{\ln \left( \omega_N + \sqrt{\omega_N^2 - 1} \right)} \quad \left| \omega_N \geq 1 \right. \quad (3.2.30)$$

onde

$$E = 10^{At_{\omega_{CN}}/10} - 1 \quad (3.2.31)$$

$At_{\omega_{CN}}$  é a atenuação correspondente às frequências angulares de corte normalizadas,  $f_{1N}$  e  $f_{2N}$ , mostradas na fig. 3.3.a.

- b. Para o THIQCO com características Plano Maximizado o número de seções é dado por:

$$n = \frac{\log_{10} \left[ \frac{10^{At(\omega_N)/10} - 1}{E} \right]}{2 \log_{10} \omega_N} \quad (3.2.32)$$

onde  $E$  é determinado pela eq. (3.2.31), mas agora  $At_{\omega_{CN}}$  é a atenuação correspondente às frequências angulares de corte normalizadas,  $f_{1N}$  e  $f_{2N}$ , mostradas na fig. 3.3.b.

### 3.3. Determinação das Impedâncias dos Transformadores Homogêneos de Impedâncias de um Quarto de Comprimento de Onda com Duas, Três e Quatro Seções

Tendo sido determinado o número,  $n$ , de seções do THIQCO, as soluções exatas podem ser obtidas de Matthaei et al.<sup>7</sup> e Young<sup>13</sup> para se calcular o valor das impedâncias normalizadas de transformadores que tenham duas, três ou quatro seções, cujas características sejam Tchebyscheff ou Plano Maximizado.

Usando a mesma notação da fig. 3.1. onde, os COE's das junções  $COE_1, COE_2, \dots, COE_n, COE_{n+1}$  são obtidas da eq. (3.2.3) ou seja:

$$COE_K = \frac{Z_K}{Z_{K-1}} > 1, \quad K = 1, 2, \dots, n+1 \quad (3.3.1)$$

e  $R$ , a razão entre as impedâncias de saída e de entrada do transformador, temos:

- a. Para o THIQCO com características Tchebyscheff,
  - a.1. com duas seções:

$$COE_1 = [(C^2 + R)^{1/2} + C]^{1/2} \quad (3.3.2)$$

onde

$$C = \frac{(R - 1) \mu_0^2}{2(2 - \mu_0)} \quad (3.3.3)$$

com  $\mu_0$  dado por (3.2.10).

$$COE_2 = \frac{R}{COE_1^2} \quad (3.3.4)$$

a.2. com três seções:

$$C_1 \text{COE}_1^4 + 2\sqrt{R} C_1 \text{COE}_1^3 + [3\mu_0^2(1-R)] \cdot \text{COE}_1^2 - 2\sqrt{R} C_1 \text{COE}_1 - C_1 R = 0 \quad (3.3.5)$$

onde,

$$C_1 = 4 - 3\mu_0^2 \quad (3.3.6)$$

e,

$$\text{COE}_2 = \frac{\sqrt{R}}{\text{COE}_1} \quad (3.3.7)$$

a.3. com quatro seções:

$$\text{COE}_1 = \left\{ R \left[ B + \left( B^2 + \frac{A^2}{R} \right)^{1/2} \right] \right\}^{1/2} \quad (3.3.8)$$

$$\text{COE}_2 = \frac{1}{A} \quad (3.3.9)$$

$$\text{COE}_3 = \frac{A^2 R}{\text{COE}_1^2} \quad (3.3.10)$$

onde,

$$A = \left\{ \frac{1 - 1/R}{2 t_1 t_2} + \left[ \frac{(1 - 1/R)^2}{4 t_1^2 t_2^2} + \frac{1}{R} \right]^{1/2} \right\}^{1/2} \quad (3.3.11)$$

$$t_1 = \frac{\sqrt{8}}{(\sqrt{2} + 1)\mu_0^2} - 1 \quad (3.3.12)$$

$$t_2 = \frac{\sqrt{8}}{(\sqrt{2} - 1)\mu_0^2} - 1 \quad (3.3.13)$$

e,

$$B = \frac{1}{2} \left( \frac{A}{A+1} \right)^2 \left[ (t_1 + t_2) \left( A^2 - \frac{1}{A^2 R} \right) - 2A + \frac{2}{AR} \right] \quad (3.3.14)$$

b. Para THIQCO com características Plano Maximizado,

b.1. com duas seções:

$$\text{COE}_1 = R^{1/4} \quad (3.3.15)$$

$$\text{COE}_2 = R^{1/2} \quad (3.3.16)$$

b.2. com três seções:

$$\text{COE}_1^4 + 2\sqrt{R} \text{COE}_1^3 - 2\sqrt{R} \text{COE}_1 - R = 0 \quad (3.3.17)$$

$$\text{COE}_2 = \frac{\sqrt{R}}{\text{COE}_1} \quad (3.3.18)$$

b.3. com quatro seções:

$$\text{COE}_1 = A_1 R^{1/8} \quad (3.3.19)$$



$$\text{COE}_2 = R^{1/4} \quad (3.3.20)$$

$$\text{COE}_3 = \frac{R^{1/4}}{A_1^2} \quad (3.3.21)$$

onde,

$$A_1^4 + 2 \left( \frac{R^{1/4} - 1}{R^{1/4} + 1} \right) A_1^2 - 1 = 0 \quad (3.3.22)$$

Uma subrotina foi desenvolvida para calcular um valor satisfatório de  $\text{COE}_1$  em (3.3.5) e (3.3.17), e de  $A_1$  em (3.3.22) utilizando o método de Newton-Raphson<sup>5,6</sup>.

Finalmente para o cálculo das impedâncias utiliza-se eq. (3.3.1) e a seguinte expressão que determina uma relação de simetria do transformador<sup>7</sup>:

$$Z_K Z_{n+1-K} = R, \quad K = 1, 2, \dots, n+1 \quad (3.3.23)$$

Os resultados para o THIQCO com características Tchebyscheff e Plano Maximizado são como seguem:

1. com duas seções:

$$Z_1 = \text{COE}_1 \quad (3.3.24)$$

$$Z_2 = \frac{R}{Z_1} \quad (3.3.25)$$

2. com três seções:

$$Z_1 = \text{COE}_1 \quad (3.3.26)$$

$$Z_2 = \text{COE}_2 Z_1 \quad (3.3.27)$$

$$Z_3 = \frac{R}{Z_1} \quad (3.3.28)$$

3. com quatro seções:

$$Z_1 = \text{COE}_1 \quad (3.3.29)$$

$$Z_2 = \text{COE}_2 Z_1 \quad (3.3.30)$$

$$Z_3 = \text{COE}_3 Z_2 \quad (3.3.31)$$

$$Z_4 = \frac{R}{Z_1} \quad (3.3.32)$$

Estas impedâncias são normalizadas e, portanto, para se obterem seus valores reais, multiplica-se (3.3.24) a (3.3.32) pela impedância característica da linha,  $Z_0$ .

Pelo fato de que a teoria exata para os THIQCO com características Tchebyscheff foi desenvolvida para estes dispositivos que tenham até quatro seções, o programa elaborado para projetá-los limita-os a igual número de seções.

As equações desta seção e da seção anterior foram manipuladas para uso conveniente no computador. Na seção 3.4. seguinte será apresentada a utilização do programa computacional para projetar THIQCO.

No cap. 6 do Divisor-somador de potências será feita a transformação de impedâncias, para aquele dispositivo com duas seções, utilizando métodos desenvolvidos neste capítulo para THIQCO.

### 3.4. Utilização e Comprovação do Programa Computacional para Projetar Transformadores Homogêneos de Impedâncias de um Quarto de Comprimento de Onda

Para se utilizar o programa computacional elaborado neste trabalho com a finalidade de projetar transformadores de impedâncias de um quarto de comprimento de onda é necessário que se conheça este dispositivo e que se saiba utilizar o terminal TTY (vídeo ou teletipo) do sistema do computador.

Quando o projetista estiver utilizando o programa específico do transformador, contido num programa geral englobando os programas dos outros dispositivos vistos neste trabalho (que será explicado no capítulo 7) obterá inicialmente a seguinte mensagem:

TRANSFORMADORES DE IMPEDÂNCIAS DE UM QUARTO DE COMPRIMENTO DE ONDA  
DADOS DE ENTRADA:

Então devem ser escritos em ordem seqüencial, separados por um espaço em branco e terminados com um comando "RETURN" (Tecla do terminal TTY que comanda o indicador para o início da próxima linha) os seguintes dados de entrada:

1. Identidade:- TITQO (Transformador de Impedâncias Tchebyscheff de um Quarto de comprimento de Onda) ou
  - TIMQO (Transformador de Impedâncias plano Maximizado de um Quarto de comprimento de Onda) ou
  - TTCOE (Transformador de impedâncias Tchebyscheff sendo dado o Coeficiente de Onda Estacionária como um dos parâmetros de entrada) ou
  - TIMAR (Transformador de Impedâncias plano Maximizado com Atenuação e, Resistências de saída e entrada como parâmetros de entrada).
2. ATWCN - É o valor numérico,
  - a. da atenuação correspondente às frequências  $f_{1N}$  e  $f_{2N}$  ( $W = 2\pi f$ ) de Corte como mostrado na fig. 3.3.a. se a identidade foi TITQO, (dB).
  - b. da atenuação correspondente às frequências  $f_{1N}$  e  $f_{2N}$  ( $W = 2\pi f$ ) de Corte como mostrado na fig. 3.3.b. se a identidade foi TIMQO ou TIMAR, (dB).

- c. do máximo coeficiente de onda estacionária como mostrado na fig. 3.2.a. se a identidade foi TTCOE.
3.  $F_1$  - É o valor numérico,
- da Frequência de corte correspondente a  $f_{1N}$  na fig. 3.3.a. se a identidade foi TITQO ou TTCOE, (GHz).
  - da Frequência de corte correspondente a  $f_{1N}$  na fig. 3.3.b. se a identidade foi TIMQO ou TIMAR, (GHz).
4.  $F_2$  - É o valor numérico,
- da Frequência de corte correspondente a  $f_{2N}$  na fig. 3.3.a. se a identidade foi TITQO ou TTCOE, (GHz).
  - da Frequência de corte correspondente a  $f_{2N}$  na fig. 3.3.b. se a identidade foi TIMQO ou TIMAR, (GHz).
5. ATWN - É o valor numérico,
- da atenuação correspondente a uma frequência variável qualquer, F, equivalente a  $f_N$  na fig. 3.3.a. se a identidade foi TITQO, (dB).
  - da atenuação correspondente a uma frequência variável qualquer, F, equivalente a  $f_N$  na fig. 3.3.b. se a identidade foi TIMQO, (dB).
  - "1" se a identidade foi TTCOE ou TIMAR.
6. F - É o valor numérico,
- da Frequência variável que corresponde a  $f_N$  na fig. 3.3.a. se a identidade foi TITQO, (GHz).
  - da Frequência variável que corresponde a  $f_N$  na fig. 3.3.b. se foi TIMQO, (GHz).
  - "1" se a identidade foi TTCOE ou TIMAR.
7.  $R_0$  - É o valor numérico da resistência característica da linha de entrada do transformador de impedâncias de um quarto de comprimento de onda, (Ohms). É o valor que corresponde à impedância  $Z_0$  desnormalizada na fig. 3.1.
8.  $Z_S$  - É o valor numérico da impedância de saída do transformador de impedâncias de um quarto de comprimento de onda, (Ohms). É o valor correspondente a R desnormalizado na fig. 3.1. Seu

valor deve ser maior que o valor de R0.

Observações importantes:

- a. Todos os dados de entrada devem ser escritos corretamente. Os valores numéricos devem ser maiores do que zero. Nenhum valor pode deixar de existir, caso contrário será tomado pelo computador o valor zero, o que não é permitido. Se isto ocorrer, será escrita a seguinte mensagem:

DADOS DE ENTRADA INCORRETOS - (identidade) - REESCREVA.

DADOS DE ENTRADA:

- b. A frequência  $F_2$  deve ser sempre maior do que a frequência  $F_1$ . Caso contrário a mensagem anterior será escrita.
- c. Os dados de entrada devem ser compatíveis com a forma das figuras a eles referidos acima. A mensagem da observação (a) será ainda escrita se não houver esta compatibilidade.
- d. Quando ocorrer que o número,  $n$ , de seções do transformador for menor do que dois, a seguinte mensagem será escrita:

DADOS DE ENTRADA DEVEM SER MUDADOS PARA QUE N SEJA NO MÍNIMO IGUAL A DOIS.

DADOS DE ENTRADA:

- e. Quando ocorrer que o número,  $n$ , de seções do transformador for maior do que quatro, será escrita o seguinte:

N MAIOR DO QUE QUATRO. TENDE MUDAR OS DADOS DE ENTRADA PARA CONSEGUIR UM TRANSFORMADOR COM MENOS DE CINCO SEÇÕES.

DADOS DE ENTRADA:

- f. Se a identidade foi FIM logo após bata a tecla "RETURN" do terminal TTY do computador.

Após os dados de entrada terem sido inseridos no computador, eles serão reescritos e, então obtêm-se os dados de saída do THIQCO como seguem:

1. FO - É o valor numérico da Frequência central de Operação, (GHz).
2. FPF - É o valor numérico da Faixa de Passagem Fracional.



Exemplo 2:

DADOS DE ENTRADA: TITQO 3.01 1 3 7 0.8 20 100

```
IDENT. = TITQO          ATEN. PARA FREQ. DE CORTE OU  MAX. VSWR=    3.010000
F1=    1.000000        GHZ    F2=    3.000000        GHZ
ATEN. PARA FREQ. VARIAVEL  =    7.000000        FREQ. VARIAVEL=    0.8000000
RD=    20.00000        OHMS  Z5=    100.0000        OHMS
```

```
XXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXX
X                                                                                      X
X   FD=    2.000000        GHZ   FPF=    1.000000        X
X   R=    5.000000        X
X   N=          3   ELEMENTOS   NOVA ATENUACAO=    8.776123   DB   X
X                                                                                      X
X   Z1N=    1.394284        Z1=    27.88568        OHMS   X
X   Z2N=    2.236068        Z2=    44.72136        OHMS   X
X   Z3N=    3.586070        Z3=    71.72139        OHMS   X
X                                                                                      X
XXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXX
```

Vários exemplos do programa computacional do THIQCO foram comparados com outros exemplos descritos em publicações anteriores. Os resultados são concordantes com alto índice de precisão. Vejamos algumas comparações de resultados:

1. No exemplo 1 da fig. 266 da referência 7 desejava-se obter o número de seções de um THIQCO com:

$$R = 100$$

$$COE < 1,15$$

$$FPF = 100\% = 1$$

Foi obtido um THIQCO com 6 seções.

Identicamente obtêm-se 6 seções no exemplo do programa que segue:

TRANSFORMADORES DE IMPEDENCIAS DE UM QUARTO  
DE COMPRIMENTO DE ONDA

DADOS DE ENTRADA: TTCOE 1.15 1 3 1 1 10 1000

IDENT. = TTCOE	ATEN. PARA FREQ. DE CORTE OU	MAX. VSWR=	1.150000
F1= 1.000000	GHZ F2= 3.000000	GHZ	
ATEN. PARA FREQ. VARIÁVEL	= 1.000000	FREQ. VARIÁVEL=	1.000000
RO= 10.00000	OHMS ZS= 1000.000	OHMS	

```

XXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXX
X                                                                                   X
X   FO= 2.000000   GHZ   FPF= 1.000000                                           X
X   R= 100.0000                                           X
X   N= 6 ELEMENTOS                                           X
X                                                                                   X
X   N MAIOR DO QUE QUATRO. TENDE MUDAR OS DADOS DE ENTRADA PARA                 X
X   CONSEGUIR UM TRANSFORMADOR COM MENOS DE CINCO SECOES                       X
X                                                                                   X
XXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXX

```

2. No exemplo 1 da p. 282 Matthaei et al.<sup>7</sup> desejaram projetar um THIQCO com característica Tchebyscheff que tivesse:

$$R = 2,5$$

$$COE < 1,02$$

(3.4.1)

$$FPF = 20\%$$

e obtiveram o THIQCO com 2 seções cujas impedâncias normalizadas foram:

$$Z_{1N} = 1,261$$

$$Z_{2N} = 1,982$$

(3.4.2)



Neste exemplo,  $R$  é a razão entre as impedâncias de saída e entrada. Portanto para  $R_0 = 20$  e  $Z_S = 50$  Ohms obtém-se  $R = Z_S/R_0 = 2,5$ .  $1,02$  é o máximo COE; a FPF =  $0,20$  pode ser obtida por se fazer  $F_1 = 1$  (GHz) e  $F_2 = 1,2222222$  (GHz). Com esses dados de entrada obtém-se os seguintes resultados do programa computacional para o THIQCO cuja identidade é TTCOE (ATWN e F devem ser o valor "1" respectivamente, pois não são necessários para esta identidade):

$$\begin{aligned} Z_{1N} &= 1,261133 \\ Z_{2N} &= 1,982344 \end{aligned} \quad (3.4.3)$$

Veja o exemplo do programa abaixo:

DADOS DE ENTRADA: TTCOE 1.02 1 1.2222222 1 1 20 50

```
IDENT. = TTCOE      ATEN. PARA FREQ. DE CORTE OU MAX. VSWR= 1.020000
F1= 1.000000      GHZ   F2= 1.222222      GHZ
ATEN. PARA FREQ. VARIAVEL = 1.000000      FREQ. VARIAVEL= 1.000000
R0= 20.00000      OHMS  ZS= 50.00000      OHMS
```

```
XXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXX
X
X   F0= 1.111111      GHZ   FPF= 0.2000000
X   R= 2.500000
X   N= 2 ELEMENTOS
X
X   Z1N= 1.261133      Z2N= 1.982344
X   Z1= 25.22266      OHMS  Z2= 39.64689      OHMS
X
XXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXX
```

3. No exemplo 2 da p. 282 Matthaei et al.<sup>7</sup> desejaram obter os COE's das seções do THIQCO que tivesse:

$$\begin{aligned} R &= 200 \\ FPF &= 80\% = 0,8 \\ N &= 3 \text{ seções} \end{aligned} \quad (3.4.4)$$

Obtiveram os COE's das seções do THIQCO por interpolação; também determinaram o máximo COE = 2,5.

No programa computacional com os seguintes dados de entrada:

identidade = TTCOE  
 ATWCN  $\equiv$  máx. COE = 2,5  
 $F_1 = 1$   
 $F_2 = 2,3333333$   
 ATWN = 1  
 $F = 1$   
 RO = 10  
 ZS = 2000

onde,

$$R = ZS/RO = 200 \quad (3.4.5)$$

$$FPF = 2 \frac{(F_2 - F_1)}{F_2 + F_1} = 0,80 \quad (3.4.6)$$

obtem-se o número de seções igual a 3 e suas respectivas impedâncias.

### 3.5. O Desempenho do Filtro Homogêneo de Meio Comprimento de Onda

O filtro homogêneo de meio comprimento de onda (HMCO) definido na seção 3.1., é um tipo de filtro com cavidade ressonante diretamente acoplada<sup>16</sup> onde, essas cavidades ressonantes são definidas pelas discontinuidades das impedâncias tais como mostradas na fig. 3.4. Cada seção do HMCO tem um comprimento elétrico,  $\theta'$ , igual a  $180^\circ$ , para a frequência central de operação.  $Z'_0 = 1, Z'_1, Z'_2, \dots, Z'_K, \dots, Z'_n, Z'_{n+1}$  são as impedâncias normalizadas das seções;  $COE_1, COE_2, \dots, COE_K, \dots, COE_n, COE_{n+1}$  são os Coeficientes de Onda Estacionária, COE's, das junções, e  $CR'_1, CR'_2, \dots, CR'_K, \dots, CR'_n, CR'_{n+1}$  são os Coeficientes de Reflexão, CR's, das junções de seções do HMCO.

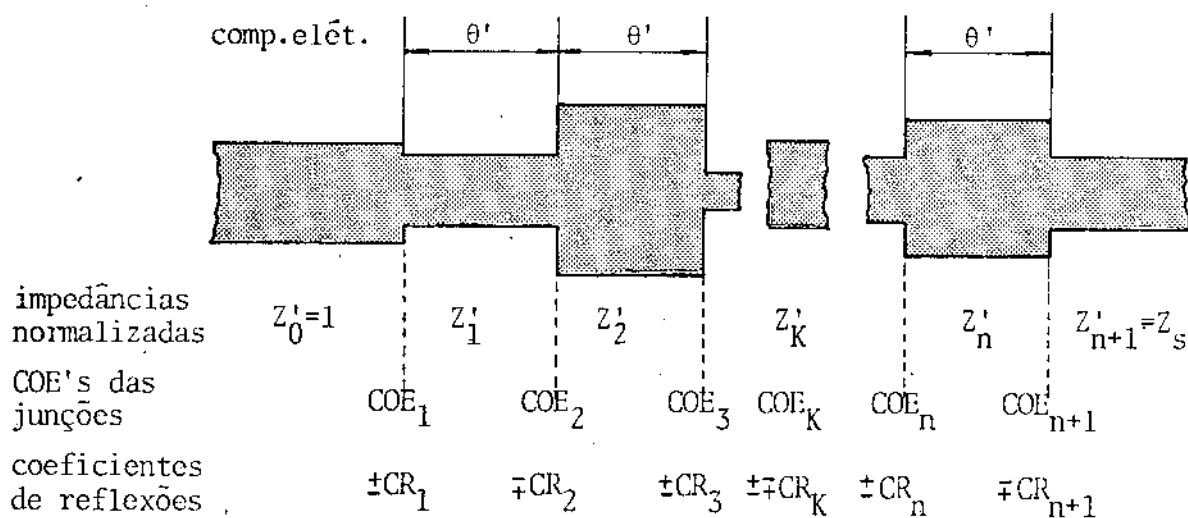


Fig. 3.4. Representação em microfita ou linha de fita (vista superior) de um filtro homogêneo de meio comprimento de onda com  $n$  seções.

O desempenho do FHMCO pode ser determinado diretamente a partir do desempenho do THIQCO desde que eles tenham o mesmo número de seções,  $n$ , iguais Coeficientes de Onda Estacionária, COE's, para as junções e a escala de frequências do FHMCO seja dividida por dois. O transformador neste caso, é chamado de circuito protótipo do FHMCO.

A faixa de passagem fracional do filtro homogêneo é, portanto, a metade daquela para o THIQCO, ou seja,

$$\text{fpf}' = \frac{\text{fpf}}{2} \quad (3.5.1)$$

Para o FHMCO,  $R$  é o Máximo Coeficiente de Onda Estacionária e não mais a razão entre as impedâncias de saída e entrada como o é para o THIQCO. Mas a seguinte equação é verdadeira para esses dois dispositivos:

$$R = \sum_{K=1}^{n+1} \pi \text{COE}_K \quad (3.5.2)$$

Em adição, as seguintes equações referentes ao THIQCO são modificadas para as correspondentes equações do FHIQCO ou sejam<sup>7</sup>:

1. Eq. (3.2.11) modificada para,

$$\theta' = 2\theta = \pi \frac{f}{f_0} \quad (3.5.3)$$

2. Eq. (3.2.10) modificada para,

$$\mu'_0 = \text{sen}\left(\frac{\pi}{2} \text{fpf}'\right) \quad (3.5.4)$$

3. Eq. (3.2.8) modificada para,

$$E'_p = E_{pm} T_n^2 \left( \frac{\text{sen } \theta'}{\mu'_0} \right) \quad (3.5.5)$$

4. Eq. (3.2.21) modificada para,

$$E'_p = E_{ma} (\text{sen } \theta')^{2n} \quad (3.5.6)$$

5. Eq. (3.2.22) modificada para,

$$\text{fpf}'(At) = \frac{\text{fpf}(At)}{2} \quad (3.5.7)$$

6. Eq. (3.2.25) modificada para,

$$n' = \frac{1}{2} \cdot \frac{\log_{10} \left[ \frac{4R \cdot 10^{At/10} - 1}{(R - 1)^2} \right]}{\log_{10} \left[ \text{sen} \left( \frac{\pi}{2} \text{fpf}' \right) \right]} \quad (3.5.8)$$

7. Eq. (3.2.26) modificada para,

$$\frac{\omega'_N}{\omega_{CN}} = \frac{\text{sen } \theta'}{\mu'_O} \quad (3.5.9)$$

8. Eq. (3.2.27) modificada para,

$$\omega'_N = \frac{\text{sen } \theta'}{\mu'_O} \quad (3.5.10)$$

9. Eq. (3.2.29) modificada para,

$$n' = \frac{\cos^{-1} \left[ \frac{At(\omega'_N)/10}{(10^{At(\omega'_N)/10} - 1)/E} \right]^{1/2}}{\cos^{-1} (\omega'_N)} \quad \left| \omega'_N \leq 1 \right. \quad (3.5.11)$$

10. Eq. (3.2.30) modificada para,

$$n' = \frac{\ln \left[ \sqrt{\frac{At(\omega'_N)/10}{(10^{At(\omega'_N)/10} - 1)/E}} + \sqrt{\frac{At(\omega'_N)/10}{(10^{At(\omega'_N)/10} - 1)/E} - 1} \right]}{\ln \left( \omega'_N + \sqrt{\omega'^2_N - 1} \right)} \quad \left| \omega'_N \geq 1 \right. \quad (3.5.12)$$

11. Eq. (3.2.32) modificada para,

$$n' = \frac{\log_{10} \left[ \frac{At(\omega'_N)/10}{(10^{At(\omega'_N)/10} - 1)/E} \right]}{2 \log_{10} \omega'_N} \quad (3.5.13)$$

12. Eq. (3.3.3) modificada para,

$$C' = \frac{(R - 1) \mu_o'^2}{2 (2 - \mu_o')} \quad (3.5.14)$$

13. Eq. (3.3.5) modificada para,

$$C_1' \cdot COE_1'^4 + 2\sqrt{R} C_1' \cdot COE_1'^3 + [3\mu_o'^2(1-R)] \cdot COE_1'^2 - 2\sqrt{R} C_1' \cdot COE_1' - C_1' R = 0 \quad (3.5.15)$$

14. Eq. (3.3.6) modificada para,

$$C_1' = 4 - 3\mu_o'^2 \quad (3.5.16)$$

15. Eq. (3.3.12) modificada para,

$$t_1' = \frac{\sqrt{8}}{(\sqrt{2} + 1) \mu_o'^2} - 1 \quad (3.5.17)$$

16. Eq. (3.3.13) modificada para,

$$t_2' = \frac{\sqrt{8}}{(\sqrt{2} - 1) \mu_o'^2} - 1 \quad (3.5.18)$$

Agora utilizando-se também a eq. (3.3.1) e o fato de que<sup>7</sup>:

$$COE_K = COE_{n+2-K} \quad , \quad K = 1, 2, \dots, n+1 \quad (3.5.19)$$

pode-se concluir a seqüência de equações modificadas.

17. Eq. (3.3.24) modificada para,

$$Z_1' = COE_1' \quad (3.5.20)$$

18. Eq. (3.3.25) modificada para,

$$Z_2' = Z_1' / COE_2' \quad (3.5.21)$$

19. Eq. (3.3.26) modificada para,

$$Z_1' = COE_1' \quad (3.5.22)$$

20. Eq. (3.3.27) modificada para,

$$Z_2' = Z_1' / COE_2' \quad (3.5.23)$$

21. Eq. (3.3.28) modificada para,

$$Z_3' = Z_2' COE_3' = \frac{Z_1'}{COE_2'} \cdot COE_2' = Z_1' \quad (3.5.24)$$

22. Eq. (3.3.29) modificada para,

$$Z_1' = COE_1' \quad (3.5.25)$$

23. Eq. (3.3.30) modificada para,

$$Z'_2 = Z'_1 / \text{COE}'_2 \quad (3.5.26)$$

24. Eq. (3.3.31) modificada para,

$$Z'_3 = Z'_2 \text{COE}'_3 \quad (3.5.27)$$

25. Eq. (3.3.32) modificada para,

$$Z'_4 = \frac{Z'_3}{\text{COE}'_4} = \frac{Z'_3}{\text{COE}'_2} \quad (3.5.28)$$

Finalmente utilizando-se ainda as eqs. (3.3.1) e (3.5.19) pode-se de terminar as impedâncias de saída normalizadas do filtro homogêneo de meio comprimento de onda por:

a. Para FHMCO com duas seções,

$$Z_S = Z'_{n+1} = Z'_2 \text{COE}'_3 = Z'_2 \text{COE}'_1 \Big|_{n=2} \quad (3.5.29)$$

b. Para FHMCO com três seções,

$$Z_S = Z'_{n+1} = Z'_3 / \text{COE}'_4 = Z'_3 / \text{COE}'_1 \Big|_{n=3} \quad (3.5.30)$$

c. Para FHMCO com quatro seções,

$$Z_S = Z'_{n+1} = Z'_4 \text{COE}'_5 = Z'_4 \text{COE}'_1 \Big|_{n=4} \quad (3.5.30)$$

A desnormalização das impedâncias acima é feita multiplicando-as pela impedância característica da linha na entrada do FHMCO.



As equações relacionando os dados de saída com os dados de entrada, os quais serão mencionados na seção 3.6. seguinte, são então manipuladas para uso adequado no programa computacional que auxilia o projeto de filtros homogêneos de meio comprimento de onda.

### 3.6. Utilização do Programa Computacional para Projetar Filtros Homogêneos de Meio Comprimento de Onda

Quando o projetista estiver utilizando o programa do filtro homogêneo de meio comprimento de onda, contido num programa geral englobando os programas dos outros dispositivos elaborados neste trabalho (veja cap. 7) obterá inicialmente a seguinte mensagem:

FILTRO HOMOGÊNEO DE MEIO COMPRIMENTO DE ONDA.

DADOS DE ENTRADA:

O projetista deverá escrever (inserir) os seguintes dados de entrada separados por um espaço em branco e terminados com um comando "RETURN" (tecla do terminal TTY que comanda o indicador para o início da próxima linha):

1. Identidade:- FHIMO (Filtro Homogêneo Tchebyscheff de Meio comprimento de Onda) ou
  - FHMMO (Filtro Homogêneo plano Maximizado de Meio comprimento de Onda) ou
  - FTCOE (Filtro homogêneo Tchebyscheff tendo o Coeficiente de Onda Estacionária como um parâmetro de entrada) ou
  - FHMAR (Filtro Homogêneo plano Maximizado com Atenuação e Resistências de saída e entrada como parâmetros de entrada).

2. ATWCN - É o valor numérico,

- a. da atenuação correspondente às frequências de corte  $f_{1N}$  e  $f_{2N}$  divididas por dois na fig. 3.3.a., escalando-a para o filtro homogêneo de meio comprimento de onda, se a identidade foi FHIMO, (dB).
- b. da atenuação correspondente às frequências de corte  $f_{1N}$  e  $f_{2N}$  divididas por dois na fig. 3.3.b., escalando-a para o filtro

homogêneo de meio comprimento de onda, se a identidade foi FHMCO ou FHMAR, (dB).

c. do máximo coeficiente de onda estacionária na fig. 3.2.a., escalada para o filtro homogêneo de meio comprimento de onda, se a identidade foi FTCOE, (dB).

3. F1 - É o valor numérico,

a. da frequência de corte correspondente a  $f_{1N}$  dividida por dois na fig. 3.3.a., se a identidade foi FHTMO ou FTCOE, (GHz).

b. da frequência de corte correspondente a  $f_{1N}$  dividida por dois na fig. 3.3.b., se a identidade foi FHMO ou FHMAR, (GHz).

4. F2 - É o valor numérico,

a. da frequência de corte correspondente a  $f_{2N}$  dividida por dois na fig. 3.3.a., se a identidade foi FHTMO ou FTCOE, (GHz).

b. da frequência de corte correspondente a  $f_{2N}$  dividida por dois na fig. 3.3.b., se a identidade foi FHMO ou FHMAR, (GHz).

5. ATWN - É o valor numérico,

a. da atenuação correspondente a uma frequência variável qualquer,  $f$ , equivalente a  $f_N$  dividida por dois na fig. 3.3.a., se a identidade foi FHTMO, (dB).

b. da atenuação correspondente a uma frequência variável qualquer,  $f$ , equivalente a  $f_N$  dividida por dois na fig. 3.3.b., se a identidade foi FHMO, (dB).

c. "1" se a identidade foi FTCOE ou FHMAR.

6. F - É o valor numérico,

a. da frequência variável correspondente a  $f_N$  dividida por dois na fig. 3.3.a., se a identidade foi FHTMO, (GHz).

b. da frequência variável correspondente a  $f_N$  dividida por dois na fig. 3.3.b., se a identidade foi FHMO, (GHz).

c. "1" se a identidade foi FTCOE ou FHMAR.

7. RO - É o valor numérico da resistência característica da linha de entrada do filtro homogêneo de meio comprimento de onda, (Ohms). Este valor corresponde a  $Z'_0$  desnormalizado na fig. 3.5.1.

Observações importantes:

- a. Todos os dados de entrada devem ser escritos corretamente. Os valores numéricos devem ser todos maiores do que zero. Nenhum valor pode deixar de existir, caso contrário será escrita a seguinte mensagem:

DADOS DE ENTRADA INCORRETOS - (identidade) - REESCREVA.

DADOS DE ENTRADA:

- b. A frequência F2 deve ser sempre maior do que a frequência F1. Caso contrário a mensagem anterior será escrita.
- c. Os dados de entrada devem ser compatíveis com a forma das figuras a eles referidos acima. Nas figs. 3.2. e 3.3. a escala da frequência é dividida por dois. A mensagem da observação (a) será escrita se não houver esta compatibilidade.
- d. Quando ocorrer que o número de seções, n, do filtro homogêneo de meio comprimento de onda for menor do que dois será escrita a seguinte mensagem:

DADOS DE ENTRADA DEVEM SER MUDADOS PARA QUE N SEJA NO MÍNIMO IGUAL A DOIS.

DADOS DE ENTRADA:

- e. Quando ocorrer que o número de seções, n, do filtro homogêneo de meio comprimento de onda for maior do que quatro será escrita a seguinte mensagem:

N MAIOR DO QUE QUATRO. TENDE MUDAR OS DADOS DE ENTRADA PARA CONSEGUIR UM TRANSFORMADOR COM MENOS DE CINCO SEÇÕES.

DADOS DE ENTRADA:

- f. Se a identidade foi FIM logo após bata a tecla "RETURN" do terminal TTY do computador.

Após os dados de entrada terem sido inseridos no computador eles serão reescritos, e os seguintes dados de saída do Filtro Homogêneo de Meio Comprimento de Onda serão obtidos:

1. FO - É o valor numérico de Frequência central de Operação, (GHz).
2. FPF - É o valor numérico da Faixa de Passagem Fracional.



Exemplo 2:

DADOS DE ENTRADA: FHMMO 3.01 1 2 6 0.8 50

IDENT. = FHMMO      ATEN. PARA FREQ. DE CORTE OU MAX. VSWR=      3.010000  
 F1=      1.000000      GHZ      F2=      2.000000      GHZ  
 ATEN. PARA FREQ. VARIÁVEL =      6.000000      FREQ. VARIÁVEL=      0.800000  
 RO=      50.00000      OHMS

```

XXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXX
X
X      FO=      1.500000              GHZ      FPF=      0.6666667              X
X      N=                      3      ELEMENTOS      NOVA ATENUACAO=      5.176184      DB      X
X
X      Z1N=      1.148416              Z2N=      0.7601780              X
X      Z3N=      1.148416              Z5N=      1.000000              X
X      Z1=      57.42081              OHMS      Z2=      38.00890              OHMS      X
X      Z3=      57.42081              OHMS      Z5=      50.00000              OHMS      X
X
XXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXX

```

DADOS DE ENTRADA: FIM

OF EXECUTION

TIME: 1.12      ELAPSED TIME: 2:11.98

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

1. COLLIN, R. E. Theory and design of wide-band multisection quarter-wave transformers. Proc. IRE, N. Y., 43 (pt. 1): 179-85, Feb., 1955.
2. COSTA, M. H. M. Realização em Microondas de Discriminador de Freqüências Usando Linhas de Retardo. Campinas, Fac. Eng<sup>a</sup> Campinas, 1977. Tese (Mest. Cién.), UNICAMP. Orient.: ROGERS, D. A. Co-orient.: GIAROLA, A. J. p. 92-98.
3. FREIRE, G. F. O. & DINIZ, A. B. Reflexão e refração de ondas eletromagnéticas. In \_\_\_\_\_. Ondas Eletromagnéticas. Rio de Janeiro, Livros Téc. e Cient. Ed. S.A., 1973, cap. 5, p. 59.
4. HOWE, H. Jr. Characteristics impedance, launching methods, and basic structures. In \_\_\_\_\_. Stripline Circuit Design. Dedham, Mass., Artec House, 1974. Cap. 2, p. 68-75. (Modern Frontiers in Applied Science.)
5. SUBROUTINE Descriptions and Listing; Mathematics. In \_\_\_\_\_. IBM Application Program. Systems 360 Scientific Subroutine Package (360A-CM-03X) Version III Programmer's Manual. 4 ed. N.Y., IBM, 1968. p. 181-83.
6. SAMPLE Program Descriptions; Anexo B. In \_\_\_\_\_. IBM Application Program. Systems 360 Scientific Subroutine Package (360A-CM-03X) Version III Programmer's Manual. 4 ed. N.Y., IBM, 1968. p. 477-49
7. MATTHAEI, G. L.; YOUNG, L.; JONES, E. M. T. Stepped impedance transformers and filter prototypes. In \_\_\_\_\_. Microwave Filters, Impedance-Matching Networks, and Coupling Structures. N. Y., McGraw-Hill, 1964. cap. 6, p. 255-320.
8. RIBLET, H. Jr. A general theorem on an optimum stepped impedance transformers. IRE Trans. Micr. Theory Tech., N. Y.: 8(2): 169-70, Mar., 1960.
9. \_\_\_\_\_. General synthesis of quarter-wave impedance transformers. IRE Trans. Micr. Theory Techn., N. Y., 5(1): 36-43, Jan., 1957.
10. SIMMONS, G. F. Differential Equations with Applications and Historical Notes. 1972. p. 204-11.
11. SPIEGEL, M. R. Variáveis Complexas. S.L.P. McGraw-Hill, Brasil, 1972. p. 54.

12. YOUNG, L. Inhomogeneous quarter-wave transformers. Micr. J., N. Y., 5(2): 84-9, Feb., 1962.
13. \_\_\_\_\_. Stepped-impedance transformer and filters prototypes. IRE Trans. Micr. Theory Techn., N. Y., 10(5): 339-59, Sept., 1962.
14. \_\_\_\_\_. Tables for cascaded homogeneous quarter-wave transformers. IRE Trans. Micr. Theory Techn., N. Y., 7(2): 233-37, Apr., 1959.
15. \_\_\_\_\_. Tables for cascaded homogeneous quarter-wave transformers. IRE Trans. Micr. Theory Techn., N. Y., 8(2): 243-44, Mar., 1960. (Correction.)
16. \_\_\_\_\_. The quarter-wave transformers prototype circuit. IRE Trans. Micr. Theory Techn., N. Y., 8(5): 483-89, Sept., 1960.

## CAPÍTULO 4

### PROGRAMA COMPUTACIONAL PARA PROJETAR ACOPLADOR SIMÉTRICO DIRECIONAL EM LINHAS DE TRANSMISSÃO ACOPLADAS

#### 4.1. Introdução

Esta seção introdutória apresenta:

- a. Uma definição do Acoplador Simétrico Direcional em Linhas de Transmissão Acopladas;
- b. Aplicações do acoplador referido no item anterior como dispositivos de microondas;
- c. Uma abordagem teórica existente na literatura mais a teoria desenvolvida nas seções seguintes deste capítulo a respeito do acoplador citado no item a.

O Acoplador Simétrico Direcional em Linhas de Transmissão Acopladas, ASDLTA, é um dispositivo de microondas tendo quatro terminais, utilizando duas linhas paralelas com suficiente acoplamento entre elas, de tal forma que a energia aplicada a uma delas é transferida parcialmente à outra. Quando dois dos terminais são conectados à linha de transmissão e, os outros dois terminais são conectados corretamente em cargas resistivas, uma fração da energia caminhando numa direção ao longo do par de linhas de transmissão é desviada para uma das cargas resistivas, e uma fração igual de energia caminhando na direção oposta é desviada para a outra carga.

O ASDLTA mostrado na fig. 4.1 (vista superior em microfita ou linha de fita), tem as seguintes propriedades quando um sinal do gerador é aplicado à porta 1<sup>a</sup>:

1. Há transferência de potência da porta 1 para a porta 2;
2. Há transferência de potência da porta 1 para a porta 4;
3. Não há transferência de potência da porta 1 para a porta 3;



4. Não há onda refletida saindo da porta 1;
5. Para as duas portas de saídas, 2 e 4, o sinal difere em fase por  $90^\circ$  para todas as frequências.

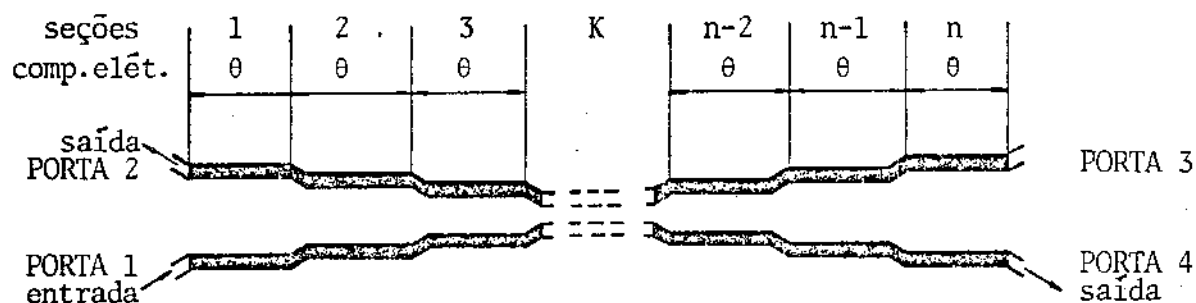


Fig. 4.1. Vista superior (em microfita ou linha de fita) do Acoplador Simétrico Direcional em Linhas de Transmissão Acopladas, com  $n$  seções.

O ASDLTA tem as seguintes aplicações<sup>2, 3, 8</sup>:

1. Acoplador Simétrico Direcional de Linhas de Transmissão (principal aplicação).
2. Filtro Direcional.
3. Atenuador.
4. Divisor de Potência.
5. Junção Híbrida.
6. Medidor de Potência.
7. Circuito Passa-Alta.
8. Reflectômetro.
9. Multiplexador.
10. Detetor Direcional.

Uma bibliografia completa sobre trabalhos referentes ao ASDLTA, publicados até o período de fevereiro de 1967, foi apresentada por Caswell<sup>2</sup>. Em 1972 Young<sup>1</sup> publicou um livro no qual reimprimiu várias das melhores pu

blições a respeito da teoria e projeto de ASDLTA.

Em 1963 Young<sup>12</sup> publicou um artigo no qual estabeleceu uma equivalência matemática entre o ASDLTA e o filtro protótipo com seções de impedâncias diferentes, ou seja, com o transformador de impedâncias de um quarto de comprimento de onda. Matthaei et al.<sup>7</sup> adicionaram alguma informação à publicação anterior. O resultado obtido é aproximado quando o número de seções do acoplador ultrapassa três.

Cristal & Young<sup>4</sup> e Toullos & Tood<sup>10</sup> desenvolveram independentemente um procedimento de síntese exata para o ASDLTA utilizando métodos similares. Ambas as características, Igual Ondulação e Plano Maximizado foram apresentadas<sup>4</sup>.

O programa computacional elaborado neste capítulo segue, em parte, (basicamente) a teoria desenvolvida por Cristal & Young<sup>4</sup> e em parte a complementação desenvolvida na elaboração do presente trabalho.

Toullos & Tood<sup>10</sup> publicaram tabelas do ASDLTA com características de Igual Ondulação, com três e cinco seções. Essas tabelas apresentam as impedâncias normalizadas de modo par. As tabelas publicadas por Cristal & Young<sup>4</sup> apresentam as impedâncias de modo ímpar para acopladores com ambas características Igual Ondulação e Plano Maximizado, para três, cinco, sete e nove seções.

Este programa computacional aqui apresentado permite a elaboração de projetos de Acopladores Simétricos Direcionais com características de Igual Ondulação e Plano Maximizado com uma, três, cinco e sete seções. As impedâncias totais obtidas são de modos par e ímpar, normalizadas e desnormalizadas. Também, em adição, se obtém os coeficientes de reflexão e coeficiente de onda estacionária.

Neste capítulo um algoritmo matemático (um termo geral) foi criado, para suprir a necessidade existente, quando da elaboração de uma subrotina (compactada) que permite dividir um polinômio qualquer pelo polinômio  $(1 - s^2)$ , onde  $s$  é a variável independente dos polinômios.

Algumas expressões gerais, nas etapas intermediárias para os cálculos das impedâncias, foram desenvolvidas. Entre elas, uma relaciona-se com os termos de uma matriz no desenvolvimento do método equivalente ao de Newton, para uma ou mais variáveis; outra está relacionada com a expressão para o cálculo final das impedâncias; outras duas determinam o valor dos polinômios de igual ondulação no ponto  $x = 1$ .

Tabelas apresentando as impedâncias das seções, coeficientes de reflexão e de onda estacionária e, faixas de passagens são aqui publicadas para o ASDLTA com características tanto de Igual Ondulação como Plano Maximizado com uma, três, cinco e sete seções.

Finalmente técnicas avançadas de programação computacional foram implantadas no programa.

#### 4.2. A Função de Perda por Inserção e os Polinômios de Igual Ondulação e Plano Maximizado

Os polinômios exatos derivados para o Acoplador Simétrico Direcional são obtidos a partir da Função de Perda por Inserção,  $F$ , do filtro homogêneo simétrico contendo  $n$  seções de impedâncias<sup>4</sup> dada por

$$F = 1 + P_n^2(\text{sen } \theta) \quad (4.2.1)$$

onde  $P_n$  é um polinômio ímpar em  $\text{sen } \theta$ , de grau  $n$ , que será determinado.

Dois tipos de Polinômios serão determinados para se usar na função de perda por inserção do Acoplador Simétrico Direcional: de Igual Ondulação e Plano Maximizado.

##### 4.2.1. Polinômios de Igual Ondulação

O problema da determinação de um polinômio de Igual Ondulação usado na função de perda por inserção do ASDLTA, consiste na obtenção de um polinômio ímpar de grau  $n$  que aproxima uma Igual Ondulação a um valor constante no intervalo de zero a um. O procedimento geral para se determinar o polinômio ímpar de Igual Ondulação de ordem  $n$  em  $x$ ,  $P_n(x)$ , é descrito abaixo.

Para se aproximar um polinômio ímpar de ordem  $n$  a um valor constante no intervalo de zero a um, tem-se<sup>4</sup>

$$P_n(x) = C \int_0^x \prod_{i=1}^K (u^2 - x_i^2) du \quad (4.2.2.)$$

com

$$K = \frac{n-1}{2} \quad (4.2.3)$$

os valores  $x_i$  serão descritos adiante e,

$$C = \frac{P_n(1)}{\int_0^1 \prod_{i=1}^K (u^2 - x_i^2) du} \quad (4.2.4)$$

onde

$$P_n(1) = \text{PMA} \quad \left| \begin{array}{l} n = 4J - 3, J = 1, 2, 3, \dots \end{array} \right. \quad (4.2.5)$$

e

$$P_n(1) = \text{PME} \quad \left| \begin{array}{l} n = 4J - 1, J = 1, 2, 3, \dots \end{array} \right. \quad (4.2.6)$$

Os valores de PMA e PME podem ser obtidos por<sup>4</sup>,

$$\text{PMA} = \left[ \frac{1}{\begin{array}{cc} (AM + DT)/10 & \\ 10 & -1 \end{array}} \right]^{1/2} \quad (4.2.7)$$

$$\text{PME} = \left[ \frac{1}{\begin{array}{cc} (AM - DT)/10 & \\ 10 & -1 \end{array}} \right]^{1/2} \quad (4.2.8)$$

onde  $AM$  é o acoplamento médio em decibéis e  $DT$  é o máximo desvio, em decibéis, do acoplamento médio.

As fórmulas explícitas e gerais das equações (4.2.5) e (4.2.6) foram desenvolvidas neste trabalho. Na referência 4 não são apresentadas fórmulas explícitas e gerais necessitando-se recorrer a figuras lá presentes onde podem-se obter os valores de  $P_n(1)$  para acopladores simétricos com três, cinco, sete e nove seções.

As figs. 4.2 e 4.3 auxiliam melhor o entendimento dos parâmetros PMA, PME, AM, DT, etc. A fig. 4.2 mostra o polinômio de Igual Ondulação de sete seções aproximando-se do valor constante um, no intervalo de zero a um. Os valores PMA e PME estão indicados.  $x_1$ ,  $x_2$  e  $x_3$  são os  $x_i$  das eqs. (4.2.2) e (4.2.4) para  $n = 7$ . A fig. 4.3 mostra a forma da curva de Acoplamento versus frequência para  $n = 7$ . AM e DT estão indicados.  $f_1$  e  $f_2$  são as frequências de corte.

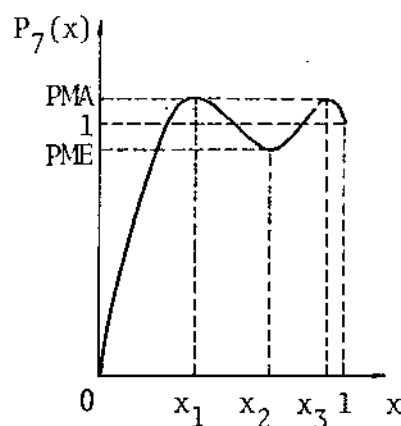


Fig. 4.2. Polinômio de Igual Ondulação de sete seções aproximando-se do valor 1, no intervalo  $0 < x \leq 1$ .

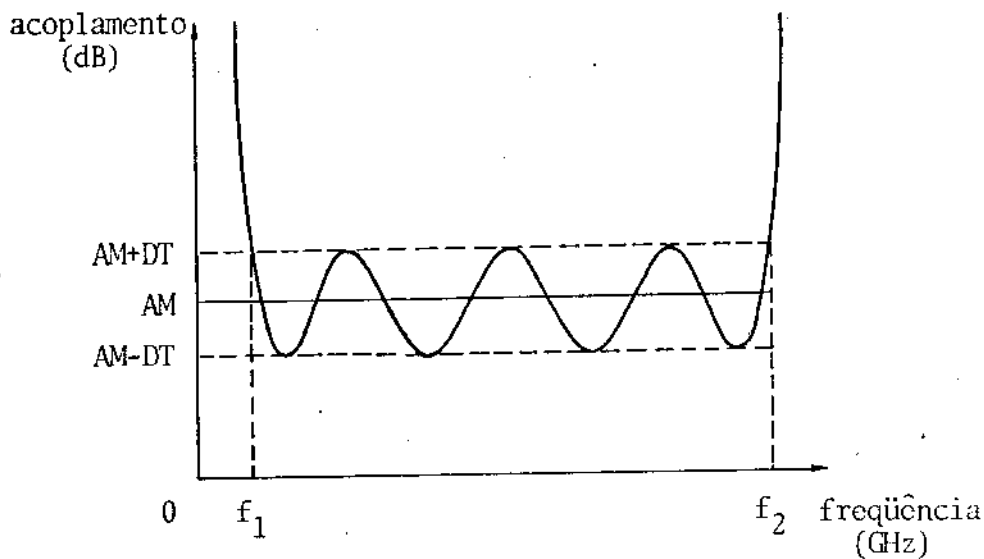


Fig. 4.3. Curva de Acoplamento versus frequência para um Acoplador com características de Igual Ondulação com sete seções. Define-se, Acoplamento =  $10 \log_{10} \frac{P_1}{P_2}$  onde  $P_1$  e  $P_2$  são as potências nas portas 1 e 2 respectivamente, na fig. 4.1.

As expressões anteriores, ou sejam as eqs. de (4.2.2) a (4.2.8), são equivalentes à forma seguinte<sup>4</sup>:

$$P_n(x) = \sum_{i=1}^n c_i x^i \quad (4.2.9)$$

onde  $c_i = f(x_i) \Big|_{i = 2J - 1, J = 1, 2, 3 \dots}$  (4.2.10)

e  $c_i = 0 \Big|_{i = 2J - 2, J = 1, 2, 3 \dots}$  (4.2.11)

Cristal & Young<sup>4</sup> não apresentaram fórmulas explícitas para a determinação dos coeficientes  $c_i$ , necessitando-se recorrer a figuras para a determinação dos  $c_i$  de acopladores de Igual Ondulação com três, cinco, sete ou nove se-

ções. Neste trabalho foram desenvolvidas equações que permitem a determinação dos coeficientes  $c_i$ , com as vantagens de se obterem de modo explícito e de forma geral estes coeficientes para acopladores com qualquer número ímpar de seções. As equações são mostradas a seguir onde os coeficientes  $c_i$  estão implicitamente contidos no polinômio  $P_n(x)$  por meio da eq. (4.2.9):

$$P_n(x, x_1, x_2, \dots, x_i, \dots, x_K) \Big|_{x=x_i} = \text{PMA} \quad (4.2.12)$$

$$\left| \begin{array}{l} n=4J-3, J=1,2,\dots; i=2T-1, T=1,2,\dots, \frac{K}{2} \\ n=4J-1, J=1,2,\dots; i=2T-1, T=1,2,\dots, \frac{K+1}{2} \end{array} \right.$$

e

$$P_n(x, x_1, x_2, \dots, x_i, \dots, x_K) \Big|_{x=x_i} = \text{PME} \quad (4.2.13)$$

$$\left| \begin{array}{l} n=4J-3, J=1,2,\dots; i=2T, T=1,2,\dots, \frac{K}{2} \\ n=4J-1, J=1,2,\dots; i=2T, T=1,2,\dots, \frac{K-1}{2} \end{array} \right.$$

onde,

$n$  é o número de seções do acoplador de Igual Ondulação,

$K$  é obtido na eq. (4.2.3) e,

$x_i$  são os valores de  $x$  para os quais o polinômio toma os valores PMA e PME; estes são obtidos pelas eqs. (4.2.7) e (4.2.8) respectivamente.

O grupo de equações não lineares em (4.2.12) e (4.2.13) é resolvido linearizando-as ao se tomarem os dois primeiros termos da expansão de Taylor generalizada de funções, para os membros à esquerda destas equações; valores iniciais de  $x_i$  são substituídos no grupo resultante de equações lineares. Um método equivalente ao de Newton foi generalizado para  $K$  variáveis; a primeira solução das equações é usada como uma segunda aproximação, e assim repetidamente até se obter um erro menor que  $10^{-7}$  para os valores reais de  $x_i$ . Este método iterativo converge rapidamente.

O grupo de equações lineares que resulta da transformação mencionada acima toma a seguinte forma<sup>4</sup>:

$$\begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} & \dots & \dots & \dots & a_{1K} \\ a_{21} & a_{22} & \dots & \dots & \dots & a_{2K} \\ \cdot & \cdot & \dots & \dots & \dots & \cdot \\ \cdot & \cdot & \dots & \dots & \dots & \cdot \\ a_{i1} & \cdot & \dots & a_{ii} & \dots & a_{iK} \\ \cdot & \cdot & \dots & \dots & \dots & \cdot \\ \cdot & \cdot & \dots & a_{it} & \dots & \cdot \\ \cdot & \cdot & \dots & \dots & \dots & \cdot \\ a_{K1} & a_{K2} & \dots & \dots & \dots & a_{KK} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \Delta x_1 \\ \Delta x_2 \\ \cdot \\ \cdot \\ \Delta x_i \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ \Delta x_K \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ \cdot \\ \cdot \\ b_i \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ b_K \end{bmatrix} \quad (4.2.14)$$

onde

$\Delta x_i$  é a correção do prévio  $x_i$ ,

$b_i = PMA - P_n(x_i)$  de acordo com as equações (4.2.12) e (4.2.13).

$a_{ii}$  e  $a_{it}$  são definidos no próximo parágrafo. .

Crystal & Young<sup>4</sup> apresentaram expressões para os  $a_{ii}$  e  $a_{it}$  os quais não são compatíveis com as expressões desenvolvidas neste trabalho onde é satisfeita a condição referente à expansão de Taylor citada acima. Estas novas expressões são:

- Para  $i \neq t$   $i, t = 1, 2, 3, \dots, K$

$$a_{it} = \sum_{m=1}^{2K-1} \frac{\partial c_m}{\partial x_t} x_i^m \quad (4.2.15)$$

- Para  $i = 1, 2, 3, \dots, K$

$$a_{ii} = \sum_{m=1}^{2K-1} \left( \frac{\partial c_m}{\partial x_i} x_i^m + m c_m x_i^{m-1} \right) \quad (4.2.16)$$

$$\text{onde ainda, } K = \frac{n-1}{2}, \quad n \text{ ímpar} \quad (4.2.17)$$



#### 4.2.2. Polinômios Plano Maximizado

Para a determinação dos polinômios Plano Maximizados temos<sup>4</sup>,

$$P_n(x) = C \int_0^x (u^2 - 1)^K du \quad (4.2.18)$$

onde agora

$$C = \frac{P_n(1)}{\int_0^1 (u^2 - 1)^K du} \quad (4.2.19)$$

e  $P_n(1)$  é igual a (4.2.7) ou (4.2.8) fazendo-se  $DT = 0$ .  $K$  é dado por (4.2.3).

Na realidade este é um caso particular do anterior (subseção 4.2.1) onde  $DT = 0$  e não existem os  $x_i$ .

#### 4.3. Procedimento Utilizado na Determinação das Impedâncias do Acoplador Simétrico Direcional

A síntese de linhas com seções de impedâncias, para uma função de perda por inserção conhecida, foi descrita em publicações anteriores<sup>4,6,9</sup>. Uma seqüência de procedimentos é também aqui apresentada, baseada nos trabalhos anteriores. Novas fórmulas são aqui desenvolvidas e discutidas no procedimento 5 abaixo.

Determinado o polinômio ímpar de grau  $n$  em  $x = \sin \theta$ ,  $P_n(x)$ , ( $\theta$  é o comprimento elétrico das seções do acoplador simétrico direcional), como na seção anterior, fica formada a função de perda por inserção definida pela eq. (4.2.1). Em seqüência são descritos os procedimentos para a determinação das impedâncias das seções:

PROCEDIMENTO 1 - O quadrado do módulo do Coeficiente de Reflexão (CR) obtido a partir da equação (4.2.1) é<sup>4</sup>,

$$|CR|^2 = \frac{P_n^2(x)}{1 + P_n^2(x)} \quad (4.3.1)$$

com  $x = \text{sen } \theta$  (4.3.2)

e ainda  $\theta$  é o comprimento elétrico das seções do acoplador simétrico direcional.

Em seguida é feita a seguinte transformação de variáveis,

$$\text{tg } \theta = \frac{s}{j} \quad (4.3.3)$$

onde  $s$  é uma variável complexa e  $j = \sqrt{-1}$ . Então substitui-se (4.3.3) em (4.3.2),

$$x = \frac{s/j}{\sqrt{1 + (s/j)^2}} = \text{sen } \theta \quad (4.3.4)$$

A transformação em (4.3.4) é feita em duas partes:

a) Substituição de  $x$  por  $\hat{s}/j$ , onde  $\hat{s}$  é uma variável intermediária diferente de  $j \text{ tg } \theta$ .

b) Substituição de  $\hat{s}/j$  por  $(s/j)/\sqrt{1 + (s/j)^2}$ .

Aplicando-se a transformação da parte a) à fatoração do lado direito de (4.3.1) tem-se<sup>4</sup>,

$$\overline{CR}(\hat{s}) \overline{CR}(-\hat{s}) = CR(\hat{s}/j) CR(-\hat{s}/j) \propto \frac{\prod_{i=1}^n (\hat{s} - z_i) (-\hat{s} - z_i)}{\prod_{i=1}^n (\hat{s} - p_i) (-\hat{s} - p_i)} \quad (4.3.5)$$

onde define-se  $\overline{CR}(\hat{s})$  como,  $CR(\hat{s}/j)$ ,  $z_i$  como os zeros do numerador e  $p_i$  os zeros do denominador. A expressão em (4.3.5) não é uma equação, pois não foram determinados os fatores de proporcionalidade no numerador e denominador. A fatoração em (4.3.1) é simplificada ao se resolverem as equações de menor ordem,

$$P_n(\hat{s}/j) = 0 \quad (4.3.6)$$

e 
$$P_n(\hat{s}/j) = \pm j \quad (4.3.7)$$

Os zeros de (4.3.6) são tomados como duplos.

Como  $P_n(x)$  é um polinômio ímpar, os valores de  $\hat{s}$  que são soluções de

$$P_n(\hat{s}/j) = j \quad (4.3.8)$$

são os valores negativos de  $\hat{s}$  que satisfazem

$$P_n(\hat{s}/j) = -j \quad (4.3.9)$$

Portanto é necessário resolver somente uma das equações de (4.3.7).

PROCEDIMENTO 2 - Os zeros do numerador e denominador na expressão em (4.3.5) são transformados em novos zeros por meio da transformação em (4.3.4), ou seja,

$$z'_i = \frac{z_i}{\sqrt{1 + z_i^2}} \quad (4.3.10)$$

$$p'_i = \frac{p_i}{\sqrt{1 + p_i^2}} \quad (4.3.11)$$

Constroi-se então um coeficiente de reflexão complexo,  $CR'(s)$ , o qual deve satisfazer as seguintes condições:

a) Os zeros do numerador de  $CR'(s)$  são simétricos em relação ao eix-

xo  $j$  (esta condição é necessária para que o circuito seja simétrico).

- b) Os zeros do denominador de  $CR'(s)$  estão no semi-plano esquerdo (o coeficiente de reflexão é analítico no semi-plano direito).

Obtém-se então

$$CR'(s) = \frac{A \prod_{i=1}^n (s - z'_i)}{B \prod_{i=1}^n (s - p'_i)} = \frac{CR'_N(s)}{CR'_D(s)} \quad (4.3.12)$$

onde os índices N e D indicam numerador e denominador, respectivamente.

PROCEDIMENTO 3 - As constantes A e B na equação (4.3.12) são determinadas como segue: analisando-se a equação (4.3.4) observa-se que ao ponto  $\sqrt{2}$  corresponderá um valor  $\sqrt{2}$  ao longo das transformações em (4.3.4) a qual requer a condição abaixo<sup>4</sup>:

$$P_n^2(\sqrt{2}) = A^2 \frac{\prod_{i=1}^n (s - z_i) \prod_{i=1}^n (-s - z'_i)}{(-1)^n} \Big|_{s = \sqrt{2}} \quad (4.3.13)$$

de onde obtém-se o valor de A,

$$A = \left[ \frac{(-1)^n P_n^2(\sqrt{2})}{\prod_{i=1}^n (s - z'_i) \prod_{i=1}^n (-s - z'_i)} \right]_{s = \sqrt{2}}^{1/2} \quad (4.3.14)$$

cujo sinal é determinado de tal modo que  $CR'_N(s)$  tenderá para zero quando  $s$  tender para zero. Esta condição permite se obterem as impedâncias normalizadas de modo par sempre maior do que um. De um modo similar pode-se obter a constante B,

$$B = \left[ \frac{(-1)^n [1 + P_n^2(\sqrt{2})]}{\prod_{i=1}^n (s - p'_i) \prod_{i=1}^n (-s - p'_i)} \right]_{s = \sqrt{2}}^{1/2} \quad (4.3.15)$$

PROCEDIMENTO 4 - Determinado (4.3.12), obtêm-se a função de impedância por<sup>4</sup>,

$$z(s) = \frac{1 + CR'(s)}{1 - CR'(s)} = \frac{CR'_D(s) + CR'_N(s)}{CR'_D(s) - CR'_N(s)} \quad (4.3.16)$$

De (4.3.16) constroi-se a matriz de transmissão ABCD como segue<sup>4</sup>:

A é a parte do grau par de s no numerador,

B é a parte do grau ímpar de s no numerador,

C é a parte do grau ímpar de s no denominador,

D é a parte do grau par de s no denominador.

PROCEDIMENTO 5 - Finalmente determinam-se as impedâncias do Acoplador simétrico a partir da matriz ABCD do procedimento 4.

As primeira e última impedâncias normalizadas são obtidas por:

$$z_1 = z_n = \frac{A(1)}{C(1)} \quad (4.3.17)$$

Em seguida determina-se uma nova matriz ABCD para se obter as segunda e penúltima impedâncias do ASDLTA<sup>4</sup>,

$$\begin{bmatrix} A_2 & B_2 \\ C_2 & D_2 \end{bmatrix} = \frac{1}{1 - s^2} \begin{bmatrix} 1 & -z_1 s \\ s & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \quad (4.3.18)$$

de onde a nova matriz impedância será

$$z_2(s) = \frac{A_2(s) + B_2(s)}{C_2(s) + D_2(s)} \quad (4.3.19)$$

A segunda e penúltima impedâncias normalizadas são obtidas por<sup>4</sup>:

$$z_2 = z_{n-2} = \frac{A_2(1)}{C_2(1)} \quad (4.3.20)$$

O processo de multiplicação em (4.3.18) é repetido  $(n+1)/2$  vezes para se obterem em igual número as impedâncias do ASDLTA. Pela simetria física deste dispositivo as demais impedâncias são obtidas abaixo:

$$z_{K,PN} = z_{n-K,PN}; \quad K = 1, 2, 3, \dots, \frac{n+1}{2}; \quad n = 4J-1, \quad J = 1, 2, 3, \dots \quad (4.3.21)$$

$$z_{K,IN} = z_{n-K,IN}; \quad K = 1, 2, 3, \dots, \frac{n+1}{2}; \quad n = 4J-3, \quad J = 1, 2, 3, \dots \quad (4.3.22)$$

$$z_{K,PN} \cdot z_{K,IN} = 1, \quad K = 1, 2, 3, \dots, n \quad (4.3.23)$$

onde o índice N denota normalizado, e os índices P e I denotam pares e ímpares, respectivamente.

Tem-se ainda que:

$$z_{K,P} = z_{K,PN} R_0 \quad (4.3.24)$$

$$z_{K,I} = z_{K,IN} R_0 \quad (4.3.25)$$

onde,

$z_{K,P}$  e  $z_{K,I}$  são os valores finais das impedâncias das seções do Acoplador Simétrico Direcional.

$R_0$  é a resistência característica da linha de transmissão.

O processo repetitivo para se obterem as impedâncias como em (4.3.17), requer em cada etapa uma divisão pelo polinômio  $(1-s^2)$ .

Barros<sup>1</sup> descreve um método de divisão de polinômios por polinômios da forma  $(x^2 - ux - v)$  onde,  $x$  é a variável dos polinômios,  $u$  e  $v$  são constantes e, não são apresentados os termos gerais dos polinômios dividendo e quociente.

Para elaborar uma subrotina compactada que divide qualquer polinômio por  $(1-s^2)$  onde agora,  $s$  é a variável dos polinômios, foram desenvolvidos neste trabalho os termos gerais que especificam completamente os polinômios. Também a apresentação deles é modificada em relação à descrita por Barros<sup>1</sup>. O procedimento é o que segue:

O polinômio  $(x^2 - ux - v)$  apresentado por Barros<sup>1</sup> é substituído por  $(1-s^2)$  fazendo-se  $u = 0$ ,  $v = 1$ , mudando-se a variável  $x$  por  $s$  e multiplicando o resultado pelo valor  $-1$ .

Definindo-se o polinômio dividendo,  $p(s)$ , por

$$p(s) = a_n s^{n-1} + a_{n-1} s^{n-2} + \dots + a_{n-K} s^{n-K-1} + \dots + a_2 s + a_1 \quad (4.3.26)$$

e o quociente da divisão de  $p(s)$  por  $(1-s^2)$  como  $q(s)$  somado a  $r(s)$  onde

$$q(s) = b_{n-2} s^{n-3} + b_{n-3} s^{n-4} + \dots + b_{n-K-2} s^{n-K-3} + \dots + b_n s + b_3 \quad (4.3.27)$$

e

$$r(s) = r_2 s + r_1 \quad (4.3.28)$$

pode-se utilizar o princípio de identidade de polinômios e obter os coeficientes de  $q(s)$  e  $r(s)$  a partir dos coeficientes de  $p(s)$ , como descrito abaixo:

$$\begin{aligned}
 b_{n-2} &= -a_n \\
 b_{n-3} &= -a_{n-1} \\
 b_{n-j-3} &= -a_{n-j-1} + b_{n-j-1} \quad , j = 1, 2, \dots, n-4
 \end{aligned}
 \tag{4.3.29}$$

$$r_2 = a_2 - b_2 \tag{4.3.30}$$

$$r_1 = a_1 - b_1$$

Portanto conhecendo-se o polinômio  $p(s)$  em (4.3.26) pode-se dividi-lo por  $(1-s^2)$  e obter o quociente  $q(s) + r(s)$  em (4.3.27) e (4.3.28), cujos coeficientes são obtidos nas equações (4.3.29) e (4.3.30), respectivamente.

#### 4.4. Razão de Faixa de Passagem, Faixa de Passagem Fracional, Coeficiente de Reflexão e Coeficiente de Onda Estacionária

A razão de faixa de passagem, rfp, do ASDLTA com características de Igual Ondulação é definida por<sup>4</sup>:

$$rfp = \frac{f_2}{f_1} \tag{4.4.1}$$

onde  $f_2$  e  $f_1$  são as frequências de cortes para as quais o acoplamento médio é somado a DT, como na fig. 4.3.

A faixa de passagem fracional, fpf, é obtida da eq. (4.4.2) a seguir:

$$fpf = \frac{f_2 - f_1}{f_0} = \frac{2(f_2 - f_1)}{f_2 + f_1} = \frac{2(rfp - 1)}{rfp + 1} \tag{4.4.2}$$



onde,

$f_0$  é a frequência central de operação.

Para características Plano Maximizado a razão de faixa de passagem é definida como em (4.4.1), mas  $f_2$  e  $f_1$  agora são as frequências de corte para as quais o acoplamento médio é acrescentado de 3dB nas equações (4.2.7) ou (4.2.8) com  $DT = 0$ .

O coeficiente de reflexão é calculado a partir da equação (4.3.1) e o coeficiente de onda estacionária é determinado por:

$$COE = \frac{1 + |CR|}{1 - |CR|} \quad (4.4.3)$$

Se o projetista desejar obter os coeficientes de acoplamento das seções do acoplador poderá calculá-los por<sup>4</sup>:

$$c_i = \frac{(z_{i,PN})^2 - 1}{(z_{i,PN})^2 + 1} \quad i = 1, 2, \dots, n \quad (4.4.4)$$

onde  $z_{i,PN}$  é a  $i$ -ésima impedância normalizada do modo par do acoplador.

#### 4.5. Utilização e Comprovação do Programa Computacional para Projetar Acopladores Simétricos em Linhas de Transmissão Acopladas

Para se utilizar o programa computacional elaborado neste trabalho para projeto e análise de acopladores simétricos direcionais em linhas de transmissão acopladas, é necessário que o projetista tenha um mínimo de conhecimento destes dispositivos e também que disponha de meios de utilização dos terminais de computador via teletipo ou vídeo (Terminal TTY).

No capítulo 7 é descrito como se utiliza o programa geral incluindo os vários programas mencionados ao longo deste trabalho. Após se ter comandado a execução do programa geral e em particular utilizado a memória que armazena o programa do ASDLTA, os dados de entrada deste dispositivo são solicitados automaticamente. É impresso o seguinte:

## ACOPLADOR SIMÉTRICO DIRECIONAL

## DADOS DE ENTRADA:

Então o projetista deverá inserir em ordem os seguintes dados de entrada, numa mesma linha e separados por um espaço em branco:

1. Identidade: ACSIO - ACoplador Simétrico de Igual Ondulação ou ACSIM - ACoplador Simétrico plano Maximizado.
2. N - é o número de seções do ASDLTA que pode ser: 1, 3, 5 ou 7.
3. AM - é o valor numérico do Acoplamento Médio dado em dB.
4. DT - é o valor numérico da metade da Igual Ondulação dado em dB. (Ver fig. 4.3).
5. FO - é o valor numérico da Frequência central de Operação (GHz).
6. FX - é o valor numérico da frequência para a qual se quer saber o valor do coeficiente de reflexão e coeficiente de onda estacionária (GHz).
7. RO - é o valor numérico da Resistência característica da linha (Ohms).

## Observações importantes:

- a. A identidade deve ser inserida corretamente (ACSIO ou ACSIM). Caso contrário novos dados de entrada serão solicitados.
- b. Todos os valores devem ser inseridos, não podendo faltar nenhum.
- c. Todos os valores (de 2 a 7) devem ser positivos.
- d. O valor do AM sempre deve ser maior do que o valor de DT quando a identidade for ACSIO.
- e. Quando a identidade for ACSIM o valor de DT sempre deve ser 0 (zero). (Exceção da observação c.)
- f. Se os dados de entrada forem inseridos de tal modo que, para o ACSIO os valores de  $x_1$ , não convirjam no intervalo de zero a um (mesmo após terem sido feitas várias iterações corretivas, automaticamente no programa), os valores de entrada devem ser ligeira-

mente modificados. A seguinte mensagem será escrita:

O ACOPLAMENTO MEDIO OU A VARIACAO DO ACOPLAMENTO MEDIO (que vem a ser o DT) DEVE SER LIGEIRAMENTE MODIFICADO PARA SE OBTER OS X(I) DE PN(X) NO INTERVALO DE ZERO A UM.

DADOS DE ENTRADA:

- g. Quando alguma das observações dos itens a ao e não forem observadas será escrita a seguinte mensagem:

DADOS DE ENTRADA INCORRETOS - (Identidade) - REESCREVA

DADOS DE ENTRADA:

- h. Para finalizar o programa escreva como dados de entrada a palavra FIM.

Após os dados de entrada serem inseridos, a execução para se obterem os dados de saída será efetuada comandando-se a tecla "RETURN" (essa tecla comanda o indicador para a próxima linha) do terminal TTY do computador. Então os dados de saída serão escritos; em seqüência obtêm-se:

1. Os dados de entrada são reescritos com suas respectivas identificações.
2. As frequências de corte na faixa de passagem  $f_1$  e  $f_2$  (GHz).
3. A Razão de Faixa de Passagem (RFP).
4. A Faixa de Passagem Fracional (FPF).
5. O Coeficiente de Reflexão para a frequência FX de entrada.
6. O Coeficiente de Onda Estacionária para a frequência FX.
7. As impedâncias de modos par e ímpar das seções do Acoplador Simétrico Direcional em Linhas de Transmissão Acopladas.

Em seguida são descritos dois exemplos:

Exemplo 1

ACOPLADORES SIMETRICOS

DADOS DE ENTRADA: ACSIO 7 12 .8 1.5 1.4 50

IDENTIDADE= ACSIO N= 7 ELEMENTOS  
 ACOPLAMENTO MEDIO= 12.00000 IGUAL ONDULACAO= 0.8000000  
 FREQ. CENTRAL = 1.500000 FREQ. P/ COE E CR= 1.400000  
 RESISTENCIA CARACTERISTICA= 50.00000 OHMS

```

XXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXX
X
X F1 = 0.2231298 GHZ F2 = 2.776870 GHZ X
X RFP= 12.44509 FPF= 1.702494 X
X COEFICIENTE DE REFLEXAO = 0.2360620 X
X COEF. DE ONDA ESTACIONARIA= 1.618013 X
X
X Z1IN= 0.9575799 X
X Z1I=Z7I= 47.87899 OHMS Z1P=Z7P= 52.21496 OHMS X
X Z2IN= 0.9094037 X
X Z2I=Z6I= 45.47018 OHMS Z2P=Z6P= 54.98108 OHMS X
X Z3IN= 0.8229143 X
X Z3I=Z5I= 41.14572 OHMS Z3P=Z5P= 60.75967 OHMS X
X Z4IN= 0.5946445 X
X Z4I= 29.73223 OHMS Z4P= 84.08385 OHMS X
X
XXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXX
    
```

Exemplo 2

ACOPLADORES SIMETRICOS

DADOS DE ENTRADA: ACSIM 5 12 0 1.2 1.2 100

IDENTIDADE= ACSIM N= 5 ELEMENTOS  
 ACOPLAMENTO MEDIO= 12.00000 IGUAL ONDULACAO= 0.0000000E+00  
 FREQ. CENTRAL = 1.200000 FREQ. P/ COE E CR= 1.200000  
 RESISTENCIA CARACTERISTICA= 100.0000 OHMS

```

XXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXX
X
X F1 = 0.3288558 GHZ F2 = 2.071144 GHZ X
X RFP= 6.298032 FPF= 1.451907 X
X COEFICIENTE DE REFLEXAO = 0.2511886 X
X COEF. DE ONDA ESTACIONARIA= 1.670900 X
X
X Z1PN= 1.005961 X
X Z1P=Z5P= 100.5961 OHMS Z1I=Z5I= 99.40742 OHMS X
X Z2PN= 1.057142 X
X Z2P=Z4P= 105.7142 OHMS Z2I=Z4I= 94.59463 OHMS X
X Z3PN= 1.427512 X
X Z3P= 142.7512 OHMS Z3I= 70.05194 OHMS X
X
XXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXX
    
```

Os resultados para as faixas de passagem fracional, para as razões de faixa de passagens e para metade mais uma das impedâncias normalizadas de modo par, concordam com aqueles apresentados nas tabelas A-1 a A-24 publicadas por Cristal & Young<sup>4</sup>. Quando ocorre uma diferença, no máximo chega-se a uma variação da ordem de  $10^{-3}$ . Comparando o exemplo apresentado na página 549 desta mesma publicação, foi obtido um resultado de idêntica precisão neste trabalho. O polinômio Plano Maximizado de ordem três é obtido com um acoplamento médio de 3.01 dB. O resultado final obtido para as impedâncias normalizadas de modo par  $Z_{1PN} = Z_{3PN}$  e  $Z_{2PN}$  foram:

$$\begin{aligned} Z_{1PN} = Z_{3PN} &= 1,104105 \\ Z_{2PN} &= 2,943186 \end{aligned} \tag{4.5.1}$$

comparados com os resultados publicados na referência (4),  $Z_1$  e  $Z_2$ ,

$$\begin{aligned} Z_1 &= 1,104 \\ Z_2 &= 2,943 \end{aligned} \tag{4.5.2}$$

Os resultados obtidos para as impedâncias de modo par normalizadas para o acoplador simétrico de cinco seções também concordam em alta proximidade com os resultados obtidos na tabela II publicada por Toullos & Tood<sup>10</sup>.

Neste trabalho são publicadas as Tabelas de 1 a 8 para ASDLTA tendo uma, três, cinco e sete seções com características de Igual Ondulação e Plano Maximizado respectivamente, cujas impedâncias de modos par e ímpar estão normalizadas e cujo acoplamento médio é de 15 dB.

Após as impedâncias terem sido obtidas, as dimensões físicas do ASDLTA podem ser determinadas por meio de várias publicações citadas por Cristal & Young<sup>4</sup>, entre elas Matthaei et al.<sup>7</sup>. Na Universidade Estadual de Campinas - SP, Brasil - está sendo desenvolvido um trabalho para a determinação das dimensões físicas do ASDLTA com a ajuda do Computador.

Programas computacionais para ajudar no projeto de outros tipos de Acopladores serão elaborados no capítulo 5.

TABELA 1

IMPEDÂNCIAS NORMALIZADAS DO ACOPLADOR SIMÉTRICO DE IGUAL ONDULAÇÃO  
COM 15 dB DE ACOPLAMENTO MÉDIO

## 1 SEÇÃO

Igual On- dulação (dB)	Razão de Faixa de Passagem	Faixa de Passagem Fraccional	Coefficiente de Reflexão	Coefficiente de Onda Es- tacionária	MODOS	Z <sub>1</sub>
0,10	1,432200	0,3553981	0,1798871	1,438689	PAR	1,1994530
					IMPAR	0,8337130
0,20	1,575391	0,4468379	0,1819701	1,444898	PAR	1,2020390
					IMPAR	0,8319196
0,30	1,705325	0,5294345	0,1840772	1,451212	PAR	1,2046630
					IMPAR	0,8301075
0,40	1,828192	0,5856689	0,1862087	1,457633	PAR	1,2073250
					IMPAR	0,8282777
0,50	1,946949	0,6426642	0,1883649	1,464162	PAR	1,2100250
					IMPAR	0,8264289
0,60	2,063288	0,6942135	0,1905461	1,470802	PAR	1,2127660
					IMPAR	0,8245613
0,70	2,178288	0,7414608	0,1927525	1,477555	PAR	1,2155470
					IMPAR	0,8226748
0,80	2,292696	0,7851899	0,1949845	1,484424	PAR	1,2183690
					IMPAR	0,8207691
0,90	2,407058	0,8259666	0,1972423	1,491412	PAR	1,2212340
					IMPAR	0,8188441
1,00	2,521794	0,8642152	0,1995262	1,498520	PAR	1,2241410
					IMPAR	0,8168996

TABELA 2

IMPEDÂNCIAS NORMALIZADAS DO ACOPLADOR SIMÉTRICO PLANO MAXIMIZADO  
COM 15 dB DE ACOPLAMENTO MÉDIO.

## 1 SEÇÃO

Razão de Faixa de Passagem	Faixa de Passagem Fracional	Coefficiente de Reflexão	Coefficiente de Onda Es- tacionária	MODOS	Z <sub>1</sub>
3,035173	1,008717	0,1778279	1,432581	PAR	1,1969050
				IMP	0,8354884

TABELA 3

IMPEDÂNCIAS NORMALIZADAS DO ACOPLADOR SIMÉTRICO DE IGUAL ONDULAÇÃO  
COM 15 dB DE ACOPLAMENTO MÉDIO

## 3 SEÇÕES

Igual On- dulação (dB)	Razao de Faixa de Passagem	Faixa de Passagem Fraccional	Coefficiente de Reflexão	Coefficiente de Onda Es- tacionária	MODOS	$Z_1=Z_3$	$Z_2$
0,10	2,531656	0,8673869	0,1757924	1,426573	PAR	1,0325045	1,2733006
					IMPAR	0,9685187	0,7853605
0,20	3,059981	1,014774	0,1737801	1,420663	PAR	1,0374175	1,2827814
					IMPAR	0,9639320	0,7795560
0,30	3,490562	1,109243	0,1717908	1,414849	PAR	1,0415448	1,2903598
					IMPAR	0,9601123	0,7749776
0,40	3,876544	1,179747	0,1698244	1,409129	PAR	1,0452811	1,2970037
					IMPAR	0,9566809	0,7710078
0,50	4,237401	1,236262	0,1678804	1,403501	PAR	1,0487763	1,3030830
					IMPAR	0,9534921	0,7674108
0,60	4,582793	1,283513	0,1659587	1,397963	PAR	1,0521096	1,3087893
					IMPAR	0,9504713	0,7640649
0,70	4,918342	1,324135	0,1640590	1,392513	PAR	1,0553261	1,3142350
					IMPAR	0,9475744	0,7608989
0,80	5,247663	1,359761	0,1621810	1,387150	PAR	1,0584555	1,3194929
					IMPAR	0,9447728	0,7578669
0,90	5,573260	1,391474	0,1603245	1,381873	PAR	1,0615188	1,3246141
					IMPAR	0,9420464	0,7549368
1,00	5,896962	1,420035	0,1584893	1,376678	PAR	1,0645309	1,3296360
					IMPAR	0,9393809	0,7520855



TABELA 4

IMPEDÂNCIAS NORMALIZADAS DO ACOPLADOR SIMÉTRICO PLANO MAXIMIZADO  
COM 15 dB DE ACOPLAMENTO MÉDIO

3 SEÇÕES

Razão de Faixa de Passagem	Faixa de Passagem Fracional	Coefficiente de Reflexão	Coefficiente de Onda Es- tacionária	MODOS	$Z_1 = Z_3$	$Z_2$
4,829185	1,313798	0,1778279	1,432581	PAR	1,0226093	1,2516390
				ÍMPAR	0,9778905	0,7989524

TABELA 5

IMPEDÂNCIAS NORMALIZADAS DO ACOPLADOR SIMÉTRICO DE IGUAL ONDULAÇÃO  
COM 15 dB DE ACOPLAMENTO MÉDIO

5 SEÇÕES

Igual On- dulação (dB)	Razao de Faixa de Passagem	Faixa de Passagem Fraccional	Coefficiente de Reflexão	Coefficiente de Onda Es- tacionária	MODOS	$Z_1=Z_5$	$Z_2=Z_4$	$Z_3$
0,10	4,065193	1,210297	0,1798871	1,438689	PAR	1,0139440	1,0673390	1,3291090
					IMP	0,9862477	0,9369094	0,7523837
0,20	4,981663	1,331290	0,1819701	1,444898	PAR	1,0183500	1,0761780	1,3424350
					IMP	0,9819806	0,9292143	0,7449150
0,30	5,718840	1,404659	0,1840772	1,451212	PAR	1,0220780	1,0829450	1,3524150
					IMP	0,9783989	0,9234079	0,7394180
0,40	6,374557	1,457595	0,1862087	1,457633	PAR	1,0254760	1,0887210	1,3608390
					IMP	0,9751569	0,9185089	0,7348407
0,50	6,984311	1,499017	0,1883649	1,464162	PAR	1,0286720	1,0939040	1,3683550
					IMP	0,9721271	0,9141570	0,7308045
0,60	7,565593	1,533015	0,1905461	1,470801	PAR	1,0317340	1,0986880	1,3752800
					IMP	0,9692420	0,9101765	0,7271246
0,70	8,128524	1,561813	0,1927525	1,477555	PAR	1,0346980	1,1031890	1,3817970
					IMP	0,9664655	0,9064629	0,7237214
0,80	8,679589	1,586759	0,1949845	1,484424	PAR	1,0375910	1,1074770	1,3880230
					IMP	0,9637708	0,9029532	0,7204491
0,90	9,223261	1,608735	0,1972423	1,491412	PAR	1,0404290	1,1116030	0,7173421
					IMP	0,9611419	0,8996017	0,7173421
1,00	9,762791	1,628349	0,1995262	1,498520	PAR	1,0432240	1,1156020	1,3998920
					IMP	0,9583669	0,8963770	0,7143408

TABELA 6

IMPEDÂNCIAS NORMALIZADAS DO ACOPLADOR SIMÉTRICO PLANO MAXIMIZADO  
COM 15 dB DE ACOPLAMENTO MÉDIO

5 SEÇÕES

Razão de Faixa de Passagem	Faixa de Passagem Fracional	Coefficiente de Reflexão	Coefficiente de Onda Es- tacionária	MODOS	$Z_1=Z_5$	$Z_2=Z_4$	$Z_3$
6,212426	1,445402	0,1778279	1,432581	PAR	1,0041960	1,0398930	1,2835100
				ÍMPAR	0,9958215	0,9616373	0,7791135

TABELA 7

IMPEDÂNCIAS NORMALIZADAS DO ACOPLADOR SIMÉTRICO DE IGUAL ONDULAÇÃO  
COM 15 dB DE ACOPLAMENTO MÉDIO

## 7 SEÇÕES

Igual On- dulação (dB)	Razão de Faixa de Passagem	Faixa de Passagem Fracional	Coefficiente de Reflexão	Coefficiente de Onda Es- tacionária	MODOS	$Z_1=Z_7$	$Z_2=Z_6$	$Z_3=Z_5$	$Z_4$
0,10	5,720960	1,404847	0,1757924	1,426573	PAR	1,0087347	1,0333440	1,0984490	1,3733173
					IMPAR	0,9913409	0,9677319	0,9103745	0,7281638
0,20	7,026436	1,501647	0,1737801	1,420663	PAR	1,0126037	1,0408558	1,1095011	1,3886695
					IMPAR	0,9875531	0,9607478	0,9013060	0,7201137
0,30	8,070703	1,559020	0,1717908	1,414849	PAR	1,0159627	1,0466899	1,1176563	1,3998806
					IMPAR	0,9842881	0,9553928	0,8947294	0,7143466
0,40	8,996617	1,599865	0,1698244	1,409129	PAR	1,0190702	1,0517203	1,1244674	1,4092132
					IMPAR	0,9812866	0,9508231	0,8893099	0,7096158
0,50	9,855769	1,631532	0,1678804	1,403501	PAR	1,0220249	1,0562678	1,1304875	1,4174657
					IMPAR	0,9784497	0,9467296	0,8845741	0,7054844
0,60	10,673490	1,657343	0,1659587	1,397963	PAR	1,0248765	1,0604909	1,1359848	0,7017426
					IMPAR	0,9757273	0,9429595	0,8802934	0,7017426
0,70	11,464430	1,679087	0,1640589	1,392513*	PAR	1,0276544	1,0644811	1,1411127	1,4321060
					IMPAR	0,9730897	0,9394248	0,8763376	0,6982723
0,80	12,237910	1,697837	0,1621811	1,387151	PAR	1,0303780	1,0682969	1,1459665	1,4388474
					IMPAR	0,9705176	0,9360693	0,8726258	0,6950007
0,90	13,00040	1,714294	0,1603245	1,381873	PAR	1,0330605	1,0719788	1,1506134	1,4453463
					IMPAR	0,9679975	0,9328542	0,8691016	0,6918757
1,00	13,75657	1,728934	0,1584893	1,376678	PAR	1,0357115	1,0755550	1,1550981	1,4516642
					IMPAR	0,9655198	0,9297525	0,8657273	0,6888645

TABELA 8

IMPEDÂNCIAS NORMALIZADAS DO ACOPLADOR SIMÉTRICO PLANO MAXIMIZADO  
COM 15 dB DE ACOPLAMENTO MÉDIO

7 SEÇÕES

Razao de Faixa de Passagem	Faixa de Passagem Fracional	Coefficiente de Reflexão	Coefficiente de Onda Es- tacionária	MODOS	$Z_1=Z_7$	$Z_2=Z_6$	$Z_3=Z_5$	$Z_4$
7,375200	1,522399	0,1778279	1,432581	PAR	1,0008722	1,0094662	1,0535965	1,3061163
				IMPAR	0,9991285	0,9906225	0,9491299	0,7656286

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

1. BARROS, I. Q. Zeros de polinômios. In: \_\_\_\_\_. Introdução ao Cálculo Numérico. S. P., Ed. Blücher, 1972, cap. 4, p. 46-47.
2. CASWELL, W. E. & SCHWARTZ, R. F. The direcional coupler - 1966. IEEE Trans. Micr. Theory Tech., N. Y., 15 (2): 120-23, Feb., 1967.
3. CRISTAL, E. G. Coupled-transmission-line direcional couplers with coupled lines of unequal characteristic impedances. IEEE Trans. Micr. Theory Tech., N. Y., 14 (7): 337-46, July, 1966.
4. CRISTAL, E. G. & YOUNG, L. Theory and tables of optimum Symmetrical TEM-mode coupled-transmission-line direcional couplers. IEEE Trans. Micr. Theory Tech., N. Y., 13 (5): 544-58, Sept., 1965.
5. HILDEBRAND, F. B. Interpolation with divided differences. In: \_\_\_\_\_. Introduction to Numerical Analysis. N. Y., McGraw-Hill, 1956. cap. 2, p. 43-48.
6. LEVY, L. General synthesis of asymmetric multi-element coupled-transmission-line direcional couplers. IEEE Trans. Micr. Theory Tech., N. Y., 11 (4): 226-27, July, 1963.
7. MATAHEI, G. L.; YOUNG, L.; JONES, E. M. T. TEM-mode, coupled-transmission-line direcional couplers, and branch-line direcional couplers. In: \_\_\_\_\_. Microwave Filters, Impedance-Matching Networks, and Coupling Structures. N. Y., McGraw-Hill, 1964. cap. 13, p. 775-842.
8. MONTEATH, G. D. Coupled transmission lines as symmetrical direcional couplers. Proc. IEE., London, 102 (3), Part B: 382-92, May, 1955.
9. RIBLET, H. J. General synthesis of quarter wave impedance transformers. IRE Trans. Micr. Theory Tech., N. Y., 5 (1): 36-43, Jan., 1957.
10. TOULIOUS, P. P. & TODD, A. C. Synthesis of symmetrical TEM-mode direcional couplers. IEEE Trans. Micr. Theory Tech., N. Y., 13 (5): 536-44, Sept., 1965.
11. YOUNG, L. Parallel coupled lines and direcional couplers. USA, Artec House, Inc., 1972. p. 69-178.
12. \_\_\_\_\_. The Analytical equivalence of TEM-mode direcional couplers and transmission-line stepped-impedance filters. Proc. IEE, Lon-

don, 110 (2): 275-81, Feb., 1963.

## CAPÍTULO 5

### PROGRAMA COMPUTACIONAL PARA PROJETAR ACOPLADORES HÍBRIDOS EM QUADRATURA E ACOPLADOR HÍBRIDO EM ANEL

#### 5.1. Introdução

Neste capítulo descrevem-se os acopladores híbridos em quadratura com duas e três seções em paralelo e, o acoplador híbrido em anel (Rat-Race). A partir da teoria descrita neste capítulo um programa computacional foi elaborado com as finalidades de se projetarem estes dispositivos de microondas e se fazer uma análise dos mesmos com as frequências.

Estes acopladores são diferentes daqueles descritos no capítulo anterior, tanto na realização como no desempenho elétrico. Os acopladores híbridos em quadratura, em microfita ou linha de fita (vista superior), são mostrados na fig. 5.1 a) com duas seções e b) com três seções paralelas.  $Z_S$  é a impedância das linhas em série,  $Z_{1P}$ ,  $Z_{2P}$  são as impedâncias das linhas em paralelo dos acopladores e  $Z_0$  é a impedância característica das linhas de entrada e saída.  $\theta$  é o comprimento elétrico das seções. Os comprimentos físicos são um quarto de comprimentos de onda na frequência central. O acoplador da fig. 5.1.a também recebe o nome de acoplador híbrido de  $90^\circ$  por que um sinal aplicado à porta 1 é transmitido à porta 3 com uma defasagem de  $90^\circ$ .



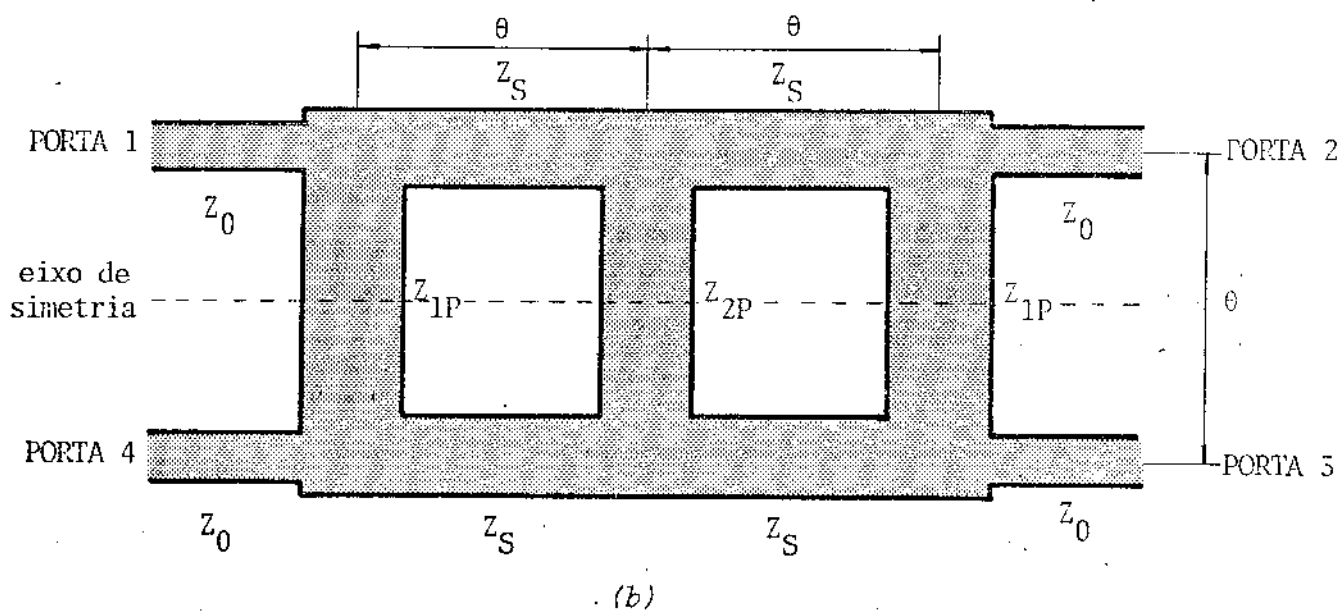
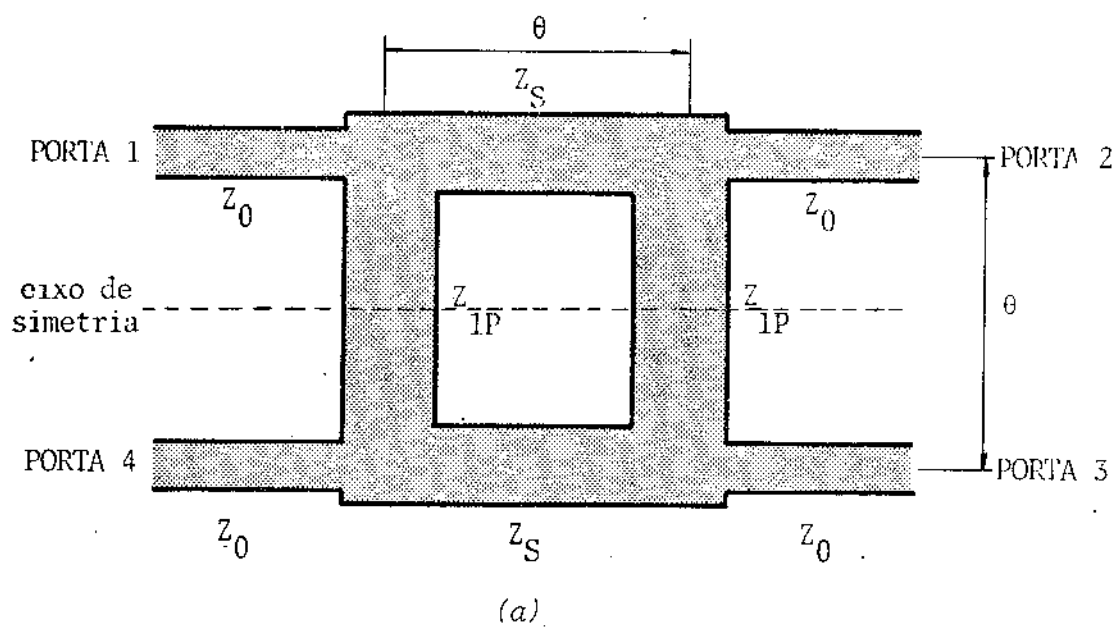


Fig. 5.1 Acopladores Híbridos em Quadratura (a) de dois ramos paralelos (híbrido de  $90^\circ$ ) e (b) de três ramos em paralelos.

O acoplador híbrido em anel (Rat-Race) é mostrado na fig. 5.2

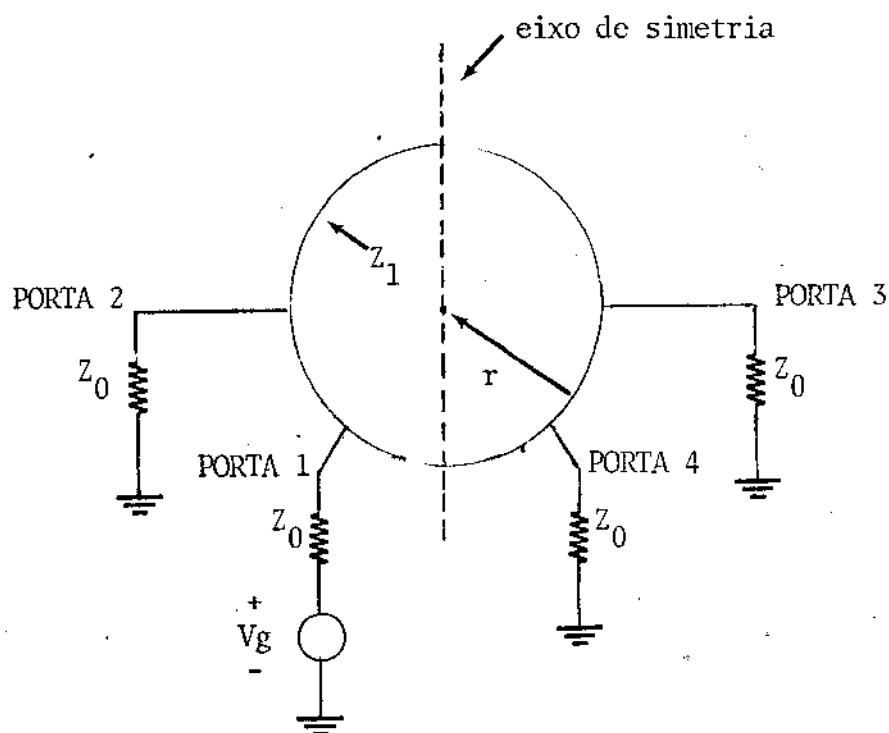


Fig. 5.2 Acoplador híbrido em anel, (Rat-Race).

Nesta fig. 5.2,  $Z_1$  é a impedância do anel e  $r$  é o raio do mesmo.

O híbrido em anel além de ser utilizado como acoplador de sinais pode ser utilizado também como um isolador de microondas. Uma outra aplicação deste dispositivo é sua utilização como um misturador de microondas<sup>1</sup>.

Vários trabalhos foram publicados anteriormente sobre esses acopladores<sup>1,2,4,5,6,7,8</sup> (ou sobre assuntos relacionados), sendo este trabalho justificado pela grande variação possível dos dados de projeto e pela rapidez com que o mesmo pode ser efetuado.

A análise dos acopladores é feita pelos modelos dos modos par e ímpar que são desenvolvidos neste capítulo.

Alguns exemplos são apresentados no final deste capítulo.

## 5.2 Os Acopladores em Quadratura com Dois e Três Ramos Paralelos

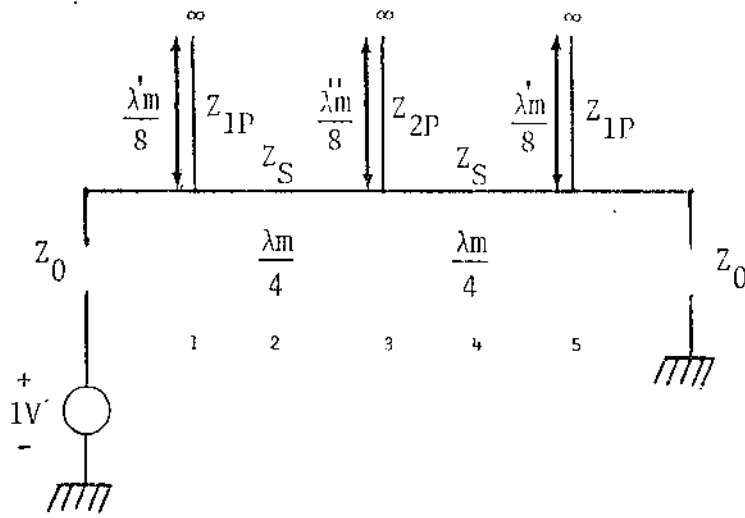
Os acopladores em quadratura com dois e três ramos paralelos foram mostrados na fig. 5.1 a) e b), respectivamente. O projeto e a análise são feitos a partir dos modelos de modos par e ímpar como citado na introdução. Estes acopladores são simétricos com relação aos eixos de simetria mostrados na fig. 5.1 .

Será assumido que os circuitos não têm perdas e que as larguras das seções são muito menores que os comprimentos de onda de tal modo que os efeitos das junções são desprezíveis.

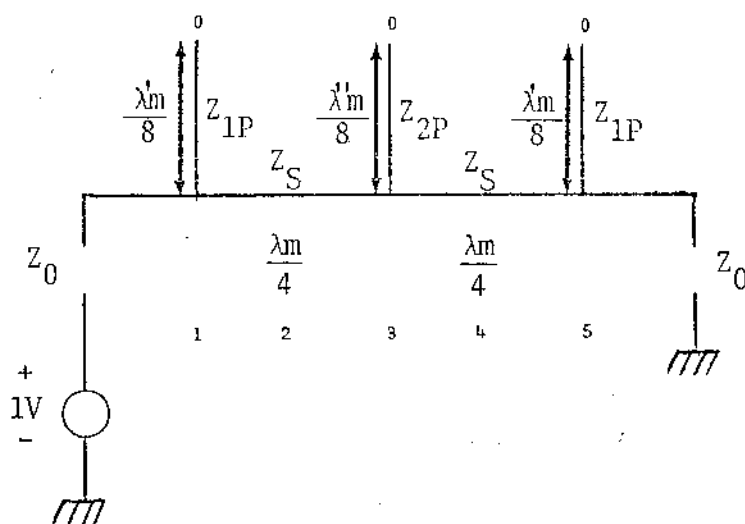
Na fig. 5.3 os circuitos equivalentes dos modos par e ímpar são mostrados para o acoplador da fig. 5.1.b com um sinal de 2V (dois Volts) aplicado à porta 1. O estudo que será feito para o acoplador com três ramos paralelos é utilizado para o acoplador com dois ramos paralelos da fig. 5.1.a, desde que considerem-se somente os dois primeiros ramos. Para o modo par a corrente no eixo de simetria é zero, enquanto, para o modo ímpar é a voltagem que é zero neste eixo. Portanto, para a fig. 5.3.a as seções com um oitavo do comprimento de onda são tocos em aberto e para a fig. 5.3.b são tocos em curto. Tocos são seções de linhas de transmissões tais que:

- a. um toco em aberto tem a impedância de carga infinita e,
- b. um toco em curto tem a impedância de carga zero.

Calculam-se agora as matrizes ABCD de modos par e ímpar. Os circuitos da fig. 5.3 são separados em cinco trechos tais que cada um fornece uma matriz ABCD.



(a) modo par



(b) modo ímpar

Fig. 5.3 Circuitos equivalentes dos modos (a) par e (b) ímpar do acoplador da fig. 5.1.6 .

### 5.2.1 Matriz ABCD do modo par para a fig. 5.3.a

A matriz  $ABCD_{\text{par}}$ , do circuito da fig. 5.3.a é o produto de três matrizes  $ABCD_{\text{par}}$  para tocos em aberto de um oitavo de comprimento de onda, intercalados pelo produto das matrizes  $ABCD_{\text{par}}$  das seções de um quarto de comprimento de onda, ou seja,

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_{\text{par}}^{12345} = \begin{bmatrix} A_p & B_p \\ C_p & D_p \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_{\text{toco}} \cdot \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_{\text{linha}} \cdot \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_{\text{toco}} \cdot \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_{\text{linha}} \cdot \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_{\text{toco}} \quad (5.2.1)$$

A seguir calcularemos a matriz ABCD de um toco em aberto:

A fig. 5.4 mostra um toco em aberto com impedância  $Z$  qualquer e comprimento  $L$ .  $V_1$ ,  $I_1$ ,  $V_2$  e  $I_2$  são as voltagens e corrente dos terminais indicados.

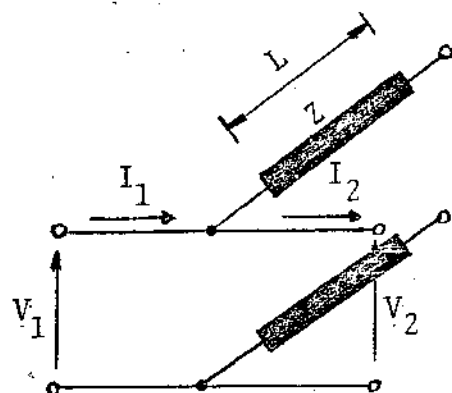


Fig. 5.4 Circuito do toco em aberto.

Para matrizes ABCD tem-se por definição que:

$$\begin{aligned} V_1 &= A V_2 + B I_2 \\ I_1 &= C V_2 + D I_2 \end{aligned} \quad (5.2.2)$$

onde

$$A = \left. \frac{V_1}{V_2} \right|_{I_2 = 0} \quad (5.2.3)$$

$$B = \left. \frac{V_1}{I_2} \right|_{V_2 = 0} \quad (5.2.4)$$

$$C = \left. \frac{I_1}{V_2} \right|_{I_2 = 0} \quad (5.2.5)$$

e

$$D = \left. \frac{I_1}{I_2} \right|_{V_2 = 0} \quad (5.2.6)$$

Para uma linha de transmissão sem perdas de comprimento  $L$ , constante de fase  $\beta$  e impedância característica  $Z_0$  terminada com uma carga cuja impedância é  $Z_c$ , tem-se<sup>3</sup>:

$$Z(L) = Z_0 \frac{Z_c + j Z_0 \cdot \operatorname{tg}(\beta L)}{Z_0 + j Z_c \cdot \operatorname{tg}(\beta L)} \quad (5.2.7)$$

A impedância do toco em aberto é então

$$Z_{TA}(L) = \frac{Z_0}{j \operatorname{tg}(\beta L)} \quad (5.2.8)$$

E a matriz ABCD do referido toco é obtida a partir das eqs. (5.2.3) a (5.2.6) e (5.2.8), ou sejam:

$$\begin{aligned} A_{TA} &= \frac{V_1}{V_1} = 1 \\ B_{TA} &= \frac{0}{I_2} = 0 \\ C_{TA} &= \frac{I_1}{V_1} = \frac{1}{Z_{TA}(L)} = \frac{j \operatorname{tg}(\beta L)}{Z_0} = \frac{j \operatorname{tg}(\beta L)}{Z_{iP}} \\ D_{TA} &= \frac{I_1}{I_1} = 1 \end{aligned} \quad (5.2.9)$$

Para a fig. 5.3.a tem-se  $L_{TA} = \frac{\lambda_m}{8}$  e portanto

$$\beta L = \frac{2\pi}{\lambda} \frac{\lambda_m}{8} = \frac{\pi}{4} \cdot \frac{f}{f_0} = \theta \quad (5.2.10)$$

onde os  $\lambda_m$ s serão tomados para a frequência central de operação. A matriz ABCD do toco aberto para o comprimento  $\lambda_m/8$  é

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_{TA} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ j \frac{t}{Z_{iP}} & 1 \end{bmatrix} \quad (5.2.11)$$

onde

$$t = \operatorname{tg}(\theta) \quad (5.2.12)$$

e

$Z_{iP}$  é igual  $Z_{1P}$ ,  $Z_{2P}$  e  $Z_{3P}$  para a fig. 5.3.a nos trechos 1,3 e 5 respectivamente, enquanto,

$Z_{iP}$  é igual a  $Z_{1P}$  para o acoplador com dois ramos paralelos da fig. 5.1.a.

### 5.2.2 Matriz ABCD do modo ímpar para a fig. 5.3.b

A matriz ABCD do modo ímpar é determinada a partir da fig.(5.3.b). Na fig. 5.5 é mostrado o circuito do toco em curto

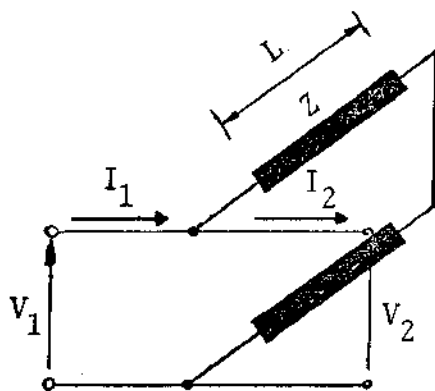


Fig. 5.5 Circuito do toco em curto.

Para este toco obtêm-se a matriz ABCD como sendo

$$\begin{bmatrix} A & C \\ B & D \end{bmatrix}_{TC} = \begin{bmatrix} A_{TC} & B_{TC} \\ C_{TC} & D_{TC} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -j \frac{1}{Z \operatorname{tg}(\beta L)} & 1 \end{bmatrix} \quad (5.3.13)$$

A matriz ABCD do modo ímpar para o acoplador de três ramos paralelos é formada do mesmo modo como a eq. (5.2.1) substituindo-se o termo par por ímpar e a matriz de toco aberto pela do toco em curto.

Nas subseções 5.2.1 e 5.2.2 as matrizes ABCD da seção da linha de um quarto de comprimento de onda são calculadas a partir de:

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_{\text{linha}} = \begin{bmatrix} \operatorname{cosh} \gamma L & Z_s \operatorname{senh} \gamma L \\ \frac{\operatorname{senh} \gamma L}{Z_s} & \operatorname{cosh} \gamma L \end{bmatrix} \quad (5.2.14)$$

mas para linhas sem perdas

$$\gamma = j\beta \quad (5.2.15)$$

onde

$\gamma$  é a constante de propagação e,

$\beta$  é a constante de fase.

Utilizando-se o fato de que

$$\operatorname{senh}(jx) = j\operatorname{sen}(x) \quad \text{e} \quad \operatorname{cosh}(jx) = \cos(x) \quad (5.2.16)$$

e

$$\operatorname{sen}(2\theta) = \frac{2\operatorname{tg}\theta}{1+\operatorname{tg}^2\theta} \quad (5.2.17)$$



$$\cos(2\theta) = \frac{1 - \operatorname{tg}^2\theta}{1 + \operatorname{tg}^2\theta} \quad (5.2.18)$$

obtém-se

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_{\text{linha}} = \frac{1}{1 + t^2} \begin{bmatrix} 1 - t^2 & j2tZ_S \\ j \frac{2t}{Z_S} & 1 - t^2 \end{bmatrix} \quad (5.2.19)$$

onde

$t$  é obtido por (5.2.12) e

$Z_S$  é a impedância da seção em série no circuito do acoplador.

A partir deste ponto usaremos o índice  $N$  para a normalização das impedâncias. Os resultados das matrizes ABCD par e ímpar para o acoplador da fig. 5.1.a são:

$$\begin{bmatrix} A_P & B_P \\ C_P & D_P \end{bmatrix}_{123} = \frac{1}{1+t^2} \begin{bmatrix} -\left(\frac{2Z_{SN}}{Z_{1PN}} + 1\right)t^{2+1} & jZ_{SN}2t \\ j\left[\left(\frac{1}{Z_{1PN}} + \frac{Z_{SN}}{Z_{1PN}^2}\right)2t^3 + \left(\frac{1}{Z_{1PN}} + \frac{1}{Z_{SN}}\right)2t\right] & -\left(\frac{2Z_{SN}}{Z_{1PN}} + 1\right)t^{2+1} \end{bmatrix} \quad (5.2.20)$$

$$\begin{bmatrix} A_I & B_I \\ C_I & D_I \end{bmatrix}_{123} = \frac{1}{1+t^2} \begin{bmatrix} -t^2 + \frac{2Z_{SN}}{Z_{1PN}} + 1 & jZ_{SN}2t \\ j\left[\left(\frac{2}{Z_{SN}} + \frac{2}{Z_{1PN}}\right)t - \left(\frac{2}{Z_{1PN}} + \frac{2Z_{SN}}{Z_{1PN}^2}\right)\frac{1}{t}\right] & \left(-t^2 + \frac{2Z_{SN}}{Z_{1PN}} + 1\right) \end{bmatrix} \quad (5.2.21)$$

Os elementos das matrizes ABCD para os modos par e ímpar do acoplador da fig. 5.1.b, em função da frequência são apresentados no apêndice A pois suas expressões são excessivamente grandes para serem escritas neste capítulo.

O projeto dos dispositivos da fig 5.1 é feito usando-se o valor de  $t = 1$ , i.e., na frequência central de operação e também a condição de que para os circuitos sejam perfeitamente casados e tenham diretividade máxima. O coeficiente de reflexão par,  $CR_p$ , deve ser igual ao coeficiente de reflexão ímpar,  $CR_i$ , ou seja  $B = C^*$ .

Para  $t = 1$  as eqs. (5.2.20) e (5.2.21) tornam-se:

$$\begin{bmatrix} A_p & B_p \\ C_p & D_p \end{bmatrix}_{t=1} = \begin{bmatrix} \frac{Z_{SN}}{Z_{1PN}} & jZ_{SN} \\ j\left(\frac{1}{Z_{SN}} - \frac{Z_S}{Z_{1PN}^2}\right) & -\frac{Z_{SN}}{Z_{1PN}} \end{bmatrix} \quad (5.2.22)$$

e

$$\begin{bmatrix} A_i & B_i \\ C_i & D_i \end{bmatrix}_{t=1} = \begin{bmatrix} \frac{Z_{SN}}{Z_{1PN}} & jZ_{SN} \\ j\left(\frac{1}{Z_{SN}} - \frac{Z_{SN}}{Z_{1PN}^2}\right) & \frac{Z_{SN}}{Z_{1PN}} \end{bmatrix} \quad (5.2.23)$$

Para  $B = C$  tem-se

$$Z_{1PN}^2 = \frac{Z_{SN}^2}{1 - Z_{SN}^2} \quad (5.2.24)$$

Para o acoplador em quadratura com três ramos em paralelo da fig. 5.1.b, as matrizes ABCD dos modos par e ímpar na frequência central ( $t=1$ ) são:

$$\begin{bmatrix} A_p & B_p \\ C_p & D_p \end{bmatrix}_{t=1}^{12345} = \begin{bmatrix} -1 + \frac{Z_{SN}^2}{Z_{1PN} Z_{2PN}} & -j \frac{Z_{SN}^2}{Z_{2PN}} \\ j \left( -\frac{2}{Z_{1PN}} + \frac{Z_{SN}^2}{Z_{1PN} Z_{2PN}} \right) & -1 + \frac{Z_{SN}^2}{Z_{1PN} Z_{2PN}} \end{bmatrix} \quad (5.2.25)$$

e

$$\begin{bmatrix} A_I & B_I \\ C_I & D_I \end{bmatrix}_{t=1}^{12345} = \begin{bmatrix} -1 + \frac{Z_{SN}^2}{Z_{1PN} Z_{2PN}} & j \frac{Z_{SN}^2}{Z_{2PN}} \\ j \left( \frac{2}{Z_{1PN}} - \frac{Z_{SN}^2}{Z_{1PN} Z_{2PN}} \right) & -1 + \frac{Z_{SN}^2}{Z_{1PN} Z_{2PN}} \end{bmatrix} \quad (5.2.26)$$

Para  $B = C$  tem-se

$$Z_{2PN} = Z_{SN}^2 \frac{(1 + Z_{1PN}^2)}{2 Z_{1PN}} \quad (5.2.27)$$

As matrizes ABCD dos modos par e ímpar descritos acima são utilizadas para se determinarem as amplitudes dos sinais nas portas dos acopladores. Esses sinais nas portas 1,2,3,4 podem ser obtidos respectivamente por:

$$\begin{aligned} A_1 &= (CR_p + CR_i)/2 \\ A_2 &= (T_p + T_i)/2 \\ A_3 &= (T_p - T_i)/2 \\ A_4 &= (CR_p - CR_i)/2 \end{aligned} \quad (5.2.28)$$

onde

$CR_p$  e  $CR_i$  são os coeficientes de reflexões de modos par e ímpar e,

$T_p$  e  $T_i$  são os coeficientes de transmissão dos modos par e ímpar respectivamente.

Estes coeficientes podem ser obtidos por<sup>7</sup>:

$$CR = \frac{(A-D) + (B-C)}{A+B+C+D} \quad (5.2.29)$$

e

$$T = \frac{2}{A+B+C+D} \quad (5.2.30)$$

onde os índices  $p$  e  $i$  (de par e ímpar) foram suprimidos, servindo estas equações para estes dois modos.

O projeto dos acopladores da fig. 5.1 é feito a partir do acoplamento na porta 3 definido por:

$$Ac_3 = 20 \log_{10} \frac{1}{|A_3|} \quad (5.2.31)$$

De (5.2.22) a (5.2.31) podem se determinar:

a. Para acopladores direcionais em quadratura com dois ramos paralelos, (fig. 5.1.b):

$$Z_{SN} = \sqrt{\frac{\frac{Ac_3/10}{10} - 1}{\frac{Ac_3/10}{10}}} \quad (5.2.32)$$

O projeto é concluído com a eq. (5.2.24).

b. Para acopladores direcionais em quadratura com três ramos paralelos, (fig. 5.1.b):

$$Z_{1PN} = 10^{\frac{Ac_3/20}{10}} \pm \sqrt{10^{\frac{Ac_3/10}{10}} - 1} \quad (5.2.33)$$

Analisando-se esta equação, podem-se obter dois valores diferentes para um acoplamento maior do que zero na porta 3. Por conveniência mais geral para a realização física do dispositivo será tomado o valor maior de  $Z_{1PN}$  em (5.2.33), embora para alguns casos práticos possa vir a ser o valor

menor de  $Z_{1PN}$  (o do sinal negativo) mais conveniente.

O projeto é concluído com a eq. (5.2.27), desde que uma das outras impedâncias,  $Z_{2PN}$  ou  $Z_{SN}$ , sejam conhecidas.

Para a análise em frequência usam-se (5.2.20), (5.2.21), (5.2.28), as eqs. semelhantes a (5.2.20) e (5.2.21) referentes ao acoplador com três ramos paralelos explicados acima, e as equações relacionadas a estas. Os parâmetros de entrada e saída do programa computacional dos acopladores desta seção são descritos na seção 5.4 da utilização do mesmo.

### 5.3 O Acoplador Híbrido em Anel (Rat-Race)

O acoplador híbrido em anel foi mostrado na fig. 5.2. Este acoplador pode também ser analisado pelo método dos modos par e ímpar semelhante ao estudo feito na seção 5.2.

Para o modo par a corrente é zero no eixo de simetria e para o modo ímpar a voltagem é zero neste eixo na fig. 5.2. A fig. 5.6 mostra os circuitos equivalentes de modos par e ímpar do acoplador em anel da fig. 5.2.

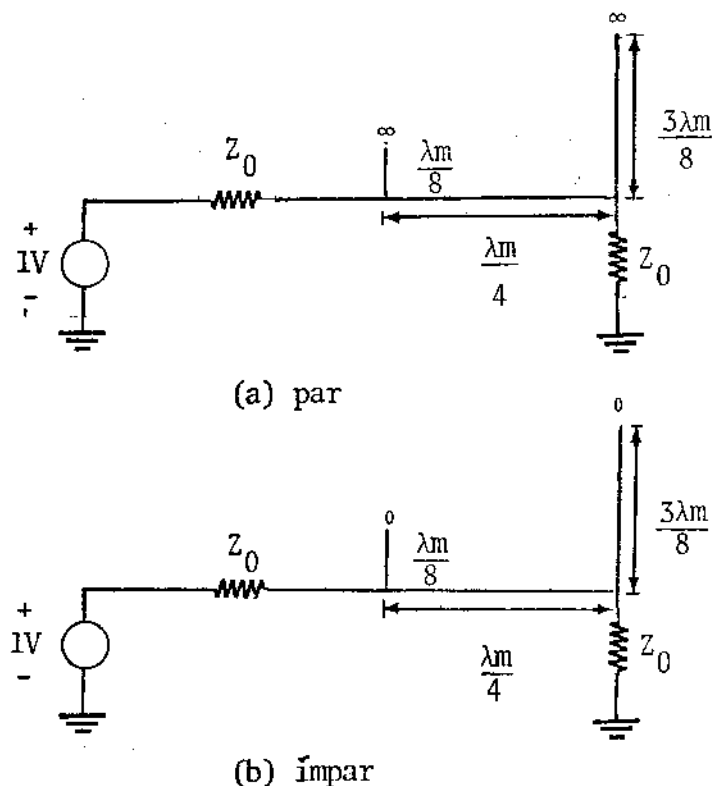


Fig. 5.6. Circuitos equivalentes dos modos (a) par e (b) ímpar do acoplador em anel da fig. 5.2.

Usando o procedimento das matrizes de tocos em aberto e em curto e das matrizes da seção de linha, aplicadas a fig. 5.6 obtêm-se as seguintes matrizes ABCD para os modos par e ímpar:

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_{\text{par}} = \frac{1}{1+t^2} \begin{bmatrix} 1-t^2-2t.\text{tg}(3\theta) & jZ_{1N}2t \\ j \left[ 3t-t^3+\text{tg}(3\theta)(1-3t^2) \right] / Z_{1N} & 1-3t^2 \end{bmatrix} \quad (5.3.1)$$

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_{\text{ímpar}} = \frac{1}{1+t^2} \begin{bmatrix} 1-t^2 + \frac{2t}{\text{tg}(3\theta)} & jZ_{1N}2t \\ j \frac{1}{Z_{1N}} \left[ 3t - \frac{1}{t} - \frac{(3-t^2)}{\text{tg}(3\theta)} \right] & 3-t^2 \end{bmatrix} \quad (5.3.2)$$

onde

$\theta$  é obtido de (5.2.10) e,

$t$  é obtido de (5.2.12).

As amplitudes dos sinais para o acoplador em anel são obtidos também por meio de (5.2.28) a (5.2.30).

Os acoplamentos nas portas para a frequência central são obtidos dos sinais, sendo apresentados a seguir:

$$Ac_2 = Ac_4 = 20 \log_{10} \left( \frac{1 + Z_{ON}^2}{\sqrt{2} Z_{ON}} \right) \quad (5.3.3)$$

onde usou-se o fato de que a impedância  $Z_1$  na fig. 5.2 foi projetada em função da impedância característica  $Z_0$  tendo o valor seguinte:

$$Z_1 = \sqrt{2} Z_0 \quad (5.3.4)$$

Manipulando-se as eqs. mencionadas acima determina-se que o sinal na porta 3 é zero.

O raio do anel na fig. 5.2 é facilmente calculado por:

$$2\pi r = 2 \frac{3\lambda_m}{4} \quad (5.3.5)$$

ou

$$r = \frac{3\lambda_m}{4\pi} \quad (5.3.6)$$

A análise em frequência também é feita para o acoplamento na porta 3 do acoplador em anel quando o sinal do gerador é aplicado à porta 1 na fig. 5.2, assim como é feita para os acopladores da fig. 5.1.

Na seção seguinte apresentam-se a utilização e comprovação do programa computacional para projetar e analisar os acopladores deste capítulo.

#### 5.4. Utilização e Comprovação do Programa Computacional para Projetar Acopladores em Quadratura e em Anel.

Deve-se ter algum conhecimento de utilização dos terminais TTY (vídeo ou teletipo) do sistema do computador para utilizar o programa computacional que projeta e analisa acopladores direcionais em quadratura e em anel.

Utilizando-se este programa incluído no programa geral que é descrito no capítulo 7, obtém-se inicialmente a mensagem a seguir:

ACOPLADORES DIRECIONAIS EM QUADRATURA E EM ANEL

DADOS DE ENTRADA:

Então devem ser escrito sequencialmente e separados por um espaço em branco.

1. Identidade:

ADQ2R (Acoplador Direcional em Quadratura com 2 Ramos paralelos) ou

ADQ3R (Acoplador Direcional em Quadratura com 3 Ramos paralelos) ou

ADANE (Acoplador Direcional em ANEL).

2. F1 - Frequência de corte mais baixa, (GHz).
3. F2 - Frequência de corte mais alta, (GHz)
4. F3 - Frequência mais baixa, em GHz, para iniciar a análise do dispositivo com a frequência.
5. F4 - Frequência mais alta, em GHz, para a análise do acoplador.
6. Z - Será
  - a. a impedância em Ohms das seções em série,  $Z_S$ , se a identidade foi ADQ3R;
  - b. o valor "1" se a identidade foi ADQ2R ou ADANE.
7. ACOP. PORTA 3 - Será
  - a. o acoplamento, em dB, na porta 3 se a identidade foi ADQ2R ou ADQ3R;
  - b. o valor "1" se a identidade foi ADANE.
8. RO - É a resistência característica da linha, (Ohms).
9. Bate-se a tecla "RETURN" do TTY.

Observações importantes:

- a. Os dados de entrada devem ser inseridos (no computador) corretamente. Caso contrário será escrita a seguinte mensagem:  
 DADOS DE ENTRADA INCORRETOS - (identidade) - REESCREVA  
 DADOS DE ENTRADA;
- b. Todos os valores numéricos de 2 a 8 devem ser positivos.
- c. F2 deve ser maior do que F1 e F4 deve ser maior do que F3.
- d. Para finalizar o programa escreve-se como dados de entrada a palavra "FIM", e após bate-se a tecla "RETURN" do TTY.







Exemplo 3

DADOS DE ENTRADA: ADANE 1.2 1.8 1 2 1 1 50

IDENTIDADE = ADANE  
 F. DE CORTE F1= 1.200000 GHZ  
 F. DE CORTE F2= 1.800000 GHZ  
 FREQUENCIA F3= 1.000000 GHZ  
 FREQUENCIA F4= 2.000000 GHZ  
 IMPEDANCIA Z = 1.000000 OHMS  
 ACOPL. PORTA 3 = 1.000000 DB  
 RES: CARACTER. = 50.00000 OHMS

```
XXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXX
X                                                                                                                                            X
X   FREQ. CENTRAL= 1.500000 GHZ                                                                                                            X
X   FAIXA P. FRAC. = 0.4000000                                                                                                            X
X   RAZAO F. PASS. = 1.500000                                                                                                            X
X                                                                                                                                            X
X   IMPEDANCIA Z1 = 70.71068 OHMS                                                                                                        X
X   RAO DO ANEL= 4.774647 CM                                                                                                            X
X                                                                                                                                            X
X   PARA FREQ. 1.000000 GHZ 0 ACOPL. PORTA 3= 8.892015 DB X
X   PARA FREQ. 1.050000 GHZ 0 ACOPL. PORTA 3= 10.76260 DB X
X   PARA FREQ. 1.100000 GHZ 0 ACOPL. PORTA 3= 12.78454 DB X
X   PARA FREQ. 1.150000 GHZ 0 ACOPL. PORTA 3= 14.88313 DB X
X   PARA FREQ. 1.200000 GHZ 0 ACOPL. PORTA 3= 17.03949 DB X
X   PARA FREQ. 1.250000 GHZ 0 ACOPL. PORTA 3= 19.29471 DB X
X   PARA FREQ. 1.300000 GHZ 0 ACOPL. PORTA 3= 21.75709 DB X
X   PARA FREQ. 1.350000 GHZ 0 ACOPL. PORTA 3= 24.54274 DB X
X   PARA FREQ. 1.400000 GHZ 0 ACOPL. PORTA 3= 28.42799 DB X
X   PARA FREQ. 1.450000 GHZ 0 ACOPL. PORTA 3= 34.60105 DB X
X   PARA FREQ. 1.500000 GHZ 0 ACOPL. PORTA 3= 145.6542 DB X
X   PARA FREQ. 1.550000 GHZ 0 ACOPL. PORTA 3= 34.60110 DB X
X   PARA FREQ. 1.600000 GHZ 0 ACOPL. PORTA 3= 28.42802 DB X
X   PARA FREQ. 1.650000 GHZ 0 ACOPL. PORTA 3= 24.64276 DB X
X   PARA FREQ. 1.700000 GHZ 0 ACOPL. PORTA 3= 21.75710 DB X
X   PARA FREQ. 1.750000 GHZ 0 ACOPL. PORTA 3= 19.29473 DB X
X   PARA FREQ. 1.800000 GHZ 0 ACOPL. PORTA 3= 17.03950 DB X
X   PARA FREQ. 1.850000 GHZ 0 ACOPL. PORTA 3= 14.88314 DB X
X   PARA FREQ. 1.900000 GHZ 0 ACOPL. PORTA 3= 12.78455 DB X
X   PARA FREQ. 1.950000 GHZ 0 ACOPL. PORTA 3= 10.76202 DB X
X   PARA FREQ. 2.000000 GHZ 0 ACOPL. PORTA 3= 8.893024 DB X
X                                                                                                                                            X
XXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXX
```

DADOS DE ENTRADA: FIM

IP  
 OF EXECUTION  
 TIME: 4.45 ELAPSED TIME: 11:13.38  
 T

No próximo capítulo serão descritos os divisores somadores de potên  
cia.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

1. BROWN, R.G.; SHARPE, R.A.; HUGHES, W.L.; POST, R.E. Matrix representation of transmission line circuits. In \_\_\_\_\_. Lines Waves and Antennas. N.Y., Ronald Press Company, 1973. cap. 5. p. 124-41 .
2. COSTA, M.H.M. Realização em Microondas de Discriminador de Frequências Usando Linha de Retardo. Campinas, Fac. de Engenharia Campinas, 1977. Tese (Mest. Cien.)- UNICAMP . Orient:Rogers,D.A.Coorient: GIAROLA,A. J. , p. 106-14.
3. FREIRE, G.F.O. & DINIZ, A.B. Ondas puramente transversais em sistemas simples. Linhas de Transmissão. In \_\_\_\_\_. Ondas Eletromagnéticas. Rio de Janeiro, Livros Téc. e Cient. Ed. S.A., 1973, cap. 7, p. 83.
4. GARCIA, J.A. A Wide-band quadrature Hybrid Coupler. IEEE Trans. Micr. Theory Tech., N.Y., 19(7): 660-61.
5. LEVY, R. Synthesis of symmetrical branch-guide direcional couplers.IEEE Trans. Micr. Theory Tech., N.Y., 16(2):80-89, Feb., 1968.
6. MATTHAEI, G.L.; YOUNG, L., JONES, E.M.T. TEM mode coupled-transmission-line direcional couplers and branch-line direcional couplers. In \_\_\_\_\_. Microwave Filters, Impedance-Matching Networks and Coupling Structures. N.Y., McGraw-Hill, 1964. cap. 13, p. 809-42.
7. REED, J. & WHEELER, G.L. A method of analysis of symmetrical four-port networks. IRE Trans. Micr. Theory Tech., N.Y., 4(4): 246-52.
8. YOUNG, L. Synchronous branch guide direcional couplers for low and high power applications. IRE Trans. Micr. Theory Tech., N.Y. 10(6):459-75.

## CAPÍTULO 6

### PROGRAMA COMPUTACIONAL PARA PROJETER DIVISOR-SOMADOR DE POTÊNCIAS

#### 6.1. Introdução

O divisor-somador de potências é um dispositivo de microondas com vários terminais, cujas principais utilidades são dividir ou somar potências, dependendo somente de como é feita a alimentação do dispositivo.

A fig. 6.1 mostra um divisor-somador de potências com três terminais e  $n$  seções.  $Z_1, Z_2, \dots, Z_K, \dots, Z_n$  são as impedâncias das seções e,  $R_1, R_2, \dots, R_K, \dots, R_n$  são as resistências de isolamento do divisor-somador de potências. A fig. 6.2 mostra um divisor-somador com uma seção e  $m+1$  terminais onde,  $m$  é o número disponível de portas para as quais os sinais são divididos ou somados.

Quando a alimentação do gerador é aplicada à porta 0 e as outras portas são terminadas em cargas nas figs. 6.1 e 6.2, o dispositivo funciona como um divisor de potência. Na fig. 6.1 a potência aplicada à porta 0 é dividida igualmente em amplitude e fase nas portas 1 e 2. Se potências são aplicadas às portas 1 e 2 na fig. 6.1 e às portas de 1 a  $m$  na fig. 6.2 o dispositivo funciona como um somador de potências, tendo a porta 0 como porta de saída.

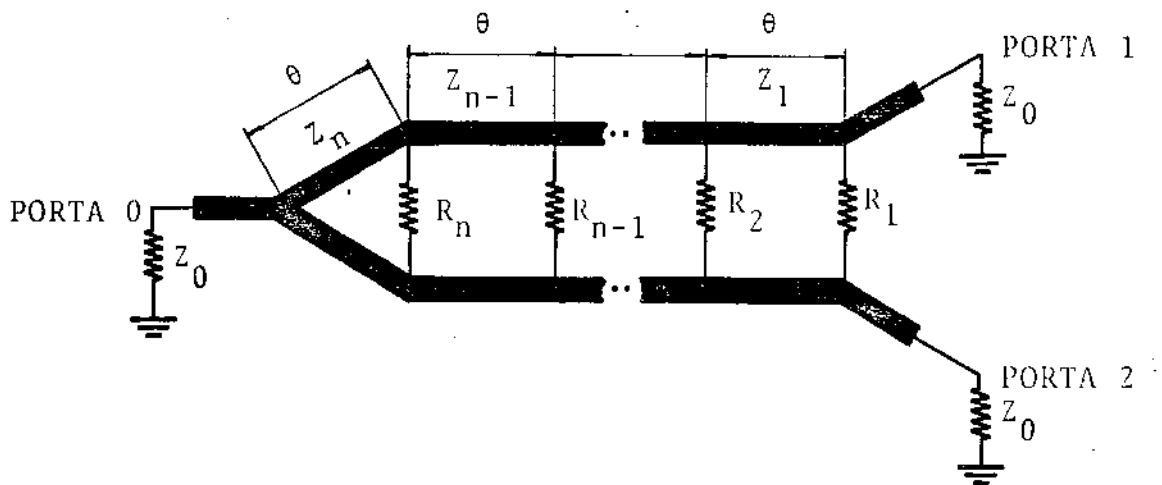


Fig. 6.1. Circuito geral do divisor-somador de potências de 3 terminais com  $n$  seções.

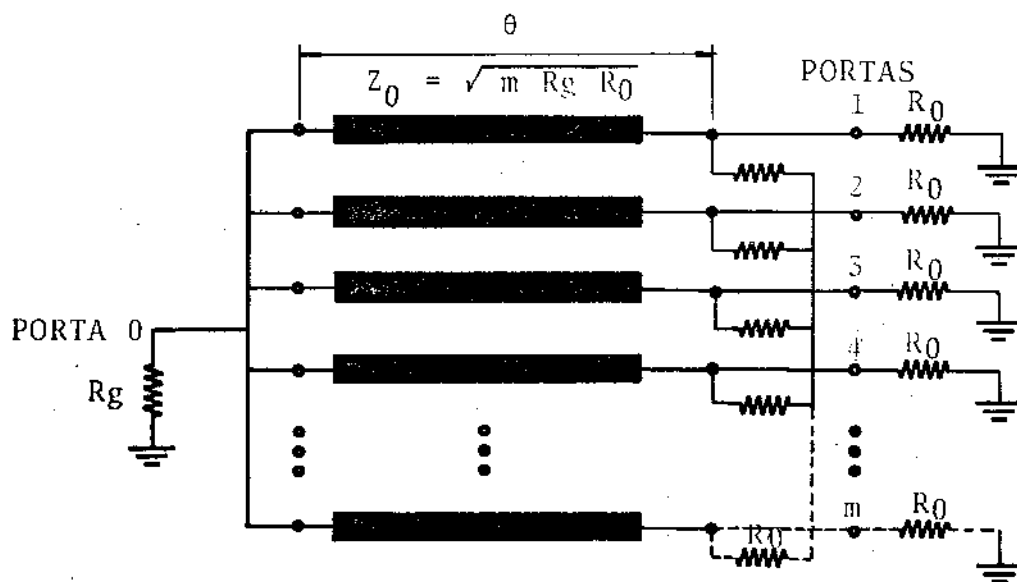


Fig. 6.2. Circuito geral do divisor-somador de potências de  $m+1$  terminais com 1 seção.

As principais aplicações do dispositivo de microondas visto neste capítulo são:

1. Dividir potência;
2. Somar potências;
3. Servir como um transformador de impedâncias<sup>12</sup>, no caso do circuito da fig. 6.2;
4. Somar sinais aplicados às saídas ou dividir um sinal aplicado à entrada de  $m$  transistores amplificadores cujos níveis de impedâncias são diferentes e usualmente menores do que  $R_g$  para a fig. 6.2.
5. Servir de circuito alimentador para antenas de microfitas<sup>5</sup>.

Em 1960 Wilkinson<sup>14</sup> publicou um trabalho sobre um divisor de potência simetricamente circular cujo circuito geral é idêntico ao mostrado na fig. 6.2 com  $R_g = R_0$ . Um sinal aplicado à porta 0 nesta figura é dividido igualmente em amplitude e, tem mesma fase nas  $m$  portas de saída independentemente da frequência.

Parad & Moynihan<sup>8</sup> descreveram um tipo de divisor de potência de duas portas de saídas isoladas e em fase, com uma constante arbitrária de divisão de potência sobre uma larga faixa de passagem.

Taub & Fitzgerald<sup>11</sup> descreveram o divisor-somador da fig. 6.2 com  $R_g = R_0$ .

Cohn<sup>2</sup> descreveu um divisor-somador de potências como aquele mostrado na fig. 6.1 onde, um sinal aplicado à porta 0 tem sua potência dividida igualmente com diferença de fase igual a zero entre as duas portas de saída, 1 e 2. Todas as portas são bem casadas e as portas de saída estão isoladas.

Um método gráfico iterativo para projetar divisor de potência com  $n$  seções e  $m$  portas de saída, utilizando a carta de Smith, foi apresentado por Yee et al.<sup>15</sup>.

Nagai et al.<sup>6</sup> descreveram um outro divisor de potência híbrido com  $n$  seções e  $m$  portas de saída, cujas seções são linhas acopladas (ou não) de igual comprimento, com resistores de isolamento conectados nas extremidades de cada seção. A análise deste divisor de potência é feita pela obtenção dos autovalores e correspondentes autovetores das matrizes admitâncias das  $n$  seções das linhas acopladas (ou não) e das matrizes admitâncias dos  $n$  resistores de isolamento. Em seguida é obtida a representação do circuito equivalente do divisor de potência híbrido (DPH) com  $m$  portas de saída. Parte da ba-



se matemática deste circuito foi fundamentada em publicação anterior de Nagai & Matsumoto<sup>7</sup>.

Ekinge<sup>4</sup> apresentou um novo método de sintetizar circuito divisor de potência de faixa larga transmitindo o modo TEM. Nesse trabalho uma nova de finição do circuito de modo ímpar foi apresentada.

Tetarenko & Goud<sup>13</sup> estenderam a teoria do divisor de potência híbrido de três portas, operando como um divisor-somador de potências iguais ou diferentes, incluindo linhas de transmissões afuniladas, ou seja, linhas de transmissões com seus níveis de impedâncias variando gradual e continuamente.

O programa computacional desenvolvido neste capítulo projeta e analisa divisores-somadores de potência dos seguintes tipos:

- Tipo 1. Com 2 portas de saída e com duas seções de linhas. Este é um caso específico do circuito geral mostrado na fig. 6.1.
- Tipo 2. Com  $m$  portas de saída e uma seção de linha onde, as resistências de cargas podem ser diferentes da resistência do gerador, como na fig. 6.2.

Para o divisor-somador do tipo 1 as fórmulas de projeto do modo ímpar foram descritas por Cohn<sup>2</sup>. Neste capítulo as fórmulas de projeto para o modo par são desenvolvidas e juntamente com as de modo ímpar (comprovadamente corretas), são feitas a síntese e a análise do divisor-somador de potências. Este divisor-somador de potências é descrito na seção 6.2.

Para o divisor-somador de potências do tipo 2 a síntese exata, desenvolvida por Taub & Kurpis<sup>12</sup> é revista neste trabalho por conveniência. Alguns parâmetros adicionais de equações são obtidos em função de outros, para tornar este programa computacional mais completo. O divisor-somador de potências deste tipo 2 é descrito na seção 6.3.

Na seção 6.4 se explica como utilizar o programa computacional desenvolvido a partir da teoria deste capítulo. Algumas comprovações teóricas são apresentadas.

## 6.2. O Divisor-Somador de Potências com Duas Seções e Três Terminais

O divisor-somador de potências com duas seções e três terminais será igual àquele mostrado na fig. 6.1 quando apresentar apenas duas seções. A síntese e análise teórica do seu desempenho é apresentada em parte por Cohn<sup>2</sup> e, completada neste trabalho.

Cohn<sup>2</sup> apresentou as fórmulas da impedância de entrada e do coeficiente de reflexão do circuito de modo ímpar deste divisor-somador de potências. O circuito de modo par é desenvolvido neste trabalho.

A fig. 6.3.a mostra o circuito de modo par do divisor-somador de potências com duas seções.  $Z_1$  e  $Z_2$  são as impedâncias das linhas, igualmente, como na fig. 6.1. Estas impedâncias são determinadas pelo mesmo procedimento utilizado no cap. 3, do Transformador Homogêneo de Impedâncias de um Quarto de Comprimento de Onda. Neste procedimento as resistências normalizadas dos terminais são os valores 1 e 2, respectivamente, das impedâncias normalizadas de entrada e de saída, como pode-se ver na fig. 6.3.a. Portanto tem-se que a razão,  $R$ , entre as impedâncias de saída e entrada é,

$$R = 2 \quad (6.2.1)$$

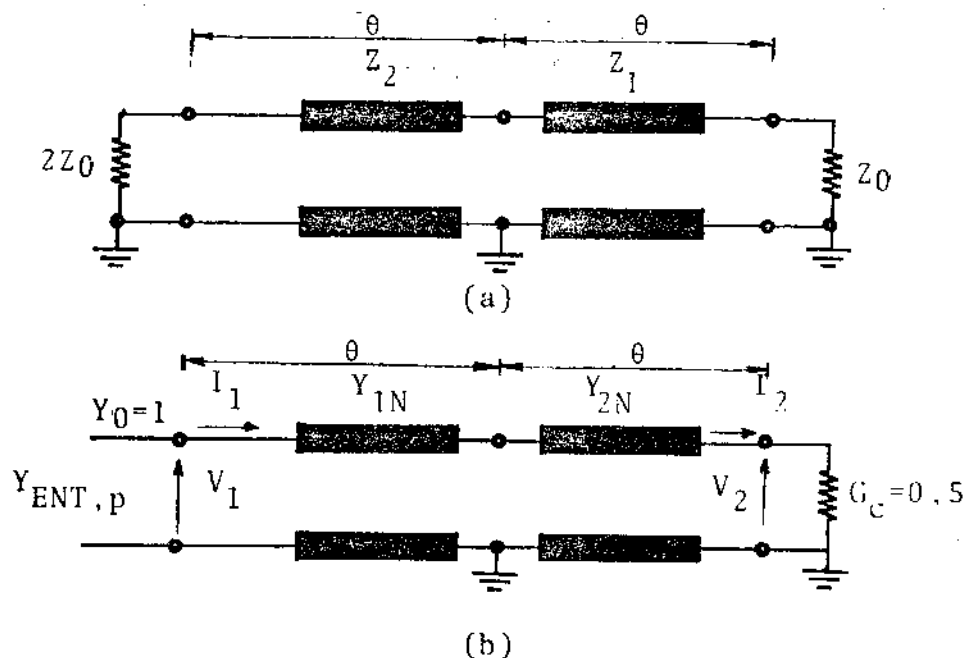


Fig. 6.3. a) Circuito de modo par para o divisor-somador de potências com duas seções e, b) o seu circuito revertido equivalente normalizado.

Seguindo o procedimento visto no cap. 3 pode-se determinar:

a. Para o divisor-somador de potências com características Tchebyscheff, os coeficientes de onda estacionária das junções  $COE_1$  e  $COE_2$ , são dados por:

$$COE_1 = [(C^2 + R)^{1/2} + C]^{1/2} \quad (6.2.2)$$

e

$$COE_2 = R/COE_1^2 \quad (6.2.3)$$

onde,

$$C = \frac{(R - 1) \mu_0^2}{2 (2 - \mu_0)} \quad (6.2.4)$$

e

$$\mu_0 = \text{sen} \left( \frac{\pi}{4} \text{fpf} \right) \quad (6.2.5)$$

O fator fpf é a faixa de passagem fracional ou seja,

$$\text{fpf} = \frac{f_2 - f_1}{f_0} = \frac{2 (f_2 - f_1)}{f_2 + f_1} \quad (6.2.6)$$

onde  $f_1$  e  $f_2$  são as frequências de corte mais baixa e mais alta, respectivamente.

b. Para o divisor-somador de potências com características Plano Maximizado os coeficientes de onda estacionária das junções,  $COE_1$  e  $COE_2$ , são dados por:

$$COE_1 = R^{1/4} \quad (6.2.7)$$

e

$$COE_2 = R^{1/2} \quad (6.2.8)$$

Em seguida as impedâncias normalizadas  $Z_{1N}$  e  $Z_{2N}$  são calculadas por:

$$Z_{1N} = COE_1 \quad (6.2.9)$$

e,

$$Z_{2N} = COE_2 Z_{1N} \quad (6.2.10)$$

A desnormalização dessas impedâncias é feita multiplicando-as pela impedância característica da linha,  $Z_0 \equiv R_0$ .

A fig. 6.3.b é equivalente à fig. 6.3.a, estando o circuito revertido de tal forma que as ondas que nele incidam cheguem pela esquerda. Nesta fig. 6.3.b,  $Y_{1N}$  e  $Y_{2N}$  são as admitâncias correspondentes a  $Z_{1N}$  e  $Z_{2N}$  respectivamente; os parâmetros  $L$  e  $\theta$  são os comprimentos físicos e elétricos respectivamente e,  $Y_{ENT,p}$  é a admitância normalizada de entrada do modo par.

Da teoria de linha de transmissão tem-se que<sup>1</sup>:

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \text{ linha de transmissão} = \begin{bmatrix} \cosh \gamma L & Z_0 \sinh \gamma L \\ \frac{1}{Z_0} \sinh \gamma L & \cosh \gamma L \end{bmatrix} \quad (6.2.11)$$

onde,

$Z_0$  é a impedância característica da linha;

$\gamma$  é a constante de propagação, ou seja,

$$\gamma = \alpha + j\beta \quad (6.2.12)$$

sendo que para uma linha de transmissão sem perdas a constante de atenuação  $\alpha$  é zero, restando a componente da constante de fase,  $\beta$ , ou seja

$$\gamma = j\beta = j \frac{2\pi}{\lambda} \quad (6.2.13)$$

O parâmetro  $\lambda$  é o comprimento de onda na linha. Para um comprimento físico,  $L$ , da linha igual a um quarto de comprimento de onda, a fase é:

$$\gamma L = j\beta L = j\frac{2\pi}{\lambda} L = j\frac{2\pi}{\lambda} \frac{\lambda_0}{4} = j\frac{\pi}{2} \frac{f}{f_0} \quad (6.2.14)$$

onde,

$\lambda_0$  é o comprimento de onda na frequência central,

$f_0$  é frequência central de operação correspondente a um comprimento de onda,  $\lambda_0$ , e

$f$  é a frequência que corresponde ao comprimento de onda  $\lambda$ .

As funções hiperbólicas em (6.2.11) podem ser expressas em termos de funções circulares<sup>10</sup>, quando  $\gamma L = j\beta L$ . Portanto:

$$\cosh \gamma L = \cosh j\beta L = \cos \beta L \quad (6.2.15)$$

e,

$$\sinh \gamma L = \sinh j\beta L = j \sin \beta L \quad (6.2.16)$$

Portanto, para uma linha de transmissão simples, sem perdas, tem-se:

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\left(\frac{\pi}{2} \frac{f}{f_0}\right) & j Z_0 \sin\left(\frac{\pi}{2} \frac{f}{f_0}\right) \\ \frac{j}{Z_0} \sin\left(\frac{\pi}{2} \frac{f}{f_0}\right) & \cos\left(\frac{\pi}{2} \frac{f}{f_0}\right) \end{bmatrix} \quad (6.2.17)$$

Faz-se agora a seguinte transformação de variável:

$$S = -j \cotg \left( \frac{\pi}{2} \frac{f}{f_0} \right) = -j \frac{\cos \left( \frac{\pi}{2} \frac{f}{f_0} \right)}{\operatorname{sen} \left( \frac{\pi}{2} \frac{f}{f_0} \right)} \quad (6.2.18)$$

De (6.2.17) e (6.2.18) obtêm-se:

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = j \operatorname{sen} \left( \frac{\pi}{2} \frac{f}{f_0} \right) \cdot \begin{bmatrix} S & Z_0 \\ \frac{1}{Z_0} & S \end{bmatrix} = K \begin{bmatrix} S & \frac{1}{Y_0} \\ Y_0 & S \end{bmatrix} \quad (6.2.19)$$

onde

$$K = j \operatorname{sen} \left( \frac{\pi}{2} \frac{f}{f_0} \right) \quad (6.2.20)$$

e  $Y_0$  é a admitância característica da linha. Para a fig. 6.3.b tem-se que:

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_1 & B_1 \\ C_1 & D_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_2 & B_2 \\ C_2 & D_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_2 \\ I_2 \end{bmatrix} \quad (6.2.21)$$

onde  $A_1, B_1, C_1, D_1, A_2, B_2, C_2, D_2$  são os elementos das matrizes ABCD para as duas seções com admitâncias normalizadas  $Y_1$  e  $Y_2$ , respectivamente.

DE (6.2.19) a (6.2.21) pode-se obter:

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = K^2 \begin{bmatrix} S^2 + \frac{Y_2}{Y_1} & S \left( \frac{1}{Y_1} + \frac{1}{Y_2} \right) \\ S (Y_1 + Y_2) & \frac{Y_1}{Y_2} + S^2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{I_2}{G_c} \\ I_2 \end{bmatrix} \quad (6.2.22)$$

Na fig. 6.3.b  $G_c = 0,5$  e portanto,

$$V_2 = \frac{I_2}{G_c} = \frac{I_2}{0,5} = 2 I_2 \quad (6.2.23)$$

Após algumas transformações algébricas a admitância de entrada para o modo par pode ser obtida de (6.2.22) como sendo:

$$Y_{ENT,p} = \frac{I_1}{V_1} = \frac{G_c Y_1 Y_2 S^2 + (Y_1^2 Y_2 + Y_1 Y_2^2) S + G_c Y_1^2}{Y_1 Y_2 S^2 + (Y_1 + Y_2) G_c S + Y_2^2} \quad (6.2.24)$$

O coeficiente de reflexão do modo par é obtido a partir de<sup>2</sup>:

$$CR_p = \frac{1 - Y_{ENT,p}}{1 + Y_{ENT,p}} \quad (6.2.25)$$

Segundo Cohn<sup>2</sup> o módulo do coeficiente de reflexão na porta 0 de entrada é:

$$|CR|_0 = |CR_p| \quad (6.2.26)$$

Após vários cálculos este coeficiente pode ser obtido de forma explícita substituindo-se o valor de S dado por (6.2.18) na eq. (6.2.24), e então, fazendo-se a substituição adequada na eq. (6.2.25) onde em seguida é calculado o módulo deste coeficiente de reflexão na porta 0.

A partir do coeficiente de reflexão obtido acima o coeficiente de onda estacionária na porta 0,  $COE_0$ , é calculado por:

$$COE_0 = \frac{1 + |CR_p|}{1 - |CR_p|} \quad (6.2.27)$$

De modo semelhante à obtenção da eq. (6.2.24), pode-se mostrar que a admitância na porta 0 de entrada de modo ímpar  $\tilde{e}^2$ ,

$$Y_{\text{ENT},i} = 2G_1 + Y_1 \frac{Y_1 + (2G_2 + Y_2)S}{2G_2 + (Y_1 + Y_2)S} \quad (6.2.28)$$

onde  $G_1$  e  $G_2$  serão obtidos pelos inversos dos valores de  $R_1$  e  $R_2$ , respectivamente, nas eqs. (6.2.34) e (6.2.35), adiante.

O coeficiente de reflexão do modo ímpar  $\tilde{e}$  é obtido de:

$$CR_i = \frac{1 - Y_{\text{ENT},i}}{1 + Y_{\text{ENT},i}} \quad (6.2.29)$$

Mediante adaptação dos resultados de Reed & Wheeler<sup>9</sup> ao caso simétrico de três portas tem-se<sup>2</sup>:

$$CR_1 = CR_2 = \frac{1}{2} (CR_p + CR_i) \quad (6.2.30)$$

e,

$$|T_{01}| = |T_{02}| = \left( \frac{1 - CR_p^2}{2} \right)^{1/2} \quad (6.2.31)$$

onde  $T_{01}$  e  $T_{02}$  são os coeficientes de transmissão entre as portas 0 e 1 e 0 e 2 respectivamente, na fig. 6.1.

A isolação em decibéis, entre as portas 1 e 2 pode também ser obtida pelo método dos modos par e ímpar<sup>2,9</sup> e,  $\tilde{e}$  expressa a seguir:

$$\text{Isol}_{1,2} = 20 \log_{10} \left[ \frac{CR_p - CR_i}{2} \right] \quad (6.2.32)$$

Os coeficientes de onda estacionária para as portas 1 e 2 são iguais e dados por:



$$\text{COE}_1 = \text{COE}_2 = \frac{1 + |\text{CR}_1|}{1 - |\text{CR}_1|} \quad (6.2.33)$$

onde,  $\text{CR}_1$  é obtido na eq. (6.2.30).

Para a condição de que o coeficiente de reflexão na porta 0 da fig. 6.1 seja zero para dois valores diferentes da frequência dentro da faixa de passagem, Cohn<sup>2</sup> mostrou que as resistências de isolamento,  $R_1$  e  $R_2$ , das seções do divisor-somador de potências podem ser obtidas a partir de:

$$R_1 = \frac{2 R_2 (Z_1 + Z_2)}{R_2 (Z_1 + Z_2) - 2 Z_2} \quad (6.2.34)$$

e, onde

$$R_2 = \frac{2 Z_1 Z_2}{[(Z_1 + Z_2) (Z_2 - Z_1 \cotg^2 \theta_3)]^{1/2}} \quad (6.2.35)$$

com

$$\theta_3 = 90^\circ \left[ 1 - \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot \left( \frac{f_2/f_1 - 1}{f_2/f_1 + 1} \right) \right] \quad (6.2.36)$$

$f_1$  e  $f_2$  são as frequências de corte, e  $f_2/f_1$  é a razão de faixa de passagem, rfp, do divisor-somador de potências. A faixa de passagem fracional, fpf, como descrita anteriormente é:

$$\text{fpf} = \frac{f_2 - f_1}{f_0} = 2 \frac{(f_2/f_1 - 1)}{(f_2/f_1 + 1)} \quad (6.2.37)$$

onde

$$f_0 = (f_1 + f_2)/2.$$

O programa computacional foi então elaborado utilizando o desenvolvimento feito a partir das equações que relacionam os dados de saída a saber,

$$f_1, f_2, \theta_{1,2}, Z_1, Z_2, R_1, R_2, CR_0, COE_0, CR_{1,2}, COE_{1,2}, Isol_{1,2},$$

com os dados de entrada seguintes,

$$f_0, f_{pf}, R_0$$

e sua utilização e comprovação são apresentadas na seção 6.4.

### 6.3. O Divisor-Somador de Potências com Uma Seção e m Portas de Saída

O divisor-somador de potências com uma seção e m portas de saída como visto na fig. 6.2 poderá também ser projetado com o auxílio do computador. O suporte teórico é em parte descrito por Taub & Kurpis<sup>12</sup>. Em adição à essa teoria, também são desenvolvidas as equações que possibilitam obter o número m de seções do divisor-somador de potências em função do coeficiente de reflexão.

Após manipulações algébricas, as expressões desenvolvidas por Taub & Kurpis<sup>12</sup> podem ser obtidas e são descritas a seguir:

a. A Isolação entre as portas de saída é determinada usando-se os circuitos de modos par e ímpar mostrados na fig. 6.5. Esta é obtida da parte superior da fig. 6.4, a qual consiste em uma representação do circuito de quatro portas equivalente ao circuito da fig. 6.2.

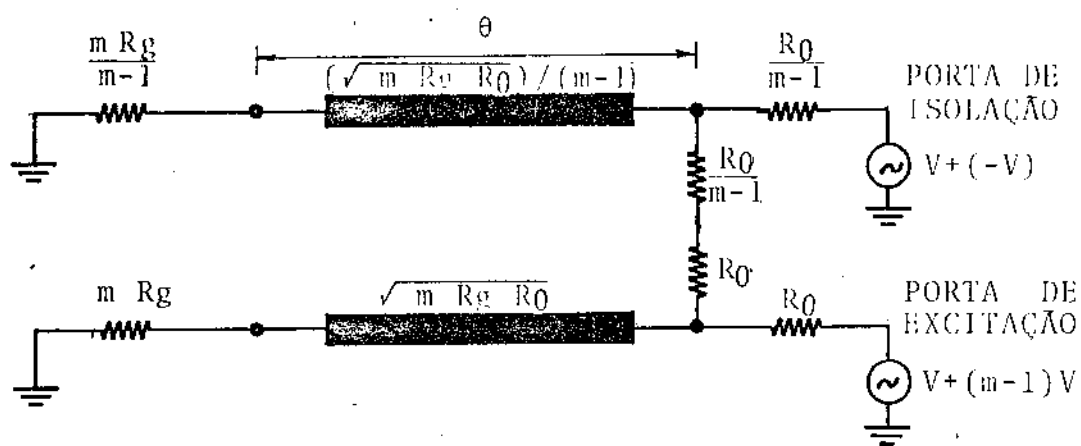


Fig. 6.4. Representação do circuito de quatro portas equivalente ao circuito da fig. 6.2.

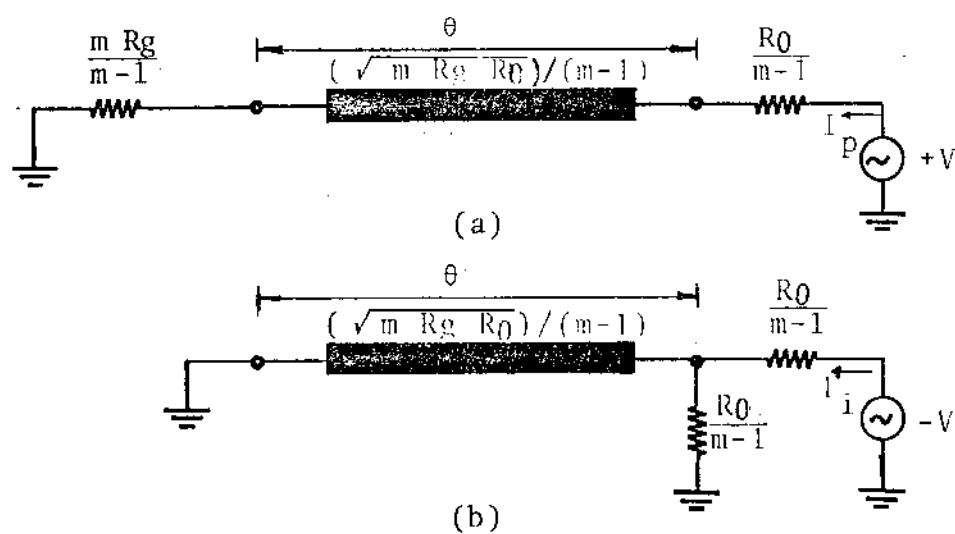


Fig. 6.5. Circuitos de modos a) par e b) ímpar, para se determinar a isolação entre duas portas de saída do divisor-somador de potências na fig. 6.2.

A isolação é definida pela seguinte expressão:

$$\text{Isol} = 10 \log_{10} \frac{P_d}{P_c} \quad (\text{dB}) \quad (6.3.1)$$

onde,

$P_d$  é a potência útil disponível para a porta de excitação,

$$P_d = \frac{(mV)^2}{4 R_0} \quad (6.3.2)$$

Sendo  $V$  a voltagem da fonte de alimentação.  $P_c$  é a potência cedida para cada uma das  $(m-1)$  cargas de resistência  $R_0$ , (igual à resistência característica da linha), e é dada por:

$$P_c = \frac{|I_p + I_i|^2 R_0}{(m-1)^2} \quad (6.3.3)$$

As correntes,  $I_p$  e  $I_i$ , para os modos par e ímpar na fig. 6.5 podem ser obtidas utilizando-se um método semelhante àquele para a obtenção de (6.2.24), resultando<sup>12</sup>:

$$I_p = \frac{\frac{V}{R_0} (m-1)}{1 + \sqrt{\frac{mR_g}{R_0}} \frac{\sqrt{\frac{mR_g}{R_0}} \cotg \theta + j}{\cotg \theta + j \sqrt{\frac{mR_g}{R_0}}}} \quad (6.3.4)$$

$$I_i = \frac{-V (m-1) \left( \cotg \theta + j \sqrt{\frac{mR_g}{R_0}} \right)}{R_0 \left( \cotg \theta + j 2 \sqrt{\frac{mR_g}{R_0}} \right)} \quad (6.3.5)$$

onde,

$$\theta = \frac{\pi}{2} \frac{f}{f_0}, \quad R_g \text{ é a resistência do gerador e,}$$

$f_0$  é a frequência central de operação para a qual  $\theta = \pi/2$ . De (6.3.1)

a (6.3.5) pode-se obter a seguinte expressão para a Isolação<sup>12</sup>:

$$\text{Isol} = 10 \log_{10} \left[ \frac{(m/2)^2}{\left| \frac{\cotg \theta + j \sqrt{m'}}{(1+m') \cotg \theta + j 2\sqrt{m'}} - \frac{\cotg \theta + j \sqrt{m'}}{\cotg \theta + j 2\sqrt{m'}} \right|} \right] \quad (6.3.6)$$

onde,

$$m' = m \frac{R_g}{R_0} \quad (6.3.7)$$

sendo m o número de portas terminais de saída.

Os comprimentos em radianos  $\theta_1$  e  $\theta_2$  permitem determinar as frequências de corte,  $f_1$  e  $f_2$ , respectivamente mais baixa e mais alta na faixa de passagem.

b. O Coeficiente de Onda Estacionária na porta 0 de entrada é determinado por<sup>10</sup>:

$$\text{COE}_0 = \frac{1 + \left| \frac{Z_{\text{ENT}} - R_g}{Z_{\text{ENT}} + R_g} \right|}{1 - \left| \frac{Z_{\text{ENT}} - R_g}{Z_{\text{ENT}} + R_g} \right|} \quad (6.3.8)$$

onde  $Z_{\text{ENT}}$  é a impedância de entrada na porta 0 da fig. 6.2.

c.  $Z_{\text{ENT}}$  pode ser determinada por<sup>12</sup>:

$$Z_{\text{ENT}} = \frac{R_g(1 + \text{tg } \theta) + j(\text{tg } \theta) \left( \sqrt{m R_g^3 / R_0} - \sqrt{R_g R_0 / m} \right)}{\text{tg}^2 \theta + (m R_g / R_0)} \quad (6.3.9)$$

Manipulando-se as eqs. (6.3.8) e (6.3.9) chega-se a uma forma simples e compacta para o coeficiente de onda estacionária na porta 0 de entrada, conveniente para o programa de computador. A expressão final é:

$$\text{COE}_0 = \frac{|m' + 1 + j \cdot 2\sqrt{m'} \operatorname{tg} \theta| + |1 - m'|}{|m' + 1 + j \cdot 2\sqrt{m'} \operatorname{tg} \theta| - |1 - m'|} \quad (6.3.10)$$

d. O Coeficiente de Reflexão em cada uma das portas de saída é determinado usando-se os circuitos de modos par e ímpar mostrados na fig. 6.6, a qual é formada a partir da metade inferior da fig. 6.4.

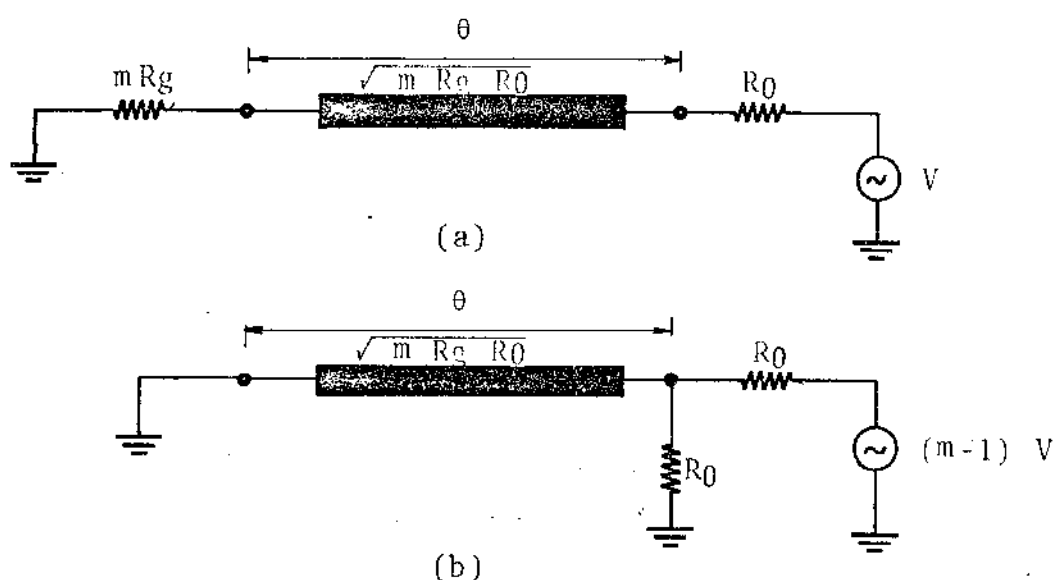


Fig. 6.6. Circuitos de modos a) par e b) ímpar, para se determinar o coeficiente de onda estacionária em qualquer das portas de saída na fig. 6.2.

O coeficiente de reflexão é obtido pela razão entre as voltagens refletidas e a voltagem incidente na malha das portas de saída<sup>12</sup> ou seja:

$$CR_S = \frac{\frac{V CR_p}{2} + \frac{(m-1) V CR_i}{2}}{\frac{m V}{2}} = \frac{CR_p + CR_i (m-1)}{m} \quad (6.3.11)$$

onde  $CR_p$  pode ser obtido, da fig. 6.6.a como<sup>12</sup>,

$$CR_p = \frac{(m'-1)}{(m'+1) + j 2\sqrt{m'} \operatorname{tg} \theta} \quad (6.3.12)$$

e  $CR_i$  pode ser obtido da fig. 6.6.b na forma abaixo:

$$CR_i = \frac{j}{2\sqrt{m'} \operatorname{tg} \theta - j} \quad (6.3.13)$$

Substituindo-se as eqs. (6.3.12) e (6.3.13) em (6.3.11) obtêm-se o coeficiente de reflexão para qualquer uma das portas de saídas,

$$CR_S = \frac{2\sqrt{m'} \left( \frac{R_g}{R_0} - 1 \right) + j \operatorname{cotg} \theta (m'+1 - 2 \frac{R_g}{R_0})}{2\sqrt{m'} (2+m') + j \operatorname{cotg} \theta [m' (4\operatorname{tg}^2 \theta - 1) - 1]} \quad (6.3.14)$$

O coeficiente de onda estacionária para qualquer porta de saída é obtido por:

$$COE_S = \frac{1 + CR_S}{1 - CR_S} \quad (6.3.15)$$

e. Para se determinar o valor de  $m$ , sendo conhecido o coeficiente de onda estacionária na porta 0 de entrada, usam-se as eqs. (6.3.7) e (6.3.10) e, após vários cálculos obtêm-se a equação do segundo grau em  $m$ :

$$\text{COE}_0 \left( \frac{R_g}{R_0} \right)^2 m^2 - \frac{R_g}{R_0} [(\text{COE}_0^2 + 1) + (\text{COE}_0 - 1)^2 \text{tg } \theta] m + \text{COE}_0 = 0 \quad (6.3.16)$$

de onde seleciona-se o valor de  $m$  adequado.

O programa computacional é então elaborado baseando-se nas equações que relacionam os dados de saída, ou sejam,

$$f_1, f_2, \theta, m, \text{ novo } \text{COE}_0, \text{COE}_S, \text{CR}_S, Z_{\text{seção}}, \text{Isol e, } Z_{\text{ENT}}$$

com os dados de entrada seguintes,

$$m, \text{COE}_0, f_0, \text{fpf}, R_g \text{ e } R_0,$$

dependendo da identidade usada no programa que será descrito na seção seguinte.

#### 6.4. Utilização e Comprovação do Programa Computacional para Projetar Divisor-Somador de Potências

Para se utilizar o programa computacional elaborado neste trabalho que projeta e analisa divisores-somadores de potência é necessário se ter algum conhecimento deste dispositivo de Microondas e saber utilizar os sistemas de terminais TTY, vídeo ou teletipo, do computador.

Tendo-se executado o programa geral que será descrito no capítulo 7 seguinte e, desejando-se utilizar o programa de divisores-somadores de potência, a seguinte mensagem será escrita inicialmente:

DIVISORES/SOMADORES DE POTENCIAS

DADOS DE ENTRADA:

Então em seqüência, separados por um espaço em branco e terminados por um comando "RETURN" (tecla do terminal que comanda o indicador de escrita para o início da próxima linha) escrevem-se os seguintes dados de entrada:



1. Identidade - Poderão ser usadas as seguintes identidades:

DPN1S (Divisor de Potência, tendo como um dos parâmetros de entrada o Número  $m$  de portas de saída, com 1 Seção) ou

DPC1S (Divisor de Potência com  $m$  portas de saída, tendo como um dos parâmetros de entrada e Coeficiente de onda estacionária, com 1 Seção) ou

DP22S (Divisor de potência com 2 portas de saída e 2 Seções com características Plano Maximizado) ou

DT22S (Divisor de potência com 2 portas de saída e 2 Seções com características Tchebyscheff).

2. XN - É o valor numérico,

a. do número de portas de saída do divisor-somador de potências se a identidade foi DPN1S.

b. do Coeficiente de onda estacionária para a porta 0 de entrada como na fig. 6.2 se a identidade foi DPC1S.

c. "2" se a identidade foi DP22S ou DT22S.

3. FO - É o valor numérico da Frequência central de Operação, (GHz).

4. FPF - É o valor numérico da faixa de passagem fracional (valor absoluto).

5. RG - É o valor numérico,

a. da resistência do gerador na porta 0 para o caso da fig. 6.2 se a identidade foi DPN1S ou DPC1S, (Ohms);

b. da resistência característica da linha  $R_0$  como na fig. 6.1 se a identidade foi DP22S ou DT22S, (Ohms).

6. RO - É o valor numérico da resistência característica da linha, (Ohms).

Observação importante:

a. Todos os dados de entrada devem ser escritos rigorosamente corretos. Todos os valores numéricos devem ser positivos; caso contrário

rio será escrito o seguinte:

DADOS DE ENTRADA INCORRETOS - (identidade) - REESCREVA

DADOS DE ENTRADA:

Logo após os dados de entrada serem inseridos eles serão escritos com suas respectivas denominações. Em seqüência obtém-se os seguintes dados de saída para os casos abaixo:

Caso I - Se a identidade foi DPN1S:

1. F1 - É o valor numérico da frequência de corte mais baixa na faixa de passagem, (GHz).
2. F2 - É o valor numérico da frequência de corte mais alta na faixa de passagem, (GHz).
3. ÂNGULO TETA - É o valor numérico do ângulo correspondente às frequências de corte  $f_1$  e  $f_2$ , (Radianos).
4. COE NA PORTA DE ENTRADA O.
5. COE NUMA PORTA DE SAÍDA.
6. CR NUMA PORTA DE SAÍDA.
7. Impedância Z da seção do divisor de potência, (Ohms).
8. ISOLAÇÃO entre portas de saída, (dB).
9. Impedância na porta de entrada  $O, RENT + j XENT$ .

Caso II - Se a identidade foi DPC1S:

Obtém-se primeiramente os parâmetros em 1., 2., e 3., como no CASO I.

4. M, o número de portas de saída.
5. O NOVO COE (Coeficiente de Onda Estacionária) NA PORTA DE ENTRADA. (Ajuste feito ao se fazer um número real obtido para M tomar o valor inteiro mais próximo).

Em seguida são obtidos os parâmetros 5., 6., 7., 8., e 9. como no CASO I, correspondentes a 6., 7., 8., 9., e 10. neste caso.

Caso III - Se a identidade foi DP22S ou DT22S:

1. F1 - É o valor numérico da frequência de corte mais baixa na faixa de passagem, (GHz).
2. F2 - É o valor numérico da frequência de corte mais alta na faixa de passagem, (GHz).
3. ÂNGULO TETA - É o valor numérico do ângulo correspondente às frequências de corte  $f_1$  e  $f_2$ , (Radianos).
4. Impedâncias  $Z_1$  e  $Z_2$  das seções do divisor-somador de potências, (Ohms).
5. As resistências de Isolação  $R_1$  e  $R_2$ , (Ohms).
6. O Coeficiente de Reflexão na porta de entrada 0.
7. O Coeficiente de Onda Estacionária na porta de entrada 0.
8. O Coeficiente de Reflexão numa porta qualquer de saída, (1 ou 2).
9. O Coeficiente de Onda Estacionária numa porta qualquer de saída, (1 ou 2).
10. A Isolação entre duas portas de saída, (dB).

Abaixo são mostrados dois exemplos:



Em seguida são apresentadas duas comprovações teóricas do programa computacional para projetar e analisar divisor-somador de potências, com outras publicações apresentadas anteriormente.

Costa et al.<sup>3</sup> construíram um divisor-somador de potências, baseados no trabalho publicado por Cohn<sup>2</sup>, cujo projeto requeria esse divisor-somador com duas seções de impedâncias e, três terminais casados com impedâncias de cinquenta Ohms. Também foi desejado que  $f_2/f_0 = 1,33$  e  $f_1/f_0 = 0,67$  onde,  $f_0$  é a frequência central de operação e  $f_1$  e  $f_2$  são as frequências de corte mais baixa e mais alta respectivamente. Foi obtido o divisor-somador como o da fig. 6.1 com duas seções tendo,

$$\begin{aligned} Z_1 &= 61 \text{ Ohms} \\ Z_2 &= 82 \text{ Ohms} \\ R_1 &= 241 \text{ Ohms} \\ R_2 &= 98 \text{ Ohms} \end{aligned} \tag{6.4.1}$$

O projeto do programa computacional utiliza a característica Tchebyscheff para o divisor-somador com duas seções e, portanto tem a identidade DT22S. Para  $f_0 = 3 \text{ GHz}$  e  $\text{fpf} = 0,6666666$  obtém-se  $f_2/f_0 = 1,33$  e  $f_1/f_0 = 0,67$ . O resultado do projeto obtido no programa foi o seguinte:

$$\begin{aligned} Z_1 &= 60,98042 \text{ Ohms} \\ Z_2 &= 81,99353 \text{ Ohms} \\ R_1 &= 241,0271 \text{ Ohms} \\ R_2 &= 98,01350 \text{ Ohms} \end{aligned} \tag{6.4.2}$$

que é aproximadamente igual ao resultado em (6.4.1).

O exemplo comprovante é mostrado abaixo:

## Exemplo 3

DADOS DE ENTRADA: DT225 2 3 0.6666666 50 50

IDENTIDADE= DT225 NUMERO DE PORTAS DE SAIDA OU COE= 2.000000  
 FREQUENCIA CENTAL DE OPERACAO= 3.000000  
 FAIXA DE PASSAGEM FRACIONAL = 0.6666666  
 RESISTENCIA DO GERADOR = 50.00000  
 RESISTENCIA CARACTERISTICA = 50.00000

```

XXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXX
X
X      F1=      2.000000      GHZ      F2=      4.000000      GHZ      X
X      ANGULO TETA 1      =      1.047198      RADIANOS      X
X      Z1=      60.98042      OHMS      Z2=      81.99353      OHMS      X
X      R1=      241.0271      OHMS      R2=      98.01350      OHMS      X
X      COEF. DE REF. NA PORTA DE ENT. 0=      0.9413996E-01      X
X      COEF. DE O. E. NA PORTA DE ENT. 0=      1.207847      X
X      COEF. DE REF. NAS PORTAS 1 E 2=      0.4446269E-01      X
X      COEF. DE O. E. NAS PORTAS 1 E 2=      1.093063      X
X      ISOLACAO ENTRE PORTAS 1 E 2 =      33.98625      DB      X
X
XXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXX

```

Taub & Kurpis<sup>12</sup> exemplificaram o divisor-somador da fig. 6.2 com oito portas de saída,  $R_g = 50$  Ohms,  $R_0 = 25$  Ohms e com os ângulos  $\theta_1$  e  $\theta_2$ , correspondentes às frequências de corte iguais a  $70^\circ$  e  $100^\circ$ , respectivamente. Obtiveram uma isolação com o auxílio de um gráfico como sendo igual a 22,5 dB. Para o coeficiente de onda estacionária na porta de entrada obtiveram o valor 3,4. No programa computacional usa-se a identidade DPNIS com 8 portas de saída. Para obter o ângulo  $\theta_1 = 70^\circ = 1,221730$  radianos usa-se  $f_0 = 3$  GHz e  $fpf = 0,4444446$ . O resultado obtido é uma isolação igual a 22,82937 dB e um coeficiente de onda estacionária na porta de entrada igual a 3,346150. Este resultado é mais correto que o resultado apresentado por Taub & Kurpis<sup>12</sup> pois, eles recorreram a figuras para a determinação dos parâmetros, enquanto aqui usam-se expressões numéricas exatas no computador.

No cap. 7 a seguir os programas de todos os dispositivos descritos nos caps. 2 a 6 serão subprogramas de um programa único geral. A utilização deste será explicada no referido capítulo.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

1. BROWN, R. G.; SHARPE, R. A.; HUGHES, W. L.; POST, R. E. Matrix representation of transmission-line circuits. In Lines, Waves and Antennas. N. Y., The Ronald Press Company, Second Edition, 1973. cap. 5, p. 112.
2. COHN, S. B. A class of broadband three-port TEM-mode híbridos. IEEE Trans. Micr. Theory Tech., N. Y., 16(2):110-16. Feb. 1968.
3. COSTA, M. H. M. Realização em Microondas de Discriminador de Freqüências Usando Linha de Retardo. Campinas, Fac. Eng<sup>a</sup> Campinas, 1977. Tese (Mest. Cien.) UNICAMP. Orient.: ROGERS, D. A. Co-orient.: GIAROLA, A. J., p. 92-105.
4. EKINGE, R. B. A new method of synthesizing matched broad-band TEM-mode three-ports. IEEE Trans. Micr. Theory Tech., N. Y., 19(1):81-88, Jan., 1971.
5. MUNSON, R. E. Conformal microstrip antennas and microstrip phased arrays. IEEE Trans. Ant. Prop., AP-22(1):74-78, Jan., 1974.
6. NAGAI, N.; MAEKAWA, E.; ONO, K. New n-way hybrid power dividers. IEEE Trans. Micr. Theory Tech., N. Y., 25(12):1008-12, Dec., 1977.
7. NAGAI, N. & MATSUMOTO, A. A restatement of mathematical consideration of TEM-modes on an n-wire line. IEEE Trans. Micr. Theory Tech., N. Y., 22(4):353-59, Apr., 1974.
8. PARAD, L. I. & MOYNIHAN, R. L. Split-tee power divider. IEEE Trans. Micr. Theory Tech., N. Y., 13(1):91-95, Jan., 1965.
9. REED, J. & WHEELER, G. J. A method of analysis of symmetrical four-ports networks. IRE Trans. Micr. Theory Tech., N. Y., 4(4):246-52, Oct., 1956.
10. SELBY, S. M. Hiperbolic and related functions. In Standard Mathematical Tables. Hiran, Ohio. July, 1971. Nineteenth Edition, The Chemical Rubber Co., p. 206.
11. TAUB, J. J. & FITZGERALD, B. A note on n-way híbrido power dividers. IEEE Trans. Micr. Theory Tech., N. Y., 12(2):260-61, Mar., 1964, (correspondence).

12. TAUB, J. J. & KURPIS, G. P. A more general n-way hybrid power divider. IEEE Trans. Micr. Theory Tech., N. Y., 19(7):406-11, July, 1969.
13. TETARENKO, R. P. & GOUD, P. A. Broad-band properties of a class of TEM-mode hybrids. IEEE Trans. Micr. Theory Tech., N. Y., 19(11): 887-89, Nov., 1971.
14. WILKINSON, E. J. A n-way hibrid power divider. IRE Trans. Micr. Theory Tech., N. Y., 8(1):116-18, Jan., 1960.
15. YEE, H. Y.; CHANG, F. C.; AUDEH, N. F. N-way TEM-mode broad-band power dividers. IEEE Trans. Micr. Theory Tech., N. Y., 18(10): 682-88, Oct., 1970.



## CAPÍTULO 7

### PROGRAMA COMPUTACIONAL GERAL PARA PROJETAR E ANALISAR DISPOSITIVOS DE MICROONDAS

Neste capítulo explicam-se como utilizar o programa computacional geral que contém cada um dos programas dos dispositivos de microondas descritos nos caps. 2 a 6.

A utilização de cada um daqueles programas foi explicada ao longo daqueles capítulos e agora como um todo, eles compõem um programa geral do qual passam a ser subprogramas. Este programa geral será denominado de PACMO - Projeto Auxiliado pelo Computador em MicroOndas. Sua capacidade de memória é de 603,648k bits.

O projetista-analista de microondas que desejar utilizar o PACMO, deverá saber usar os terminais TTY (vídeo ou teletipo) do sistema de computador e ter algum conhecimento dos dispositivos a serem projetados. A seguir descrevem-se a seqüência de etapas para o projeto dos dispositivos de microondas:

1. Inicialmente, para o projetista-analista ter acesso ao sistema do computador deverá dispor de uma área de projeto no mesmo. Supõem-se que os meios de entrada, utilização e saída nesta área sejam bem conhecidos;
2. Para utilizar o PACMO nesta área o projetista-analista escreverá o seguinte no terminal TTY:

```
EX @PACMO.CMD
```

onde @ é ("AROMA") uma tecla no terminal com este símbolo e, CMD é a extensão em linguagem computacional na qual está o PACMO. EX refere-se à execução do programa. A sentença acima deve ser concluída com um comando "RETURN" (tecla do TTY que comanda o indica

dor de escrita para o início da próxima linha).

Então será escrita a seguinte mensagem:

NOME DO DISPOSITIVO =

e um dos nomes deverá ser escrito terminado com um "RETURN":

- a. FXESC - para o Filtro passa-baixa com Elementos Semi-Concentrados;
  - b. FAESC - para o Filtro passa-Alta com Elementos Semi-Concentrados;
  - c. FDESC - para o Filtro passa-banda com Elementos Semi-Concentrados;
  - d. FRESC - para o Filtro Rejeita-banda com Elementos Semi-Concentrados;
  - e. TRQON - para o Transformador de um Quarto de comprimento de Onda;
  - f. FHMCO - para o Filtro Homogêneo de Meio Comprimento de Onda;
  - g. ASDLTA - para o Acoplador Simétrico Direcional em Linhas de Transmissão Acopladas;
  - h. ASDQA - para os Acopladores Simétricos Direcionais em Quadratura e em Anel;
  - i. DIPOT - para o Divisor-somador de POTências.
3. Finalmente o projetista-analista deverá seguir a utilização dos programas computacionais descritos nos caps. 2 a 6, ou sejam:
- a. na seção 2.3 para o FXESC;
  - b. na seção 2.4 para o FAESC;
  - c. na seção 2.5 para o FDESC;
  - d. na seção 2.6 para o FRESC;
  - e. na seção 3.4 para o TRQON;
  - f. na seção 3.6 para o FHMCO;
  - g. na seção 4.5 para o ASDLTA;
  - h. na seção 5.4 para o ASDQA e,
  - i. na seção 6.4 para o DIPOT.

Após cada finalização de projeto-análise de um dispositivo um novo nome do dispositivo é solicitado e, novamente recomeça-se o ciclo em 2. Para finalizar o programa geral que projeta e analisa dispositivos de microondas e laborado nesta tese, escreve-se para o nome do dispositivo a palavra FIM e, após bate-se a tecla "RETURN".

No capítulo seguinte apresentam-se a conclusão deste trabalho e algumas sugestões para trabalhos futuros.

## CAPÍTULO 8

### CONCLUSÕES

Ao longo deste trabalho, como foram descritos, vários programas computacionais foram desenvolvidos e elaborados com a finalidade de se projetarem os seguintes dispositivos de microondas;

1. Filtros Passa-Baixa;
2. Filtros Passa-Alta;
3. Filtros Passa-Banda;
4. Filtros Rejeita-Banda;
5. Transformadores Homogêneos de um Quarto de Comprimento de Onda;
6. Filtros Homogêneos de Meio Comprimento de Onda;
7. Acoplador Simétrico Direcional em Linhas de Transmissão Acopladas;
8. Acoplador Simétrico Direcional em Quadratura;
9. Acoplador em Anel (Rat-Race);
10. Divisor-Somador de Potências.

Os resultados dos programas foram satisfatórios sendo muitas comprovações verificadas comparando-se exemplos existentes na literatura com exemplos obtidos nos programas.

Especial destaque é feito ao programa do Acoplador Simétrico Direcional em Linhas de Transmissão Acopladas pela maior complexibilidade de elaboração.

Todos os programas dos dispositivos acima foram englobados num único programa geral, cuja principal finalidade foi facilitar o projeto de circuitos de microondas completos contendo um ou mais dispositivos. Portanto, os programas são na realidade subprogramas do geral que, pela independência entre eles foram no decorrer da descrição deste trabalho chamados de programas.

Em seguida apresentam-se algumas sugestões para futuros trabalhos nesta área de pesquisa:

1. Desenvolvimento de uma subrotina para se determinarem os coeficientes de um polinômio de grau qualquer, sendo conhecidas suas raízes. Esta subrotina poderia ser introduzida no programa do acoplador simétrico direcional em linhas de transmissão acopladas e se economizaria muita memória no computador para esses acopladores com mais de sete seções. Esta subrotina deveria ser elaborada em FORTRAN IV ou, transcrita de uma outra linguagem computacional, a linguagem ALGOL, onde já existe<sup>1,2,3</sup>, para FORTRAN IV. Chegou-se a desenvolver esta subrotina neste trabalho mas não o aplicamos no programa pois a memória utilizada para acopladores com até sete seções seria maior do que os cálculos por extenso desenvolvidos;
2. Elaboração de programa computacional para projetar divisores-somadores de potência com mais de duas seções. Uma teoria exata também deve ser desenvolvida;
3. Desenvolvimento teórico e elaboração de programas de computador para os transformadores de impedâncias de um quarto de comprimento de onda e os filtros homogêneos de meio comprimento de onda, com mais de quatro seções com características Tchebyscheff;
4. Desenvolvimento de programas computacionais para projetar acopladores direcionais em quadratura com mais de três ramos em paralelo;
5. Para a maioria dos programas elaborados ao longo deste trabalho, podem ser introduzidas nos programas as devidas correções às pequenas variações que se verificam nos dispositivos construídos devido, às perdas de descontinuidades das seções de linhas de transmissão.

Espera-se que este trabalho venha a ser muito útil para se projetarem dispositivos de microondas com o auxílio do computador, e que o esforço nele dispendido tenha sido de real valor para atender nossas necessidades nesta área de conhecimento.

REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

1. BRATLEY, P. & MCKAY, J.K.S. Algorithm 305 symmetric polynomials. COMM. ACM, 10(7): 450-51, July, 1967.
2. MCKAY, J.K.S. On the representation of symmetric polynomials. COMM. ACM, 10(7): 428-29, July, 1967.
3. ROTENBERG, L.J. Algorithm 224 evaluation of determinant. COMM. ACM, 7(4): 243-44, Apr., 1964.

A P Ê N D I C E A

As expressões dos elementos das matrizes ABCD de modos par e ímpar,  $A_p$ ,  $B_p$ ,  $C_p$ ,  $D_p$  e  $A_I$ ,  $B_I$ ,  $C_I$ ,  $D_I$ , respectivamente, para o acoplador direcional em quadratura com três ramos paralelos citadas no cap. 5 são apresentadas a seguir:

$$A_p = \frac{1}{(1+t^2)^2} \frac{(1-t^2) [ (1-t^2) Z_{1PN} Z_{2PN} Z_{SN}^2 t^2 (Z_{1PN} + 2Z_{2PN}) ] - 4t^2 Z_{1PN} Z_{2PN} + Z_{SN}^2 4t^4}{Z_{1PN} Z_{2PN}}$$

$$B_p = j \frac{1}{(1+t^2)^2} \frac{Z_{2PN} Z_{SN}^4 t (1-t^2) - Z_{SN}^4 t^3}{Z_{2PN}}$$

$$C_p = j \frac{1}{(1+t^2)^2} \frac{Z_{1PN} (1-t^2) [ t (1-t^2) Z_{SN} (Z_{1PN} + Z_{2PN}) + Z_{1PN} Z_{2PN}^4 t - Z_{SN}^2 t^3 ] - Z_{1PN} Z_{2PN} Z_{SN} [ 8t^3 - t(1-t^2)^2 ] - Z_{1PN} Z_{SN}^2 2t^3 (1-t^2) + Z_{SN}^3 4t^5 - Z_{2PN} Z_{SN}^4 t^3 (1-t^2)}{Z_{1PN} Z_{2PN} Z_{SN}}$$

$$D_p = \frac{1}{(1+t^2)^2} \frac{-Z_{1PN} Z_{2PN}^4 t^2 - Z_{1PN} Z_{SN}^2 t^2 (1-t^2) + Z_{SN}^2 4t^4 + Z_{1PN} Z_{2PN} (1-t^2)^2 - Z_{2PN} Z_{SN}^4 t^2 (1-t^2)}{Z_{1PN} Z_{2PN}}$$

$$A_I = \frac{1}{(1+t^2)^2} \frac{(1-t^2) Z_{1PN} t [ Z_{2PN} (1-t^2) + 2Z_{SN} ] - Z_{1PN} Z_{2PN}^4 t^3 + 4Z_{2PN} Z_{SN}^2 t (1-t^2) + 4t Z_{SN}^2}{Z_{1PN} Z_{2PN} t}$$

$$B_I = j \frac{1}{(1+t^2)^2} \frac{4Z_{2PN} Z_{SN}^4 t (1-t^2) + 4t Z_{SN}^2}{Z_{2PN}}$$

$$C_I = j \frac{1}{(1+t^2)^2} \frac{Z_{1PN} t (1-t^2) [ 4Z_{1PN} Z_{2PN} t^2 - (1-t^2) Z_{SN} (Z_{1PN} + Z_{2PN}) - 2Z_{SN}^2 ] + Z_{1PN} Z_{2PN} Z_{SN} [ 8t^3 - t(1-t^2)^2 ] - (1-t^2) Z_{SN}^2 2t (Z_{1PN} + 2Z_{2PN}) - 4t Z_{SN}^3}{Z_{1PN} Z_{2PN} Z_{SN} t^2}$$

$$D_I = \frac{1}{(1+t^2)^2} \frac{-Z_{1PN} Z_{2PN} Z_{SN} [ 4t^3 - t(1-t^2)^2 ] + (1-t^2) Z_{SN}^2 2t (Z_{1PN} + 2Z_{2PN}) + 4t Z_{SN}^3}{Z_{1PN} Z_{2PN} Z_{SN} t}$$