UNIVERSIDADE ESTADUAL DE CAMPINAS
FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA
DEPARTAMENTO DE MICROONDA E ÓPTICA

Este exemplar corresponde à redação final da tese defendida por Elvio César Giraudo e aprovada pela Comissão Julgadora em 17 / 08 / 90.

Orientador

SISTEMA DE MEDIÇÃO DE IMPEDÂNCIAS COMPLEXAS UTILIZANDO DISPOSITIVO DE SEIS PORTAS

Elvio César Giraudo
Orientador: Rui Fragassi Souza

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

BC/91007222

AGOSTO 1990

UNICAMP
BIBLIOTECA CENTRAL

À minha esposa,
Maria Cristina

Aos meus pais,
Maria Rosa e Elvio Osvaldo

À meu irmão
Osvaldo Daniel

AGRADECIMENTOS

Prof. Dr. Rui Fragassi Souza, pela sua orientação e apoio na tese e pela sua amizade.

CAPES e FAPESP pelo apoio financeiro.

Engº Mauro de Lima Coimbra, do CPqD/TELEBRÁS, por sua colaboração, fornecendo componentes discretos (diodos, capacitores e resistores)e curtos móveis.

Prof. Luis C. Kretly, do LED/UNICAMP, pelas discussões e viabilização do uso do analisador de redes HP8410A.

Aos Profs. José Raimundo, Afonso, Chiquito e Martini, da FEE/UNICAMP, pelas discussões estimulantes.

Aos colegas Yukio e Luiz Roani, pelas discussões.

Miguel A. Rozsas e Gorgônio B. Araújo, do CIFEE/UNICAMP,pelas consultas em programação.

Edson A. Gil Neto, da Oficina Mecânica da FEE, pela confecção de partes mecânicas.

Regina M.A.G. Floriano e Alexandre da S. Braga, pela confecção de circuitos impressos.

Abrão, Motoyama e João Gonzaga, pelos serviços de almoxarifado.

Márcia e Eloisa, da FEE/UNICAMP, pelo suporte de secretaria.

Maria Júlia, Elza e Edemilde, pelos serviços de datilografia.

Orlei R. Cesetti Jr., pelos serviços de fotocópia.

Ricardo E. Saad, por iniciar o contato com meu orientador e facilitar minha matrícula na UNICAMP.

Ao pessoal do DMO/FEE e a todas as pessoas que, de alguma forma , colaboraram com este trabalho.

E, em especial, à minha esposa Maria Cristina, pelo apoio, compreensão e companheirismo neste mestrado.

SUMÁRIO

Este trabalho tem como finalidade mostrar a viabilidade de medir impedâncias complexas via dispositivo de seis portas. Neste sentido, realizou-se uma abordagem teórica seguida da implementação de um sistema ("Hardware" e "Software") controlado por um microcomputador de 16 bits.

O dispositivo de seis portas é constituído por uma linha de transmissão do tipo microfita, amostrada por quatro sensores.

São apresentadas rotinas de calibração para o dispositivo de seis portas, assim como de medições e apresentação de dados.

Foram realizadas algumas medições na banda baixa de micro ondas e foi feito um confronto com um aparelho comercial com mesma finalidade, obtendo-se bons resultados.

A portabilidade do sistema e o baixo custo do mesmo é um bom motivo para seu uso com fins didáticos e acadêmicos.

SUMMARY

This work presents the design and implementation of a system that allows the measurement of complex impedances using a six-port network at microwave frequencies. The six-port device used was a "sampled line" microstrip. The basic theory is presented initially, followed by an outline of the hardware and software developed to interconnect the six-port with a PC microcomputer.

A calibration routine is presented that avoids any iterative process and, therefore, is rapidly executed. Several measurements are presented in the low microwave range (up to 4 GHz) and are compared with the corresponding values obtained using a commercial network analyser. Good agreement is obtained in most cases. Suggestion to upgrade the system is presented.

Low cost and easy portability are good reasons that recommends the use of this system for teaching purposes.

ÍNDICE

1. INTRODUÇÃO 1

1.1. Visão geral da área 2
1.2. Finalidade do trabalho 3
1.3. Estrutura do trabalho 3
1.4. Referências bibliográficas 4

2. TEORIA DE DISPOSITIVO DE SEIS PORTAS 5

2.1. A linha de transmissão com uma sonda exploratória 6
2.2. Interpretação gráfica do dispositivo de seis portas 17
2.3. Calibração do dispositivo de seis portas 27
2.4. Limitações do método 40
2.5. Erro nos coeficientes de calibração 41
2.6. Referências bibliográficas 44

3. ANALISADOR AUTOMÁTICO DE IMPEDÂNCIAS: "HARDWARE" 45

3.1. Esquema geral e organização 46
3.2. Subsistemas 49

3.2.1. Projeto da linha amostrada 49
3.2.2. Projeto dos detectores 59

3.2.2.1. Projeto do circuito 59
3.2.2.2. Modelamento dos detectores 64

3.2.3. Projeto da interface paralela 72
3.2.4. Projeto do circuito de aquisição de dados 75

3.3. Referências bibliográficas 83

4. ANALISADOR AUTOMÁTICO DE IMPEDÂNCIAS: "SOFTWARE" 86

4.1. Estrutura do "Software" 87
4.2. Subprograma do Editor 98
4.3. Subprograma de Calibração 98
4.4. Subprograma de Medições 102
4.5. Referências bibliográficas 104

.../.

5. RESULTADOS 105

5.1. Calibração 106
5.2. Medições realizadas 106

6. CONCLUSÕES E SUGESTÕES 114

CAPÍTULO 1

INTRODUÇÃO

1.1. VISÃO GERAL DA ÁREA

Em freqüências de microonda é comum especificar-se o desempenho de dispositivos em termos de coeficientes de reflexão e de transmissão, através do uso dos parâmetros de espalhamento "S".

Alternativamente, pode-se especificar um dispositivo de microondas através de sua impedância complexa. Vários métodos têm sido desenvolvidos para medição desta impedância. Um deles, usando a técnica de linha fendida [1.1], não requer um sistema complexo, mas tem como desvantagem a existência de partes móveis, ajuste crítico da sonda sensora, etc.

Uma outra técnica para a determinação de impedâncias complexas é o método do voltímetro vetorial [1.2], que tem a vantagem de não possuir partes móveis mas necessita um sistema heteródino de conversão de freqüência, mais complexo e custoso.

O analisador de redes [1.1] é capaz de medir os parâmetros de espalhamento (e, portanto, impedâncias) de dispositivos de uma ou duas portas para distintas condições de trabalho e de freqüências de operação. Pode operar em uma ampla faixa dinâmica e requer um sistema de conversão de freqüências, que são sistemas de custo significativo.

Uma técnica recente de medição de impedâncias utiliza o analisador de redes com uma detecção homódina [1.3], que permite obter uma ampla faixa dinâmica com um estágio de RF simplificado. A necessidade do uso de um defasador extremamente preciso é uma desvantagem deste método.

A opção selecionada neste trabalho, para a medição de impedâncias complexas, envolve o uso de um dispositivo de seis portas (D7P) [1.4]-[1.5] que possui as vantagens de não ter partes móveis nem necessitar de conversão de freqüências, constituindo-se em um sistema de baixo custo. No entanto, este sistema apresenta uma menor faixa dinâmica e uma menor faixa de freqüência diretamente utilizável, quando comparado com um analisador de redes comercial. Avanços recentes nesta área, utilizando um elemento que efetua operação de bifase e bimodulação [1.8], além de usar dois D6P, permite a obtenção dos parâmetros S de dispositivos de uma ou duas portas em tempo quase-real.

1.2. FINALIDADE DO TRABALHO

O objetivo deste trabalho é apresentar a implementação de um dispositivo de seis portas, utilizando a tecnologia de microfita, assim como todo o "hardware", o "software" necessários para que este conjunto funcione como um analisador automático de redes de uma porta. O "hardware" permite o interfaceamento entre o D6P e um microcomputador de 16 bits que, por isso, através de um "software" adequado, efetua as operações necessárias para a obtenção do valor desconhecido da impedância complexa acoplada à porta de teste do D6P.

1.3. ESTRUTURA DO TRABALHO

O trabalho desenvolvido está apresentado em seis capítulos.

No Capítulo 1 situa-se o tema tratado e explicitam-se os objetivos e estrutura deste trabalho.

No Capítulo 2 apresenta-se um estudo do D6P, que inclui um método de calibração necessário para seu uso como medidor de impedâncias complexas.

O Capítulo 3 apresenta, com detalhes, todo o "hardware" implementado, que inclui D6P, circuitos detectores, amplificadores, sistema de conversão A/D e interface paralela com o microcomputador de 16 bits.

O Capítulo 4 apresenta a forma de se utilizar o "software" desenvolvido, assim como as telas de vídeo geradas pela execução dos programas computacionais. O programa desenvolvido manipula, além disso, todas as equações necessárias para efetuar a leitura dos sinais provenientes do D6P, modelagem dos circuitos detectores, calibração do D6P e obtenção de nível de erros envolvidos.

No Capítulo 5 apresentam-se os resultados obtidos com o "hardware" e "software" descritos nos capítulos anteriores, assim como uma confrontação desses resultados com os equivalentes, obtidos com um analisador de redes comercial.

O Capítulo 6 apresenta as conclusões deste trabalho e sugere algumas melhorias possíveis no sistema desenvolvido.

1.4 REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

[1.1] Stephen F. Adam, Microwave Theory and Applications, Hewlett Packard Company, Prentice-Hall, New Jersey, 1969.

[1.2] G.H.Bryant, Principles of Microwave Measurements, Peter Peregrinus,London, 1988.

[1.3] H.J.Eul e B.Schiek, "A Self-Calibration Concept for Establishing the Complex Measurement Ability of Homodyne Network Analyzers", IEEE Trans. on MTT, vol. MTT-38, nº 3, pp. 284-289, março 1990.

[1.4] W.J.Duffin, "Three-Probe Method of Impedance Measurement", Wireless Engineer, pp. 317-320, dezembro 1952.

[1.5] P.F.S.Rodrigues, Sobre um Método Automático de Medida de Impedâncias em Microondas, Dissertação de Mestrado, EPUSP, 1976.

[1.6] G.F.Engen, "The Six-Port Reflectometer: An Alternative Network Analyzer", IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. MTT-25, nº 12, pp. 1075-1080, dezembro 1977.

[1.7] A.J.B.de Oliveira, A.C.B.da Rocha, M.C.F.da Silva e Odilon M.C.P. Fº, "A New Version of a 6-Port Reflectometer", Proc. 1987 SBMO International Microwave Symposium, vol. II, pp. 1053-1058, julho 1987.

[1.8] S.R.Judah e A.S.Wright, "A Dual Six-Port Automatic Network Analyzer Incorporating a Biphase-Bimodulation Element", IEEE Trans. on MTT, vol. MTT-38, nº 3, pp. 238-244, março 1990.

CAPÍTULO 2

TEORIA DE DISPOSITIVO DE SEIS PORTAS

2.1 - A LINHA DE TRANSMISSÃO COM UMA SONDA EXPLORATÓRIA

Apresenta-se, na Fig. 2.1, uma linha de transmissão de impedância característica Z_0, alimentada por um gerador no plano de referência π_g, e, no extremo oposto, carregada por uma impedância Z_c. No plano π_c, da carga, encontram-se as ondas incidente (b_c) e refletida (a_c) nesta carga.

Também, no plano π_i, mostra-se um sensor para explorar os campos magnético (corrente) e elétrico (tensão) nesse plano.

A corrente e a tensão ao longo da linha de transmissão são funções da posição (x) e do tempo (t), e, para uma excitação senoidal, a tensão e a corrente instantânea expressam-se (Ref.[2.1]), como:

$$v(x,t) = R_e[V(x)\ \exp(j\omega t)] \tag{2.1}$$

$$i(x,t) = R_e[I(x)\ \exp(j\omega t)] \tag{2.2}$$

onde V(x) e I(x) representam o fasor tensão e o fasor corrente, ao longo da linha de transmissão, que são quantidades complexas, ω é a freqüência angular fornecida pela fonte, $j = \sqrt{-1}$ e $R_e[\cdot]$ indica a operação de obter a parte real da expressão entre colchetes.

Da teoria de linhas de transmissão, as equações diferenciais satisfeitas por V(x) e I(x) são:

$$\frac{d^2V(x)}{dx^2} - \gamma^2\ V(x) = 0 \tag{2.3}$$

$$\frac{d^2I(x)}{dx^2} - \gamma^2\ I(x) = 0 \tag{2.4}$$

onde γ é a constante de propagação na linha de transmissão.

Supondo uma linha de transmissão uniforme, as soluções gerais das eqs.(2.3) e (2.4) são:

$$V(x) = V^+(x) + V^-(x) = A\ \exp(-\gamma x) + B\ \exp(\gamma x) \tag{2.5}$$

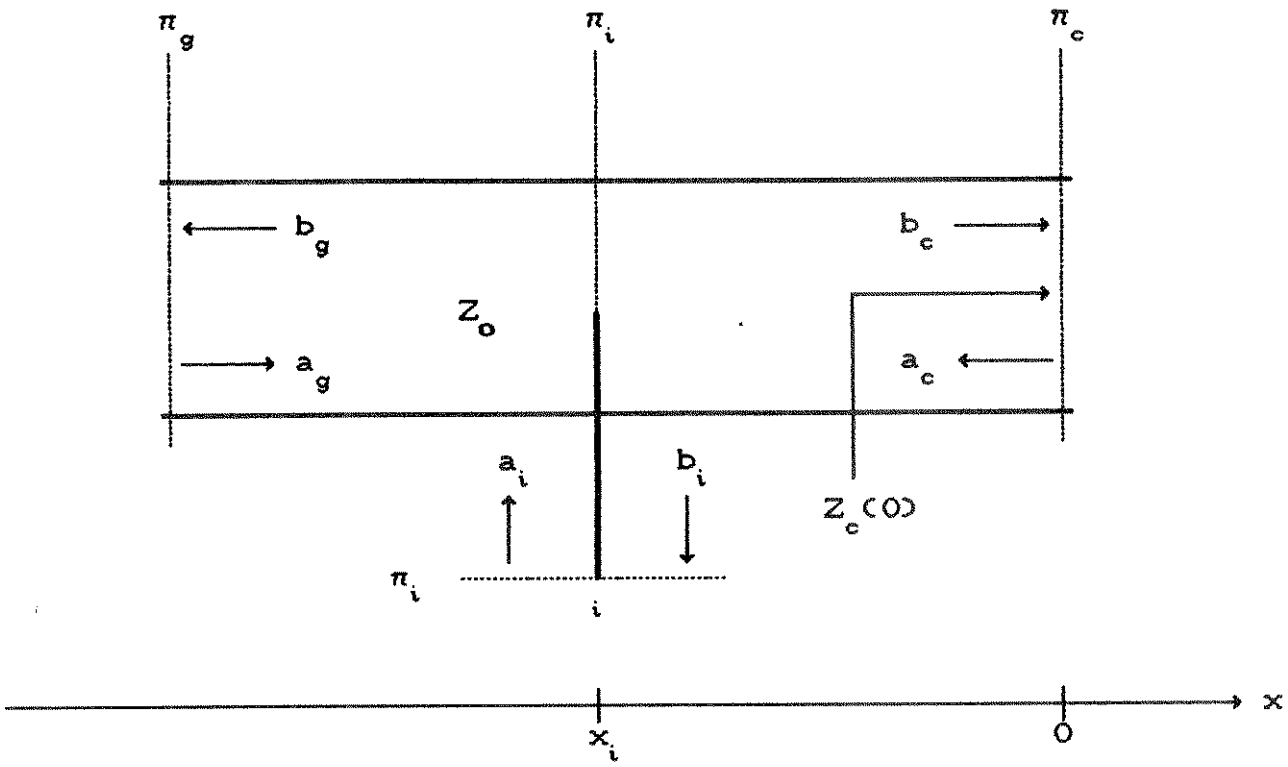


Fig. 2.1 Linha de transmissão com sensor no plano π_i : convenções e notação.

$$I(x) = I^{+}(x) - I^{-}(x) = \frac{A}{Z_0} \exp(-\gamma x) - \frac{B}{Z_0} \exp(\gamma x) \quad (2.6)$$

onde:

$$\gamma = \alpha + j\beta = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)} \quad [m^{-1}] \quad (2.7)$$

α = constante de atenução $[N_p/m]$ (2.8)

β = constante de fase [rd/m] (2.9)

R = resistência dos condutores por unidade de comprimento [Ω/m] (2.10)

G = condutância do dielétrico entre os condutores por unidade de comprimento [S/m] (2.11)

L = indutância da linha por unidade de comprimento [H/m] (2.12)

C = capacitância da linha por unidade de comprimento [F/m] (2.13)

$$Z_0 = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}}$$ = impedância característica da linha de transmissão [Ω] (2.14)

$V^{+}(x) = A \exp(-\gamma x)$ e $V^{-}(x) = B \exp(\gamma x)$ são, em geral, quantidades complexas que dependem das condições impostas nos terminais da linha e representam as ondas de tensão incidente e refletida.

As Eqs.(2.5) e (2.6) representam a tensão e a corrente na linha de transmissão como pares de ondas propagando-se em sentidos opostos, com velocidade de fase:

$$v_p = \frac{\omega}{\beta} \quad [m/s] \quad (2.15)$$

decrescendo em amplitude proporcionalmente às exponenciais:

$$|\exp(\pm\gamma x)| = \exp(\pm\alpha x) \tag{2.16}$$

sendo que:

$$\theta = \beta x \tag{2.17}$$

representa o comprimento elétrico de um trecho "x" da linha.

Define-se o coeficiente de reflexão de tensão, em uma posição genérica da linha como:

$$\Gamma(x) = \frac{\text{onda de tensão refletida na posição x}}{\text{onda de tensão incidente na posição x}} =$$

$$= \frac{B\exp(\gamma x)}{A\exp(-\gamma x)} = \frac{B}{A}\exp(2\gamma x) \tag{2.18}$$

Para $x = 0$, tem-se:

$$\Gamma(0) = \Gamma_C = \frac{B}{A} = \frac{a_c}{b_c} \tag{2.19}$$

A impedância de carga em um plano genérico é dada por:

$$Z_C(x) = \frac{V(x)}{I(x)} = Z_0\,\frac{1 + B/A\exp(2\gamma x)}{1 - B/A\exp(2\gamma x)} \tag{2.20}$$

Combinando (2.5) e (2.19), pode-se escrever:

$$V(x) = A\exp(-\gamma x)[1 + \Gamma_C\exp(2\gamma x)] \tag{2.21}$$

e usado a notação:

$$\Gamma_C = |\Gamma_C|\exp(j\phi_C) \tag{2.22}$$

tem-se:

$$V(x) = A \exp(-\gamma x)[1 + |\Gamma_C| \exp(j\phi_C + 2\gamma x)] \quad (2.23)$$

Considerando a linha sem perdas, resulta:

$$\alpha = 0 \quad (2.24)$$

$$\gamma = j\beta \quad (2.25)$$

$$\beta = \omega\sqrt{LC} \quad (2.26)$$

$$v_p = 1/\sqrt{LC} \quad (2.27)$$

$$\lambda = v_p/f \quad (2.28)$$

$$Z_0 = \sqrt{L/C} \quad (2.29)$$

$$\therefore V(x) = A \exp(-j\beta x) \{1 + |\Gamma_C| \exp[j(\phi_C + 2\beta x)]\} \quad (2.30)$$

Tomando o circuito equivalente de Thévenin do sensor, visto em direção à linha de transmissão, como mostra a Fig. 2.2, com Z_{ci} sendo a impedância de carga do sensor instalado na porta "i", a potência dissipada (entregue) na impedância de carga Z_{ci} será:

$$P_i = R_e[Z_{ci}] \, |I|^2 \quad (2.31)$$

$$P_i = R_{ci} \frac{|V(x_i)|^2}{|Z_i + Z_{ci}|^2} \quad (2.32)$$

onde:

$Z_i = R_i + jX_i$ = impedância equivalente de Thévenin do sensor (2.33)

$Z_{ci} = R_{ci} + jX_{ci}$ = impedância de carga do sensor (2.34)

A máxima transferência de potência para Z_{ci} produz-se quan

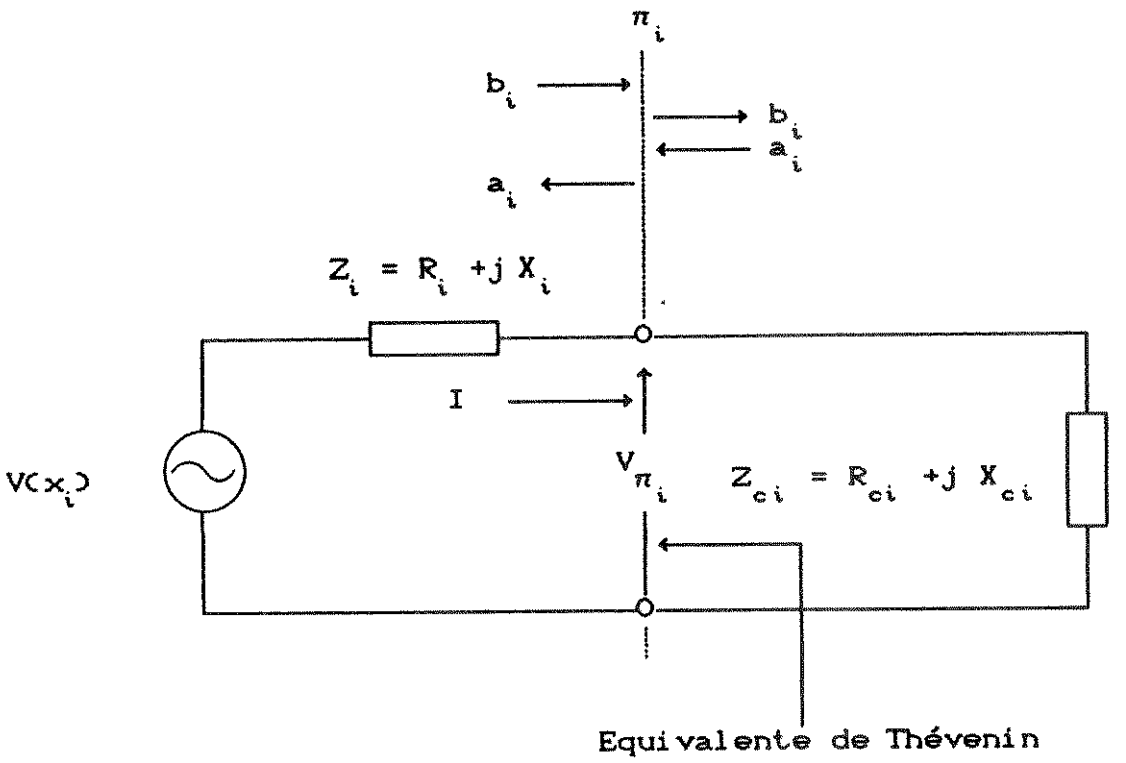


Fig. 2.2 Equivalente de Thévenin do sensor, visto no plano π_i.

do as impedâncias expressas em (2.33) e (2.34) são uma complexa conjugada da outra; neste caso (2.32) reduz-se para:

$$P_i = \frac{|V(x_i)|^2}{4\ R_i} \tag{2.35}$$

Em particular, para um sensor com gerador e carga casados, tem-se:

$$Z_i = \frac{Z_0}{2} \tag{2.36}$$

Para um caso geral, $x_i = x$, substituindo (2.30) na expressão (2.32), resulta:

$$P(x) = \frac{R_{ci}\ |A|^2}{|Z_i + Z_{ci}|^2}\ [1 + 2\ |\Gamma_c|\ \cos(\phi_C + 2\beta x) + |\Gamma_C|^2] \tag{2.37}$$

e, lembrando que:

$$1 + \cos 2\ a = 2\ \cos^2 a \tag{2.38}$$

resulta:

$$P(x) = \frac{R_{ci}\ |A|^2}{|Z_i + Z_{ci}|^2}\ \left[(1 - |\Gamma_C|)^2 + 4|\Gamma_C|\ \cos^2\left(\frac{\phi_c}{2} + \beta x\right)\right] \tag{2.39}$$

As ondas incidentes e refletidas dentro da linha de transmissão produzem o fenômeno de onda estacionária de tensão e de corrente, apresentando máximos e mínimos, dependendo das impedâncias conectadas nos planos π_c e π_i.

O membro direito da Eq.(2.39) possui dois termos bem definidos, um constante, dado por:

$$\frac{R_{ci}\,|A|^2}{|Z_i + Z_{ci}|^2}\,(1 - |\Gamma_C|)^2 \tag{2.40}$$

e o outro oscilante, dado por:

$$\frac{4\,R_{ci}|A|^2\,|\Gamma_C|}{|Z_i + Z_{ci}|^2}\cos^2\left(\frac{\phi_c}{2} + \beta x\right) \tag{2.41}$$

Na Fig. 2.3 mostram-se alguns exemplos de formas de ondas estacionárias correspondentes à Eq.(2.39).

Os mínimos de P_i ocorrem para:

$$\beta x = (2\,k+1)\,\frac{\pi}{2} - \frac{\phi_c}{2} \qquad k = 0,1,2,\ldots \tag{2.42}$$

com valor de

$$P_{i,min} = \frac{R_{ci}\,|A|^2}{|Z_i + Z_{ci}|^2}\,(1 - |\Gamma_C|)^2 \tag{2.43}$$

Os máximos de P_i ocorrem para:

$$\beta x = k\pi - \frac{\phi_c}{2} \qquad k = 0,1,2,\ldots \tag{2.44}$$

com valor de:

$$P_{i,max} = \frac{R_{ci}\,|A|^2}{|Z_i + Z_{ci}|^2}\,(1 + |\Gamma_C|)^2 \tag{2.45}$$

Empregando as Eqs.(2.43) e (2.45), tem-se a relação de onda estacionária de tensão:

$$VSWR = \sqrt{\frac{P_{i,max}}{P_{i,min}}} = \frac{1 + |\Gamma_C|}{1 - |\Gamma_C|} \tag{2.46}$$

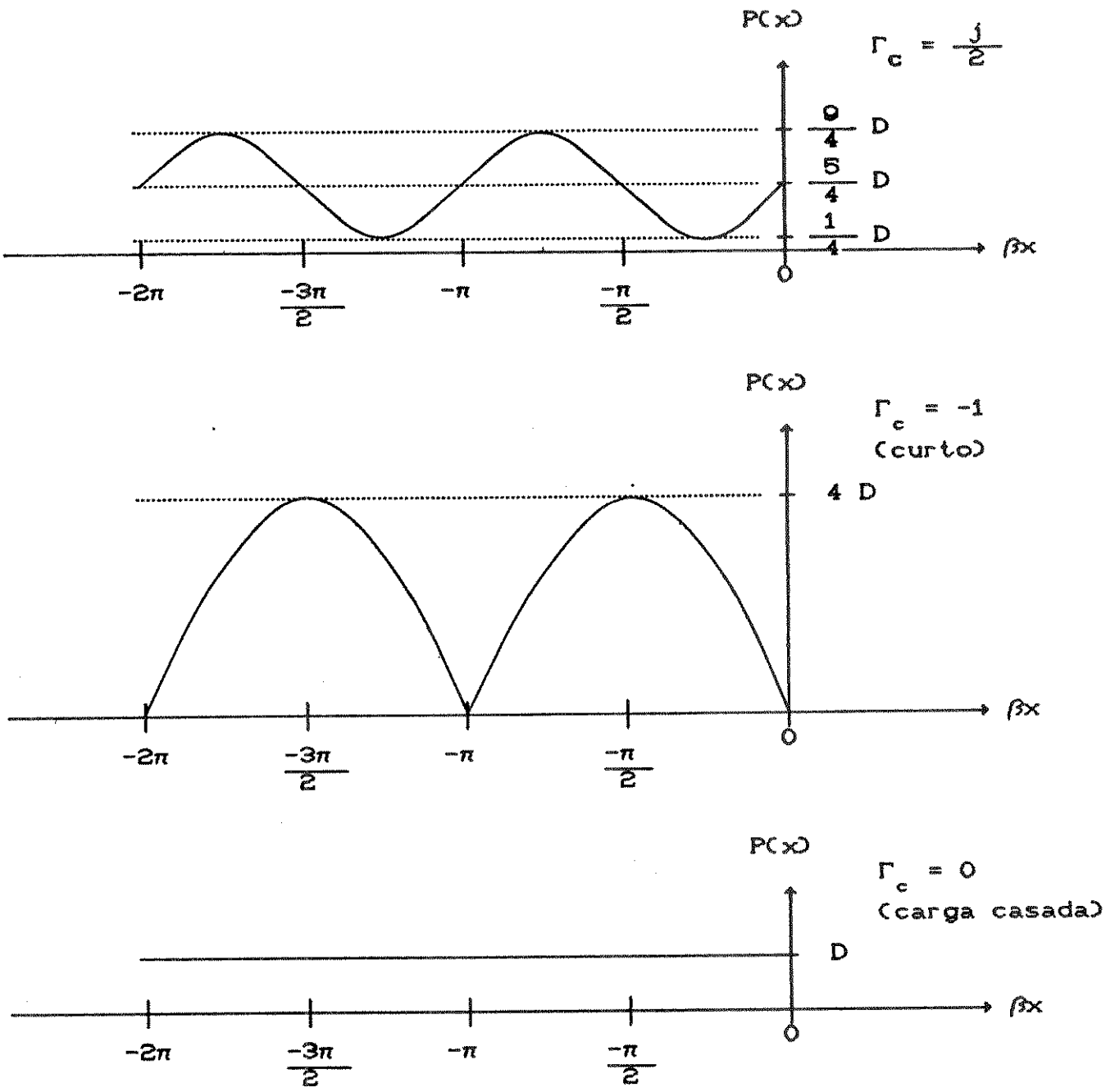


Fig. 2.3 Exemplos de distribuição de potências em função do comprimento elétrico, para três tipos de impedâncias de carga. Fez-se $D = R_{ci} |A|^2 / (Z_i + Z_{ci})^2$.

Da Ref.[2.1] tem-se:

$$a(x) = \frac{V^+}{\sqrt{Z_0}} = \frac{A}{\sqrt{Z_0}} \exp(-\gamma x) \tag{2.47}$$

$$b(x) = \frac{V^-}{\sqrt{Z_0}} = \frac{B}{\sqrt{Z_0}} \exp(\gamma x) \tag{2.48}$$

Usando a notação:

$$a_c = a(0) = \frac{A}{\sqrt{Z_0}} \qquad \text{e} \qquad b_c = b(0) = \frac{B}{\sqrt{Z_0}} \tag{2.49}$$

pode-se reescrever (2.5) na forma:

$$V(x) = \sqrt{Z_0}\, a_c \exp(-\gamma x) + \sqrt{Z_0}\, b_c \exp(\gamma x) \tag{2.50}$$

No plano π_i do sensor ($x = x_i$), para o caso de linha de transmissão sem perdas ($\gamma = j\beta$), tem-se:

$$V(x_i) = \sqrt{Z_0}\, a_c \exp(-j\beta x_i) + \sqrt{Z_0}\, b_c \exp(j\beta x_i) \tag{2.51}$$

Retomando a Fig. 2.2, e utilizando os parâmetros de espalhamento generalizados (Ref.[2.2]), tem-se:

$$b_i = \frac{1}{2\sqrt{R_e[Z_i]}} (V_{\pi_i} - Z_i^* I) \tag{2.52}$$

onde V_{π_i} é a tensão existente no plano π_i.

Tem-se:

$$V_{\pi_i} = V(x_i) - Z_i I \tag{2.53}$$

$$I = V(x_i)/(Z_i + Z_{ci}) \tag{2.54}$$

Substituindo estas duas últimas expressões em (2.52), tem-se:

$$b_i = \frac{V(x_i)}{2\sqrt{R_e[Z_i]}} \left(1 - \frac{2\,R_e[Z_i]}{Z_i + Z_{ci}}\right) \tag{2.55}$$

Finalmente, substituindo $V(x_i)$, de (2.51), em (2.55):

$$b_i = \frac{\sqrt{Z_0}\left(1 - \dfrac{2\,R_e[Z_i]}{Z_i + Z_{ci}}\right)}{2\sqrt{R_e[Z_i]}} \left[a_c \exp(-j\,x_i) + b_c \exp(j\,x_i)\right] \tag{2.56}$$

que, de forma genérica, escreve-se:

$$b_i = M_i\, a_c + N_i\, b_c \tag{2.57}$$

onde, no caso, tem-se:

$$M_i = \frac{\sqrt{Z_0}}{2\sqrt{R_e[Z_i]}} \left[1 - \frac{2\,R_e[Z_i]}{Z_i + Z_{ci}}\right] \exp(-j\beta x_i) \tag{2.58}$$

$$N_i = \frac{\sqrt{Z_0}}{2\sqrt{R_e[Z_i]}} \left[1 - \frac{2\,R_e[Z_i]}{Z_i + Z_{ci}}\right] \exp(j\beta x_i) \tag{2.59}$$

O propósito do desenvolvimento matemático acima é mostrar que o fenômeno de onda estacionária, exclusivamente devido à carga instalada no plano π_c, pode ser explorado de uma forma ponto-a-ponto mediante o deslocamento do sensor "i", ao longo do comprimento da linha de transmissão medindo-se a potência emergente pela porta "i" (via parâmetro b_i).

Isto nos leva à intuição de, com uma quantidade adequada de sensores exploradores, ligados convenientemente na linha de transmissão, pode-se obter informação suficiente para reconstruir o desejado valor da carga, caracterizada por (2.22), medindo-se as potências em cada sensor, cujos valores são dados pela Eq.(2.39)

A expressão (2.56) mostra que pode-se relacionar a potência absorvida pela porta sensora "i", com as características da impedância de carga (Z_c) instalada no final da linha de transmissão. Notar que a análise feita considera desprezível o carregamento da linha de transmissão pela porta sensora.

2.2 - INTERPRETAÇÃO GRÁFICA DO DISPOSITIVO DE SEIS PORTAS

Como visto na Eq.(2.57), qualquer sensor inserido em uma linha de transmissão mede uma combinação linear das ondas presentes na carga complexa, a_c e b_c, onde:

a_c e b_c são amplitudes complexas (2.60)

N_i e M_i são as constantes complexas da combinação linear (2.61)

Estas duas constantes complexas (2.61) são determinadas pelo tipo da linha e do sensor, sendo particular de cada sistema.

Portanto, se medirmos, na porta "i", a grandeza "b_i", isto implica na medição da amplitude e da fase da mesma, o que nos conduz a uma medição vetorial. Em microondas, medições de fase são um pouco complicadas.

Se em vez de medir a grandeza "b_i", medimos na porta "i", somente a potência emergente dela, estaremos realizando uma medição escalar, mais simples que a anterior.

A instalação de mais sondas, através da instalação de mais portas, nos levará ao dispositivo buscado. Para efeito didático, será analizado o efeito do acréscimo sucessivo de mais portas ao dis

positivo de três portas visto anteriormente (Fig. 2.1).

Em um dispositivo de quatro portas, como mostra a Fig. 2.4(a), instala-se na porta de entrada, porta "g", o gerador de sinais. Na porta da carga, porta "c", encontra-se a impedância incógnita a ser determinada. Nas portas 1 e 2, quando casadas, medem-se as grandezas b_1 e b_2, que, utilizando (2.57), podem ser expressas por:

$$b_i = M_i\, a_c + N_i\, b_c \quad , \quad i = 1,2 \tag{2.62}$$

Ao se medir a potência, implicitamente faz-se uma medida de amplitude, já que, para a porta "i", tem-se:

$$P_i = |b_i|^2 - |a_i|^2 = |b_i|^2 \left(1 - \left|\frac{a_i}{b_i}\right|^2\right) = K_i |b_i|^2 \tag{2.63}$$

onde:

$$K_i = 1 - |\Gamma_i|^2 \tag{2.64}$$

e Γ_i é o coeficiente de reflexão na n-ésima porta sensora.

Substituindo (2.62) em (2.63), resulta:

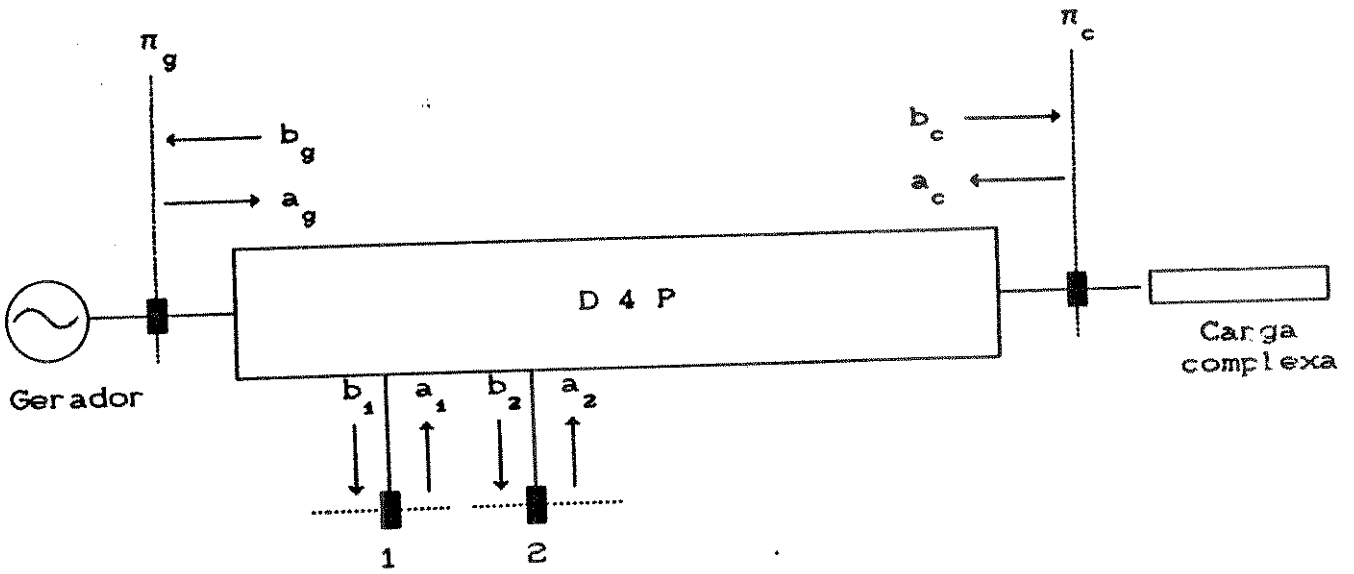
$$P_i = K_i |M_i\, a_c + N_i\, b_c|^2 \tag{2.65}$$

$$= K_i |M_i|^2\, |b_c|^2 \left|\frac{a_c}{b_c} + \frac{N_i}{M_i}\right|^2 \tag{2.66}$$

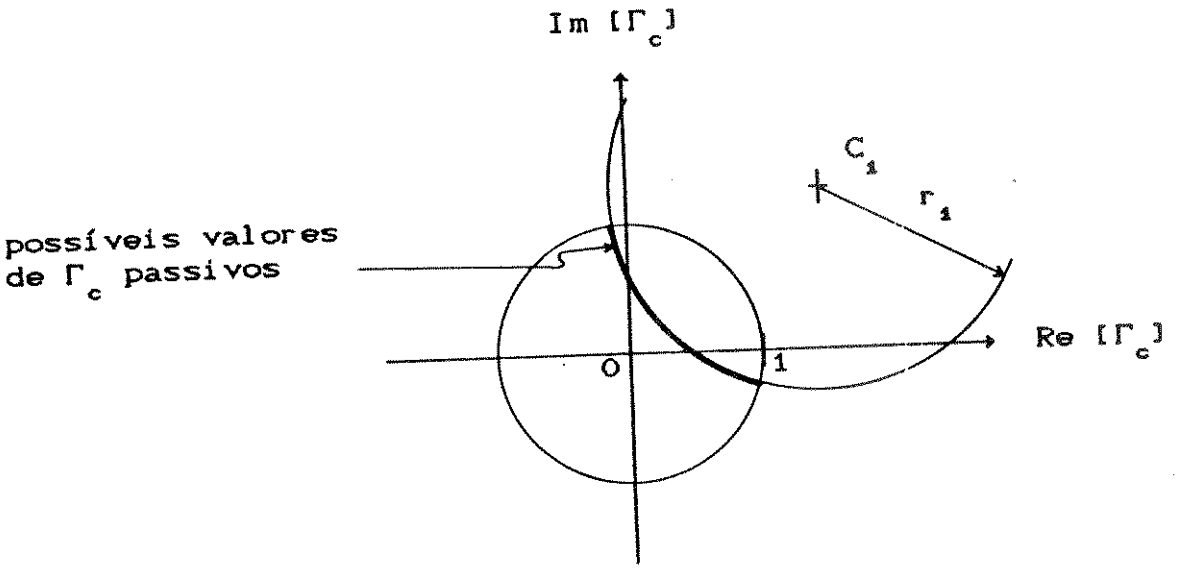
Usando a notação:

$$q_i = -\frac{N_i}{M_i} \tag{2.67}$$

e sabendo que $\Gamma_c = a_c/b_c$, então a expressão (2.66) fica na forma:



(a)



(b)

Fig. 2.4 Dispositivo de 4 portas (D4P)
(a) dispositivo.
(b) lugar geométrico de impedâncias no plano Γ_c.

$$P_i = A_i |b_c|^2 \, |\Gamma_c - q_i|^2 \quad , \quad i = 1,2 \tag{2.68}$$

onde:

$$A_i = K_i |M_i|^2 \tag{2.69}$$

Então, para o caso de um dispositivo de quatro portas, obtém-se:

$$P_1 = A_1 |b_c|^2 \, |\Gamma_c - q_1|^2 \tag{2.70}$$

$$P_2 = A_2 |b_c|^2 \, |\Gamma_c - q_2|^2 \tag{2.71}$$

onde:

$$|\Gamma_c| \leq 1 \tag{2.72}$$

A Eq.(2.72) caracteriza o tipo de coeficiente de reflexão a ser determinado, típico de circuitos passivos.

De (2.70) e (2.71) tem-se:

$$\frac{P_2}{P_1} = \frac{A_2}{A_1} \, \frac{|\Gamma_c - q_2|^2}{|\Gamma_c - q_1|^2} \tag{2.73}$$

que, em uma forma mais geral, fica:

$$D_i = B_i \, \frac{|\Gamma_c - q_i|^2}{|\Gamma_c - q_r|^2} \tag{2.74}$$

onde:

$$B_i = \frac{A_i}{A_r} \tag{2.75}$$

$$D_i = \frac{P_i}{P_r} \tag{2.76}$$

e "r" indica a porta tomada como referência e "i" corresponde, no ca

so, à outra porta de sensoreamento (r,i = 1,2 no presente caso).

Desenvolvendo (2.74), tem-se:

$$|\Gamma_c - q_r|^2 \frac{D_i}{B_i} = |\Gamma_c - q_i|^2$$

Chamando

$$E_i = \frac{D_i}{B_i} \tag{2.77}$$

tem-se:

$$\therefore (\Gamma_c - q_r)(\Gamma_c^* - q_r^*)E_i = (\Gamma_c - q_i)(\Gamma_c^* - q_i^*)$$

$$\therefore |\Gamma_c|^2 + \Gamma_c \left[\frac{q_i^* - E_i\, q_r^*}{E_i - 1}\right] + \Gamma_c^* \left[\frac{q_i - E_i\, q_r}{E_i - 1}\right] +$$

$$+ \frac{|q_r|^2 E_i - |q_i|^2}{E_i - 1} = 0 \tag{2.78}$$

Por outro lado, a equação de um círculo no plano complexo Γ_c com centro c_i e raio r_i, fica expressa na forma:

$$|\Gamma_c - c_i|^2 = r_i^2 \tag{2.79}$$

Desenvolvendo (2.79), obtém-se:

$$(\Gamma_c - c_i)(\Gamma_c - c_i)^* = r_i^2 \tag{2.80}$$

Efetuando a operação e ordenando convenientemente, resulta:

$$\Gamma_c\Gamma_c^* - \Gamma_c c_i^* - \Gamma_c^* c_i + c_i c_i^* = r_i^2 \tag{2.81}$$

$$\therefore |\Gamma_c|^2 - \Gamma_c c_i^* - \Gamma_c^* c_i + |c_i|^2 = r_i^2 \tag{2.82}$$

Comparando as expressões (2.82) e (2.78), tem-se:

$$c_i = \frac{E_i\, q_r - q_i}{E_i - 1} \tag{2.83}$$

e

$$r_i^2 = |c_i|^2 - \frac{|q_r|^2\, E_i - |q_i|^2}{E_i - 1} \tag{2.84}$$

Substituindo (2.83) em (2.84) e realizando algumas operações, tem-se:

$$r_i^2 = \frac{E_i}{|E_i - 1|^2}\, |q_r - q_i|^2 \tag{2.85}$$

Logo:

$$r_i = \sqrt{E_i}\, \left| \frac{q_r - q_i}{E_i - 1} \right| \tag{2.86}$$

Portanto, o lugar geométrico da expressão (2.78), no plano Γ_c, é mostrado na Fig. 2.5 e representa uma família de círculos, para $E_i \neq 1$, com centros em c_i, dados pela expressão (2.83), e raios r_i, dados por (2.86), ou uma reta (Ref. [2.3]), que bissecciona, de forma normal, a linha reta que une os pontos q_r e q_i, como mostra a Fig. 2.5.

Percebe-se que, se $0 < E_i < 1$, as curvas estão voltadas para q_i, ao passo que, se $E_i > 1$, elas estão voltadas para q_r.

Esclarecendo, para um dispositivo de quatro portas, o conjunto das Eqs. (2.70) a (2.72) descreve, no plano Γ_c, os possíveis valores da impedância incógnita, como mostra a Fig. 2.4(b). Nestas condições, não há um único valor de Γ_c, caso seja utilizado apenas aquele sistema de equações.

Vejamos, agora, um dispositivo de cinco portas, como apresentado na Fig. 2.6(a).

O conjunto de equações pertinentes será, agora, o seguinte:

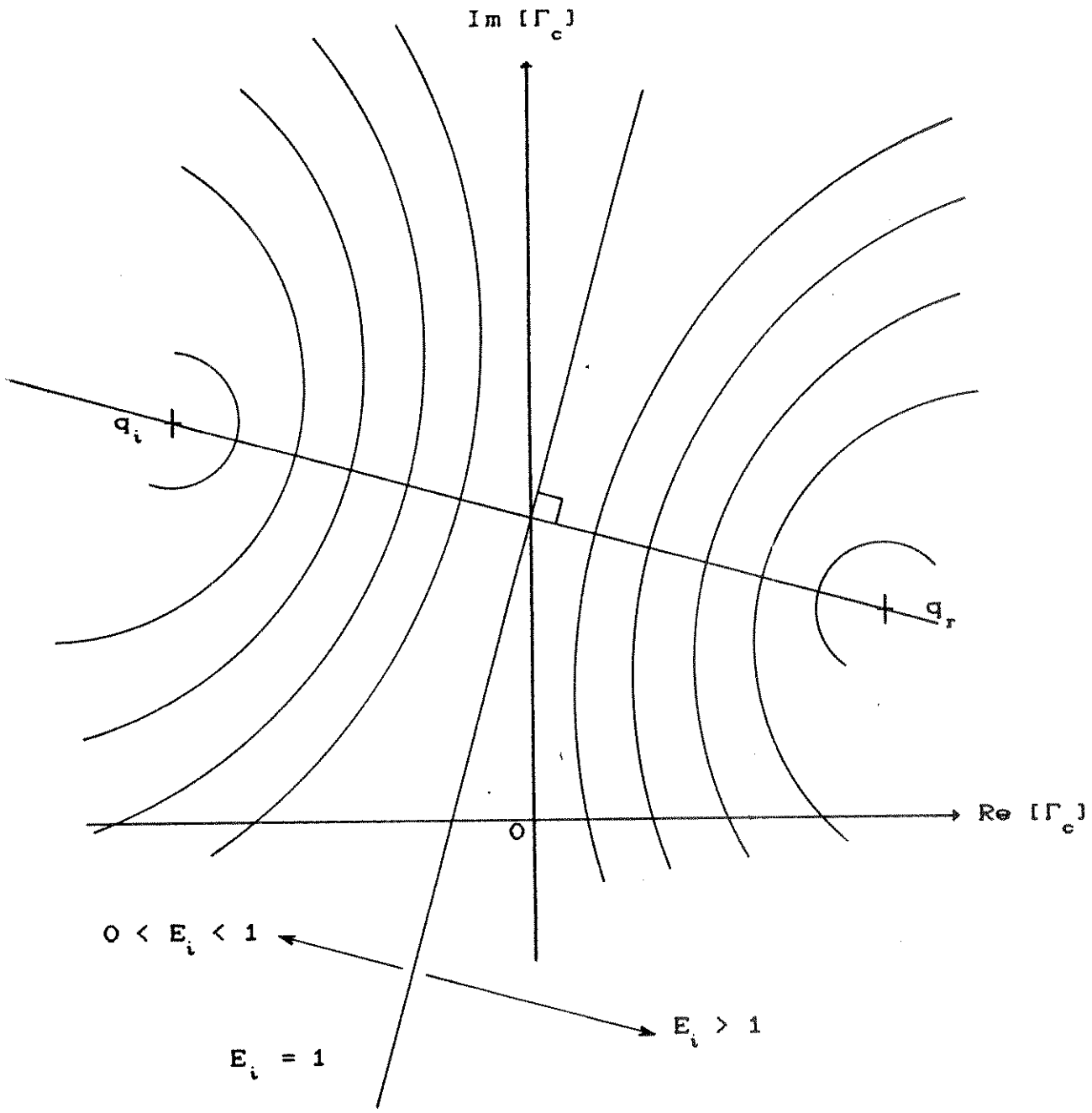


Fig. 2.5 Deslocamento dos círculos em função do valor E_i.

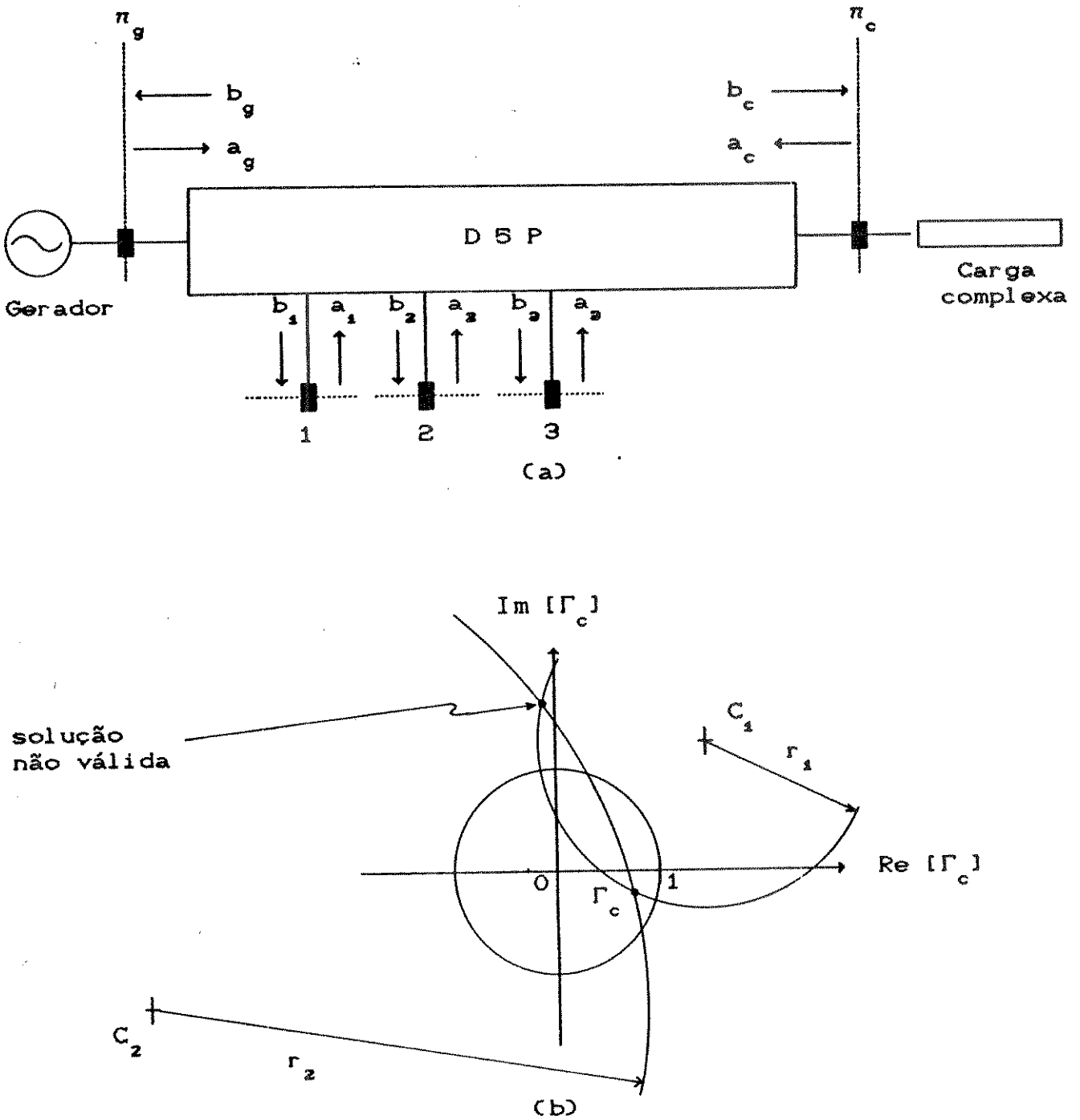


Fig. 2.6 Dispositivo de 5 portas (D5P)
(a) dispositivo.
(b) definição de um valor para Γ_c.

$$P_1 = A_1|b_c|^2 \, |\Gamma_c - q_1|^2 \tag{2.87}$$

$$P_2 = A_2|b_c|^2 \, |\Gamma_c - q_2|^2 \tag{2.88}$$

$$P_3 = A_3|b_c|^2 \, |\Gamma_c - q_3|^2 \tag{2.89}$$

que manipuladas da mesma forma que feito para o dispositivo de quatro portas, fornece as seguintes equações equivalentes a (2.74):

$$D_1 = B_1 \left| \frac{\Gamma_c - q_2}{\Gamma_c - q_1} \right|^2 \tag{2.90}$$

$$D_2 = B_2 \left| \frac{\Gamma_c - q_3}{\Gamma_c - q_1} \right|^2 \tag{2.91}$$

Para dispositivos passivos, deve-se, também, satisfazer a condição:

$$|\Gamma_c| \leq 1 \tag{2.92}$$

As Eqs.(2.90) e (2.91), nos fornecem duas soluções no plano complexo Γ_c, e, mediante a Eq.(2.92), determina-se uma única solução, como mostrado, em um caso típico, na Fig. 2.6(b).

Porém, caso haja duas soluções geometricamente possíveis dentro do círculo unitário, haverá uma ambiguidade na obtenção da solução fisicamente correta.

Vamos, agora, por último, analisar o dispositivo de seis portas, como mostrado na Fig. 2.7(a).

Neste caso, as equações equivalentes a (2.68) serão:

$$P_1 = A_1|b_c|^2 \, |\Gamma_c - q_1|^2 \tag{2.93}$$

$$P_2 = A_2|b_c|^2 \, |\Gamma_c - q_2|^2 \tag{2.94}$$

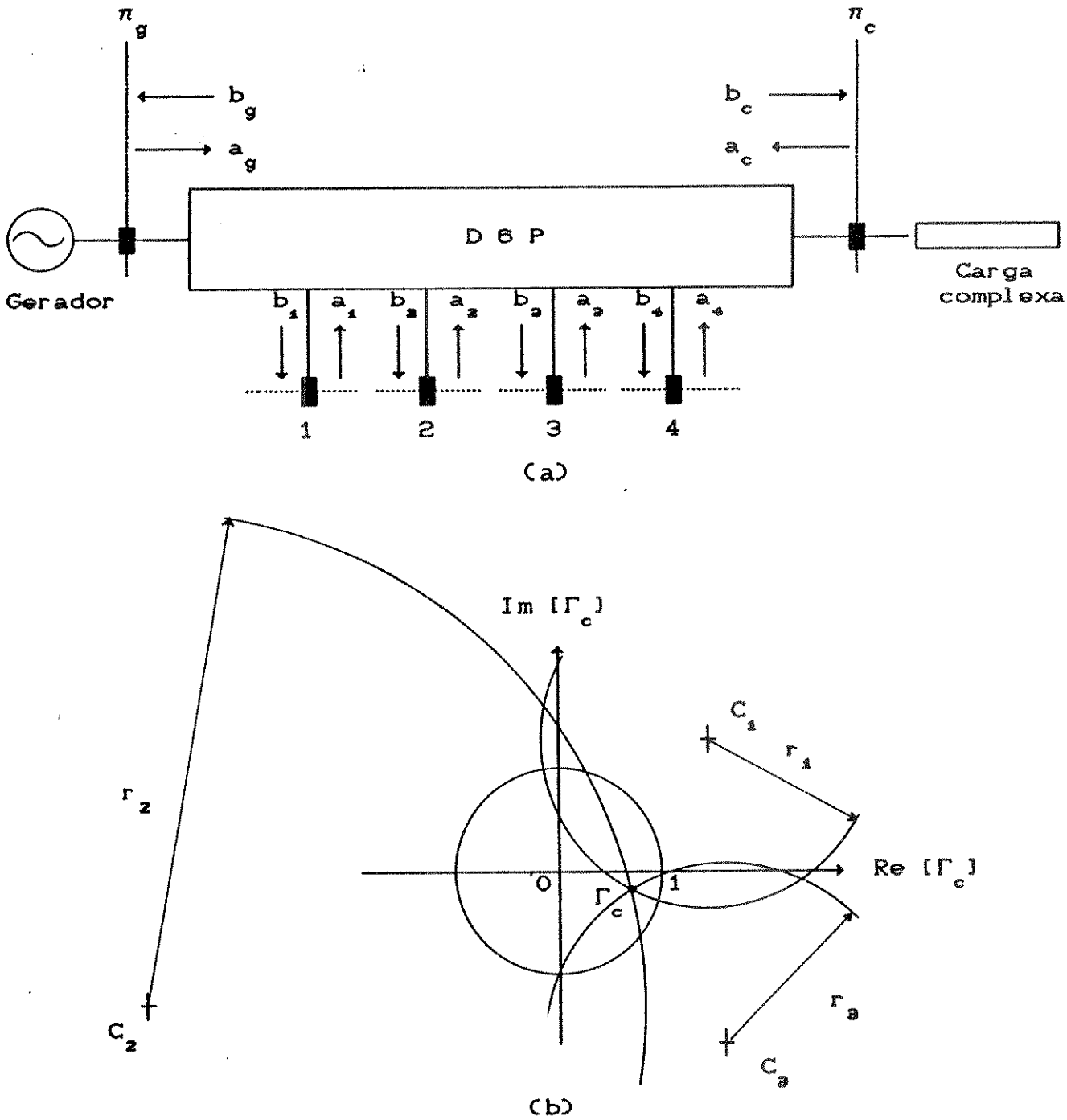


Fig. 2.7 Dispositivo de 6 portas (D6P)
(a) dispositivo.
(b) localização geométrica do valor de Γ_c.

$$P_3 = A_3|b_c|^2 \, |\Gamma_c - q_3|^2 \tag{2.95}$$

$$P_4 = A_4|b_c|^2 \, |\Gamma_c - q_4|^2 \tag{2.96}$$

A interpretação geométrica destas últimas quatro equações, para o dispositivo de seis portas, é mostrada na Fig. 2.7(b). Note , que neste caso, é possível, inclusive, a medição de coeficientes de reflexão com:

$$|\Gamma_c| > 1 \tag{2.97}$$

pela intersecção dos três círculos.

Na prática, devido a erros de medição, pode ocorrer que os três círculos da Fig. 2.7(b) não cruzem exatamente em um mesmo ponto. Posteriormente (seção 2.5) será introduzido um parâmetro específico para quantizar este tipo de erro.

Note, também, que um dispositivo com mais de seis portas não apresenta vantagens substanciais na determinação de Γ_c.

2.3 - CALIBRAÇÃO DO DISPOSITIVO DE SEIS PORTAS

A necessidade de calibrar o dispositivo de seis portas surge da observação das Eqs.(2.62) e (2.64), que podem ser escritas na forma:

$$P_1 = K_1|M_1 \, a_c + N_1 \, b_c|^2 \tag{2.98}$$

$$P_2 = K_2|M_2 \, a_c + N_2 \, b_c|^2 \tag{2.99}$$

$$P_3 = K_3|M_3 \, a_c + N_3 \, b_c|^2 \tag{2.100}$$

$$P_4 = K_4|M_4 \, a_c + N_4 \, b_c|^2 \tag{2.101}$$

que constituem um conjunto não linear de quatro equações.

Neste conjunto tem-se quatro incógnitas reais (K_i), e oito incógnitas complexas (M_i e N_i), tendo-se, no total, um conjunto de 20 incógnitas reais.

A calibração do dispositivo de seis portas será feita mediante o uso de cargas padrões, necessárias para determinar as 20 incógnitas mencionadas.

Cada padrão fornece um conjunto de quatro equações; então, para que o sistema (2.98) a (2.101) tenha solução, são necessárias , no mínimo, cinco cargas padrões de calibração.

Como o conjunto de equações, que descrevem o dispositivo de seis portas, são não-lineares, poder-se-ia usar uma solução iterativa, como o método de Newton [2.4]. Aqui será usado um método mais simples, na forma matricial e não iterativo, como o descrito na Ref. [2.5].

Considerando-se uma análise estacionária no tempo e manipulando-se as expressões (2.62) e (2.63), tem-se:

$$b_i = b_c \left(M_i \frac{a_c}{b_c} + N_i \right) \tag{2.102}$$

Como

$$\Gamma_c = \frac{a_c}{b_c} \tag{2.103}$$

substituindo (2.103) em (2.102):

$$b_i = b_c [\Gamma_c M_i + N_i] \tag{2.104}$$

Portanto:

$$|b_i|^2 = b_i \, b_i^*$$

$$= |b_c|^2 \, [|N_i|^2 + |M_i|^2 \, |\Gamma_c|^2 + M_i N_i^* \Gamma_c + M_i^* N_i \Gamma_c^*] \tag{2.105}$$

Usando as notações:

$$u = M_i N_i^* \Gamma_c + M_i^* N_i \Gamma_c^* \tag{2.106}$$

$$\Gamma_c = R_e[\Gamma_c] + jI_m[\Gamma_c] \tag{2.107}$$

resulta

$$u = M_i N_i^* (R_e[\Gamma_c] + jI_m[\Gamma_c]) + M_i^* N_i (R_e[\Gamma_c] - jI_m[\Gamma_c])$$

$$= (M_i N_i^* + M_i^* N_i) R_e[\Gamma_c] + (M_i N_i^* - M_i^* N_i) I_m[\Gamma_c] j \tag{2.108}$$

Tem-se, usando (2.105) e (2.108), que:

$$P_i = K_i |b_i|^2$$

$$= K_i |b_c|^2 [|N_i|^2 + |M_i|^2 \ |\Gamma_c|^2 + (M_i N_i^* + M_i^* N_i)$$

$$R_e[\Gamma_c] + (M_i N_i^* - M_i^* N_i) I_m[\Gamma_c] j] \quad , \quad i = 1,2,3,4 \tag{2.109}$$

Matricialmente, pode-se escrever:

$$\overline{P} = |b_c|^2 \ \overline{\overline{K}} \ \overline{\overline{L}} \ \overline{\Gamma} \tag{2.110}$$

onde

$$\overline{P} = \begin{bmatrix} P_1 \\ P_2 \\ P_3 \\ P_4 \end{bmatrix} \tag{2.111}$$

é o vetor de potências médias lidas nas quatro portas sensoras do dispositivo,

$$\overline{\overline{K}} = \begin{bmatrix} K_1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & K_2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & K_3 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & K_4 \end{bmatrix} \tag{2.112}$$

é a matriz de casamento das quatro portas de leitura,

$$\overline{\overline{L}} = \begin{bmatrix} |N_1|^2 & |M_1|^2 & (M_1N_1^* + M_1^*N_1) & (M_1N_1^* - M_1^*N_1)j \\ |N_2|^2 & |M_2|^2 & (M_2N_2^* + M_2^*N_2) & (M_2N_2^* - M_2^*N_2)j \\ |N_3|^2 & |M_3|^2 & (M_3N_3^* + M_3^*N_3) & (M_3N_3^* - M_3^*N_3)j \\ |N_4|^2 & |M_4|^2 & (M_4N_4^* + M_4^*N_4) & (M_4N_4^* - M_4^*N_4)j \end{bmatrix} \qquad (2.113)$$

é a matriz que contém os parâmetros M e N das expressões (2.98) a (2.101), e

$$\overline{\Gamma} = \begin{bmatrix} 1 \\ |\Gamma_c|^2 \\ R_e[\Gamma_c] \\ I_m[\Gamma_c] \end{bmatrix} \qquad (2.114)$$

é o vetor de carga que nos expressa as características do coeficiente de reflexão da carga complexa conectada na porta "C".

Define-se a matriz $\overline{\overline{C}}$, matriz quadrada 4 x 4, real, como a matriz de calibração do dispositivo:

$$\overline{\overline{C}} = \overline{\overline{K}}\ \overline{\overline{L}} \qquad (2.115)$$

Esta matriz de calibração, $\overline{\overline{C}}$, é a que deve ser obtida mediante o uso de cargas padrões, através de um procedimento de calibração.

Note que a matriz $\overline{\overline{C}}$ contém toda a informação do dispositivo medidor, através dos parâmetros complexos M e N, que estabelece de que forma as portas de leitura estão acopladas à porta de carga "C", que, por sua vez, depende da configuração física do dispositivo medidor de seis portas selecionado.

Observe que a matriz de calibração leva também em consideração, mediante os parâmetros K_i, os descasamentos das portas sensoras. Estes parâmetros teriam valor unitário se as portas sensoras estivessem casadas.

Também, observando a matriz $\overline{\overline{C}}$, percebe-se que o funcionamento do dispositivo é independente do casamento da porta "g" com o gerador de sinais. Isto fica evidenciado pelas expressões (2.98) a (2.101), já que elas são independentes das ondas incidentes e refletidas na porta do gerador.

Convém notar que uma dada matriz $\overline{\overline{C}}$ é válida, exclusivamente, para uma única freqüência, aquela para a qual foi realizada a calibração.

Combinando (2.110) com (2.115), tem-se:

$$\overline{P} = |b_c|^2 \, \overline{\overline{C}} \, \overline{\Gamma} \tag{2.116}$$

onde $|b_c|^2$ expressa o nível de potência incidente na carga complexa.

Isolando $\overline{\Gamma}$ resulta:

$$\overline{\Gamma} = \frac{1}{|b_c|^2} \, \overline{\overline{C}}^{-1} \, \overline{P} \tag{2.117}$$

Chamando

$$\overline{\overline{X}} = \overline{\overline{C}}^{-1} \tag{2.118}$$

e

$$\alpha = \frac{1}{|b_c|^2} \tag{2.119}$$

tem-se, substituindo (2.118) e (2.119) em (2.117):

$$\overline{\Gamma} = \alpha \, \overline{\overline{X}} \, \overline{P} \tag{2.120}$$

Identificando os termos do 1º e 2º membro desta última expressão matricial, obtém-se:

$$1 = \alpha \, \overline{X}_1 \, \overline{P} \tag{2.121}$$

$$|\Gamma_c|^2 = \alpha \, \overline{X}_2 \, \overline{P} \tag{2.122}$$

$$R_e[\Gamma_c] = \alpha \, \overline{X}_3 \, \overline{P} \tag{2.123}$$

$$I_m[\Gamma_c] = \alpha\ \overline{X}_4\ \overline{P} \tag{2.124}$$

onde $\overline{X}_i$ é a linha "i" da matriz $\overline{\overline{X}}$, para i = 1,2,3,4.

Isolando α da expressão (2.121) e substituindo-o nas Eqs. (2.122) e (2.124), tem-se:

$$|\Gamma_c|^2 = \frac{\overline{X}_2\ \overline{P}}{\overline{X}_1\ \overline{P}} \tag{2.125}$$

$$R_e[\Gamma_c] = \frac{\overline{X}_3\ \overline{P}}{\overline{X}_1\ \overline{P}} \tag{2.126}$$

$$I_m[\Gamma_c] = \frac{\overline{X}_4\ \overline{P}}{\overline{X}_1\ \overline{P}} \tag{2.127}$$

que nos permitem obter o módulo, a parte real e a parte imaginária do coeficiente de reflexão da impedância complexa inserida na porta "C".

Uma vez conhecida a matriz $\overline{\overline{C}}$ de calibração, para uma determinada freqüência, e $\overline{\overline{X}}$ através da Eq.(2.118), basta substituir, nas expressões (2.125) e (2.127), as potências lidas nas quatro portas do dispositivo para poder determinar a carga incógnita. Estas são as expressões usadas nos programas computacionais desenvolvidos para determinar a carga incógnita.

Como as expressões (2.125) a (2.127) utilizam quocientes de potências para a determinação de Γ_c, qualquer perturbação ocasionada nas potências lidas, especificada como:

$$\overline{P}_p = \overline{P}\ \delta \qquad \text{(potência perturbada)} \tag{2.128}$$

onde

$$\delta = (1 \pm \Delta), \text{ onde } \Delta \text{ é a variação proveniente do gerador, ou} \tag{2.129}$$

$$\delta = \alpha_p, \text{ onde } \alpha_p \text{ é um fator de escala de potência.}$$

o sistema ficará imune a esta perturbação. Isto pode ser visualizado substituindo a expressão (2.128) nas Eqs. (2.125) a (2.127), que leva à simplificação da perturbação "δ" nos numeradores e denominadores.

Em continuação, apresentaremos a técnica de calibração adotada para obter a matriz de calibração $\overline{\overline{C}}$, mediante o uso de cargas padrões.

Na Fig. 2.8 mostra-se o esquema do dispositivo de seis portas conectado aos cinco padrões,de forma sucessiva.

A Eq.(2.116), para cada padrão "K", pode ser escrita na forma:

$$\overline{P}_k = |b_{ck}|^2 \, \overline{\overline{C}} \, \overline{\Gamma}_k \tag{2.130}$$

onde

$$\overline{P}_k = \begin{bmatrix} P_{1k} \\ P_{2k} \\ P_{3k} \\ P_{4k} \end{bmatrix} \tag{2.131}$$

é o vetor das potências nas quatro portas sensoras para o padrão "K", e

$$\overline{\Gamma}_k = \begin{bmatrix} 1 \\ |\Gamma_k|^2 \\ R_e[\Gamma_k] \\ I_m[\Gamma_k] \end{bmatrix} \tag{2.132}$$

é o vetor que representa as características conhecidas do padrão "K".

Tomando a transposta da expressão (2.130), tem-se:

$$\overline{P}_k^t = |b_{ck}|^2 \, \Gamma_k^t \, \overline{\overline{C}}^t \tag{2.133}$$

Explicitando os termos de $\overline{P}_k^t$ e $\overline{\Gamma}_k^t$, obtém-se:

$$[P_{1k} \; P_{2k} \; P_{3k} \; P_{4k}] = |b_{ck}|^2 \; [1 \; |\Gamma_k|^2 \; R_e[\Gamma_k] \; I_m[\Gamma_k]] \overline{\overline{C}}^t \tag{2.134}$$

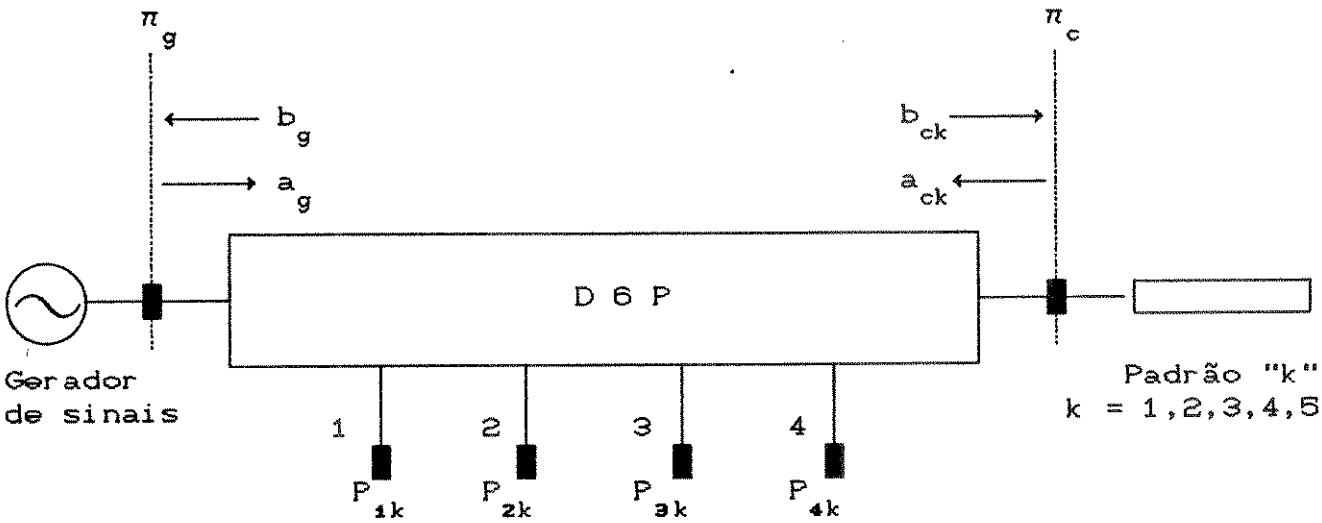


Fig. 2.8. Calibração do dispositivo de seis portas.

$$\therefore \quad \frac{1}{|b_{ck}|^2}\,\overline{P}_k^t = \overline{\Gamma}_k^t\,\overline{\overline{C}}^t \tag{2.135}$$

Fazendo:

$$\alpha_k = \frac{1}{|b_{ck}|^2} \tag{2.136}$$

obtêm-se:

$$\alpha_k\,\overline{P}_k^t = \overline{\Gamma}_k^t\,\overline{\overline{C}}^t \tag{2.137}$$

Combinando-se (2.137) para quatro padrões de calibração , tem-se:

$$\overline{\overline{V}}\;\overline{\overline{P}}_0 = \overline{\overline{G}}\;\overline{\overline{C}}^t \tag{2.138}$$

onde

$$\overline{\overline{V}} = \begin{bmatrix} \alpha_1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \alpha_2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \alpha_3 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \alpha_4 \end{bmatrix} \tag{2.139}$$

é a matriz que envolve os níveis de potência incidentes nos padrões de calibração,

$$\overline{\overline{P}}_0 = \begin{bmatrix} \overline{P}_1 \\ \overline{P}_2 \\ \overline{P}_3 \\ \overline{P}_4 \end{bmatrix} \tag{2.140}$$

é a matriz das potências, onde cada linha representa as potências lidas nas quatro portas, para cada padrão de calibração, e

$$\overline{\overline{G}} = \begin{bmatrix} 1 & |\Gamma_1|^2 & R_e[\Gamma_1] & I_m[\Gamma_1] \\ 1 & |\Gamma_2|^2 & R_e[\Gamma_2] & I_m[\Gamma_2] \\ 1 & |\Gamma_3|^2 & R_e[\Gamma_3] & I_m[\Gamma_3] \\ 1 & |\Gamma_4|^2 & R_e[\Gamma_4] & I_m[\Gamma_4] \end{bmatrix} \qquad (2.141)$$

é a matriz que caracteriza os padrões de calibração.

Multiplicando-se pela inversa de $\overline{\overline{V}}$ ambos os membros da expressão (2.138), tem-se:

$$\overline{\overline{P}}_0 = \overline{\overline{V}}^{-1} \; \overline{\overline{G}} \; \overline{\overline{C}}^t \qquad (2.142)$$

Portanto, as colunas de $\overline{\overline{P}}_0$ são combinações das colunas de $\overline{\overline{C}}^t$, por intermédio do produto $\overline{\overline{V}}^{-1} \; \overline{\overline{G}}$.

Logo, para a porta "i", tem-se:

$$\overline{P}^i = \overline{\overline{V}}^{-1} \; \overline{\overline{G}} \; \overline{C}_i^t \qquad (2.143)$$

onde

$$\overline{P}^i = \begin{bmatrix} P_{i1} \\ P_{i2} \\ P_{i3} \\ P_{i4} \end{bmatrix} \qquad (2.144)$$

é o vetor coluna composto pelas potências lidas na porta de leitura "i", para quatro padrões de calibração,

$$\overline{C}_i^t = \begin{bmatrix} C_{i1} \\ C_{i2} \\ C_{i3} \\ C_{i4} \end{bmatrix} \qquad (2.145)$$

é o vetor coluna que representa a linha "i" da matriz de calibração

C. Isolando este vetor, usando (2.143), tem-se:

$$\overline{C}_i^t = \overline{\overline{G}}^{-1}\ \overline{\overline{V}}\ \overline{P}^i \tag{2.146}$$

Se, nesta última expressão, aplicamos a propriedade seguinte

$$\begin{bmatrix} e & 0 & 0 & 0 \\ 0 & f & 0 & 0 \\ 0 & 0 & g & 0 \\ 0 & 0 & 0 & h \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a \\ b \\ c \\ d \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a & 0 & 0 & 0 \\ 0 & b & 0 & 0 \\ 0 & 0 & c & 0 \\ 0 & 0 & 0 & d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e \\ f \\ g \\ h \end{bmatrix} \tag{2.147}$$

onde a,b,c,d,e,f,g, e h são reais, a expressão (2.146) fica:

$$\overline{C}_i^t = \overline{\overline{G}}^{-1}\ \overline{\overline{P}}_i\ \overline{V} \tag{2.148}$$

onde

$$\overline{\overline{P}}_i = \begin{bmatrix} P_{i1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & P_{i2} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & P_{i3} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & P_{i4} \end{bmatrix} \tag{2.149}$$

$$\overline{V} = \begin{bmatrix} \alpha_1 \\ \alpha_2 \\ \alpha_3 \\ \alpha_4 \end{bmatrix} \tag{2.150}$$

A Eq. (2.148) mostra que as linhas da matriz de calibração $\overline{\overline{C}}$ podem ser determinadas obtendo-se o vetor $\overline{V}$, já que $\overline{\overline{G}}$ e $\overline{\overline{P}}_i$ são conhecidas via padrões.

Para resolver este problema (determinação de $\overline{V}$), recorre-se à quinta e última carga padrão.

Como feito anteriormente, pode-se escrever para a 5ª carga padrão, a relação:

$$\overline{P}_5 = |b_{c5}|^2 \, \overline{\overline{C}} \, \overline{\Gamma}_5 \tag{2.151}$$

onde

$$\overline{P}_5 = \begin{bmatrix} P_{15} \\ P_{25} \\ P_{35} \\ P_{45} \end{bmatrix} \tag{2.152}$$

é o vetor das potências nas quatro portas sensoras quando está presente a quinta carga padrão, caracterizada por $\overline{\Gamma}_5$:

$$\overline{\Gamma}_5 = \begin{bmatrix} 1 \\ |\Gamma_5|^2 \\ R_e[\Gamma_5] \\ I_m[\Gamma_5] \end{bmatrix} \tag{2.153}$$

Portanto, cada elemento do vetor $\overline{P}_5$ está relacionado com as linhas da matriz de calibração $\overline{\overline{C}}$, como segue:

$$P_{i5} = |b_{c5}|^2 \, \overline{C}_i \, \overline{\Gamma}_5 \tag{2.154}$$

Tomando a transposta na expressão (2.148) e substituindo na Eq.(2.154), obtém-se:

$$\alpha_5 \, P_{i5} = \overline{V}^t \, \overline{\overline{P}}_i [\overline{\overline{G}}^{-1}]^t \, \overline{\Gamma}_5 \tag{2.155}$$

onde

$$\alpha_5 = \frac{1}{|b_{c5}|^2} \tag{2.156}$$

$$\overline{\overline{P}}_i^t = \overline{\overline{P}}_i \tag{2.157}$$

Usando a notação:

$$[\overline{\overline{G}}^{-1}]^t \, \overline{\Gamma}_5 = \begin{bmatrix} m_1 \\ m_2 \\ m_3 \\ m_4 \end{bmatrix} \tag{2.158}$$

e substituindo (2.158) em (2.155), obtém-se, após desenvolvimento, as relações:

$$m_1 \, P_{i1} \, \alpha_1 + m_2 \, P_{i2} \, \alpha_2 + m_3 \, P_{i3} \, \alpha_3 + m_4 \, P_{i4} \, \alpha_4 = \alpha_5 \, P_{i5}$$

$$\text{para} \quad i = 1,2,3,4 \tag{2.159}$$

A expressão (2.159) é um sistema linear de quatro equações com as quatro incógnitas α_i ($i = 1,2,3,4$), que permitem determinar o vetor $\overline{V}$, já que as potências medidas, devidas aos cinco padrões, são conhecidas (P_{i1}, P_{i2}, P_{i3}, P_{i4}, P_{i5}), assim como os valores de m_1, m_2, m_3 e m_4.

Resumindo, os passos que precisam ser dados para obter a matriz de calibração $\overline{\overline{C}}$ são:

1. com as potências lidas nas portas do dispositivo de seis portas, devido aos padrões de calibração, e mediante a expressão (2.158), resolve-se o sistema linear para obter o vetor $\overline{V}$.
2. mediante a expressão (2.148), determinam-se as colunas da matriz de calibração $\overline{\overline{C}}$.

Uma vez calibrando o dispositivo em uma freqüência, instala-se na porta "C" do mesmo uma carga incógnita, e

3. Mediante as expressões (2.126) e (2.127), acha-se o valor numérico do coeficiente de reflexão da carga incógnita. Caso haja interesse no valor da impedância da carga incógnita (Z_L), pode-se usar a expressão

$$Z_L = Z_0 \, \frac{1 + \Gamma_c}{1 - \Gamma_c} \tag{2.160}$$

onde Z_0 é a impedância caracteristica da linha de trans

missão utilizada.

Outros métodos de calibração têm sido desenvolvidos,como, por exemplo, processos iterativos utilizando quatro padrões [2.6], [2.7] e utilizando uma solução linear com cinco padrões [2.8].

2.4. LIMITAÇÕES DO MÉTODO

A calibração descrita anteriormente terá êxito se o sistema de equações lineares dadas por (2.159) tiver solução.

Reconstruindo tal sistema de equações, tem-se:

$$\begin{bmatrix} m_1 P_{11} & m_2 P_{12} & m_3 P_{13} & m_4 P_{14} \\ m_1 P_{21} & m_2 P_{22} & m_3 P_{23} & m_4 P_{24} \\ m_1 P_{31} & m_2 P_{32} & m_3 P_{33} & m_4 P_{34} \\ m_1 P_{41} & m_2 P_{42} & m_3 P_{43} & m_4 P_{44} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \alpha_1 \\ \alpha_2 \\ \alpha_3 \\ \alpha_4 \end{bmatrix} = \alpha_5 \begin{bmatrix} P_{15} \\ P_{25} \\ P_{35} \\ P_{45} \end{bmatrix} \qquad (2.161)$$

onde

$$\begin{bmatrix} m_1 \\ m_2 \\ m_3 \\ m_4 \end{bmatrix} = \left\{ \begin{bmatrix} 1 & |\Gamma_1|^2 & Re[\Gamma_1] & I_m[\Gamma_1] \\ 1 & |\Gamma_2|^2 & R_e[\Gamma_2] & I_m[\Gamma_2] \\ 1 & |\Gamma_3|^2 & R_e[\Gamma_3] & I_m[\Gamma_3] \\ 1 & |\Gamma_4|^2 & R_e[\Gamma_4] & I_m[\Gamma_4] \end{bmatrix}^{-1} \right\}^t \begin{bmatrix} 1 \\ |\Gamma_5|^2 \\ R_e[\Gamma_5] \\ I_m[\Gamma_5] \end{bmatrix} \qquad (2.162)$$

Portanto, iremos analisar estas duas últimas equações a fim de descobrir as condições para que a calibração, descrita anteriormente, tenha êxito.

Com relação à expressão (2.161), deve-se ter, para os primeiros quatro padrões, o seguinte:

a) o dispositivo de seis portas não deve ter a mesma potência em portas distintas, porque assim, mesmo para padrões distintos, se produzirão linhas múltiplas escalares de outras.

Isto aconteceria para os chamados "Pontos Cegos" do DEP, em algumas freqüências, no caso ideal onde os detectores não carreguem a linha de transmissão. Estes pontos serão estudados no capítulo seguinte.

b) Não se devem escolher os quatro primeiros padrões que levem a leituras nulas numa mesma porta porque produzirão uma linha nula na matriz de calibração.

c) Não se devem usar padrões que levem a ter potências, nas quatro portas, múltiplas entre si, porque estas farão com que as colunas da matriz de coeficientes sejam uma múltipla da outra.
Isto acontece quando se usa, como outro padrão, um padrão já usado anteriormente, apenas inserindo-se, em adição, um atenuador.

Para a expressão (2.162), deve existir a inversa da matriz $\overline{\overline{G}}$. Para isto, deve-se ter, para os quatro primeiros padrões, que:

d) os padrões não devem ter todos os mesmos módulos ou mesmas partes reais ou as mesmas partes imaginárias, porque levariam a colunas iguais ou múltiplas umas das outras.

2.5. ERROS NOS COEFICIENTES DE CALIBRAÇÃO

Lembrando-se a expressão da matriz de calibração, dada por (2.115), uma linha genérica "i", da mesma, é expressa por:

$$\overline{C}_i = [K_i|N_i|^2 \quad K_i|M_i|^2 \quad K_i(M_iN_i^* + M_i^*N_i) \quad K_i(M_iN_i^* - M_i^*N_i)j] \tag{2.163}$$

Tem-se, relembrando a expressão (2.67):

$$q_i = -\frac{N_i}{M_i} \quad , \quad i = 1,2,3,4 \tag{2.164}$$

Isolando N_i desta última expressão e substituindo no vetor $\overline{C}_i$, tem-se, para cada coluna do mesmo, as seguintes expressões:

$$C_{i1} = K_i \, |M_i|^2 \, |q_i|^2 \tag{2.165}$$

$$C_{i2} = K_i \, |M_i|^2 \tag{2.166}$$

$$C_{i3} = K_i \, (-M_i M_i^* q_i^* - M_i^* M_i q_i) =$$

$$= K_i \, |M_i|^2 \, (-q_i^* - q_i) \tag{2.167}$$

$$C_{i4} = K_i \, (-M_i M_i^* q_i^* + M_i^* M_i q_i) j =$$

$$= K_i \, |M_i|^2 \, (-q_i^* + q_i) j \tag{2.168}$$

Agora, podemos expressar os pontos "q_i" do D6P da seguinte forma:

$$q_i = R_e[q_i] + j \, I_m[q_i] \tag{2.169}$$

Substituindo esta última expressão nas Eqs.(2.165) a (2.168), tem-se:

$$C_{i1} = K_i \, |M_i|^2 (R_e^{\,2}[q_i] + I_m^{\,2}[q_i]) \tag{2.170}$$

$$C_{i2} = K_i \, |M_i|^2 \tag{2.171}$$

$$C_{i3} = -2K_i \, |M_i|^2 \, R_e[q_i] \tag{2.172}$$

$$C_{i4} = -2K_i \, |M_i|^2 \, I_m[q_i] \tag{2.173}$$

Reconstruindo-se a expressão (2.169) a partir destas quatro últimas expressões, obtém-se:

$$q_i = \frac{C_{i3}}{-2C_{i2}} + j \, \frac{C_{i4}}{-2C_{i2}} \quad , \quad i = 1,2,3,4 \tag{2.174}$$

e também

$$|q_i|^2 = \frac{C_{i1}}{C_{i2}} \tag{2.175}$$

Em continuação, caracteriza-se um parâmetro de erro associável ao método de calibração apresentado.

Tomando-se o módulo da expressão (2.174) tem-se:

$$|q_i|^2 = \frac{C_{i3}^2}{4\,C_{i2}^2} + \frac{C_{i4}^2}{4\,C_{i2}^2} \tag{2.176}$$

Calculando a diferença entre as Eqs. (2.175) e (2.174), obtém-se a seguinte expressão de erro:

$$e_i = \frac{1}{4\,C_{i2}^2}\,[C_{i3}^2 + C_{i4}^2 - 4C_{i1}\,C_{i2}] \quad , \quad i = 1,2,3,4 \tag{2.177}$$

O erro total pode ser escrito na forma:

$$E_{tot} = \sum_{i=1}^{4} |e_i| \tag{2.178}$$

Quanto menor este erro, mais correto se apresenta o processo de calibração.

Pelo mostrado nas expressões (2.165) a (2.168), os pontos "q_i" do D6P fazem parte da matriz de calibração $\overline{\overline{C}}$ desenvolvida no item (2.3). Sabe-se que tal matriz é determinada para cada freqüência de trabalho; portanto percebe-se que há uma dependência dos pontos "q_i" com a freqüência.

Um trabalho recente [2.9], apresenta um D6P, cujos pontos "q_i" são praticamente invariantes para as freqüências de operação. O dispositivo é construído com acopladores direcionais e divisores de potência utilizando tecnologia de microfita.

2.6. REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

[2.1] G.H.Bryant, Principles of Microwave Measurements, Peter Peregrinus Ltd., London,1988.

[2.2] R.S.Carson, High-Frequency Amplifiers, John Wiley and Sons, 1975.

[2.3] P.I.Somlo e J.D.Hunter, Microwave Impedance Measurements, Peter Peregrinus Ltd., London,1985.

[2.4] L.B.Rall, Computation Solution of Nonlinear Operator Equations, John Wiley and Sons, 1969.

[2.5] F.M.Ghannouchi e R.G.Bosisio, "An Alternative Explicit Six-Port Matrix Calibration Formalism Using Five Standards", IEEE Trans. on MTT, Vol. MTT-36, nº 3, pp. 494-498, março 1988.

[2.6] S.P.Yeo e A.L.Ang, "Alternative Approach to the Calibration on Six-Port Reflectometers Using Four Standards", IEE Proc.H, Vol. 135, nº 5, pp. 353-355, outubro 1988.

[2.7] F.M.Ghannouchi e R.G.Bosisio, "The Six-Port Reflectometer and its Complete Calibration by Four Standards Terminations", IEE Proc.H, vol. 135, nº 4, pp. 285-288, agosto 1988.

[2.8] J.D.Hunter e P.I.Somlo, "An Explicit Six-Port Calibration Method using Five Standards", IEEE Trans. on MTT, MTT-33, nº 1, pp. 69-72, janeiro 1985.

[2.9] F.M.Ghannouchi, S. Wang e R.G.Bosisio, "A Preferred Frequency Balanced Six-Port Junction in Microstrip Line", III SBMO International Microwave Symposium, pp. 285-290, julho 1989.

CAPÍTULO 3

ANALISADOR AUTOMÁTICO DE IMPEDÂNCIAS: "HARDWARE"

3.1 - ESQUEMA GERAL E ORGANIZAÇÃO

Neste capítulo se dará ênfase à parte prática da tese, enfocando os problemas relacionados à implementação dos estágios necessários ao bom funcionamento do sistema.

Na Fig. 3.1, mostra-se um diagrama em blocos do sistema e suas interconexões.

Em continuação se fará uma breve descrição das partes básicas que constituem o sistema.

DISPOSITIVO DE SEIS PORTAS (D6P)

Este dispositivo foi implementado utilizando uma linha de transmissão do tipo microfita, cujo projeto será apresentado no item 3.2.1.

O D6P apresenta uma porta de entrada, onde insere-se o sinal de microondas e, na sua porta de saída, acopla-se a carga de impedância complexa desconhecida.

Na linha, acoplam-se quatro portas sensoras com o fim de tomar amostras das ondas incidentes e espalhadas pela carga, que viajam ao longo da linha e que irão permitir a caracterização da carga.

DETECTORES

Neste conjunto (4 detectores) utilizaram-se cristais semicondutores para a retificação dos sinais provenientes das portas sensoras do D6P convertendo-os em tensões contínuas para, em seguida, serem processadas.

O projeto deste estágio encontra-se detalhado no item 3.2.2.

CIRCUITO DE AQUISIÇÃO DE DADOS

Este circuito fornece informação, em código binário, para o sistema PC (microcomputador de 16 bits), das tensões contínuas forne

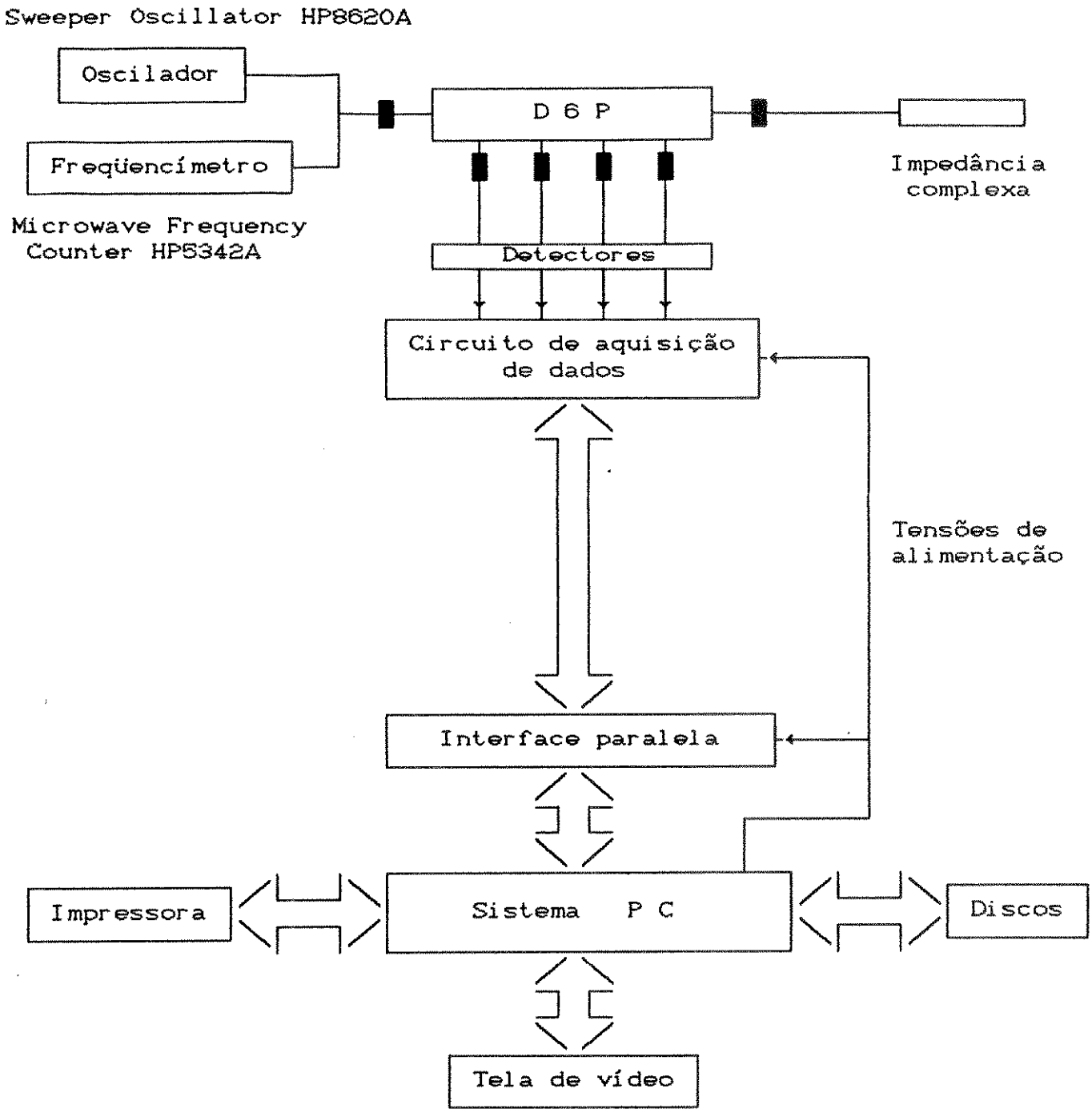


Fig. 3.1 Diagrama de blocos do sistema automático de medição de impedâncias.

cidas pelos detectores.

Neste estágio, estas tensões são amplificadas e entregues a um conversor A/D, do tipo de aproximações sucessivas, que as transformam em palavras digitais de 8 bits.

Este estágio é completamente alimentado pelas fontes de tensão, provenientes do microcomputador.

O projeto deste estágio é apresentado no item 3.2.4.

INTERFACE PARALELA

Este estágio efetua o acoplamento entre o sistema PC e o sinal de informação, em código binário, que permite caracterizar a impedância complexa.

A comunicação realizada entre o sistema PC e o mundo exterior é realizada, no caso, mediante um processamento paralelo da informação.

Este estágio é tratado em detalhes no item 3.2.3 e, também, é alimentado pelas fontes de tensão do microcomputador.

SISTEMA PC

É o microcomputador em si,que processa a informação em forma digital, fornecida pela interface, para, em seguida, determinar a impedância complexa ligada na porta de saída do D6P mediante um "software" adequado.

O sistema PC foi programado para fornecer informação via tela de vídeo e/ou impressora, o que permite um contato maior com o usuário.

OSCILADOR

É a fonte do sinal de microondas que opera na freqüência na qual se caracterizará a impedância complexa.

FREQÜENCÍMETRO

Utiliza-se para obter uma boa referência da freqüência de trabalho.

3.2 - SUBSISTEMAS

3.2.1 - PROJETO DA LINHA AMOSTRADA

Para a construção do dispositivo de seis portas (D6P), utilizou-se uma linha de transmissão do tipo microfita ("microstrip line"), cuja seção transversal mostra-se na Fig. 3.2, onde w é a largura da microfita, h é a altura da lâmina dielétrica e t é a espessura da metalização da microfita.

Em primeiro lugar, antes de se especificar onde serão instaladas as seis portas do D6P, deve-se calcular a largura w da microfita para uma impedância característica desejada da mesma, que foi escolhida igual a $Z_0 = 50\Omega$, já que é um valor normalizado para todos os equipamentos e dispositivos utilizados na prática.

Para sua construção empregou-se um substrato dielétrico da Keene [3.1], com as seguintes características mais relevantes:

$h = 1{,}524$ mm
$t = 0{,}01778$ mm
$\varepsilon_r = 2{,}55$ (constante dielétrica)

Wheeler [3.2], a partir do método da transformação conforme, obteve expressões para síntese e análise de microfitas. As expressões para síntese, que foram utilizadas, são:

$$\frac{w'}{h} = 8 \frac{\sqrt{\left[\exp\left(\frac{Z_0}{42{,}4}\sqrt{\varepsilon_r+1}\right)-1\right]\frac{7+4/\varepsilon_r}{11}+\frac{1+1/\varepsilon_r}{0{,}81}}}{\exp\left[\left(\frac{Z_0}{42{,}4}\sqrt{\varepsilon_r+1}\right)-1\right]} \qquad (3.1)$$

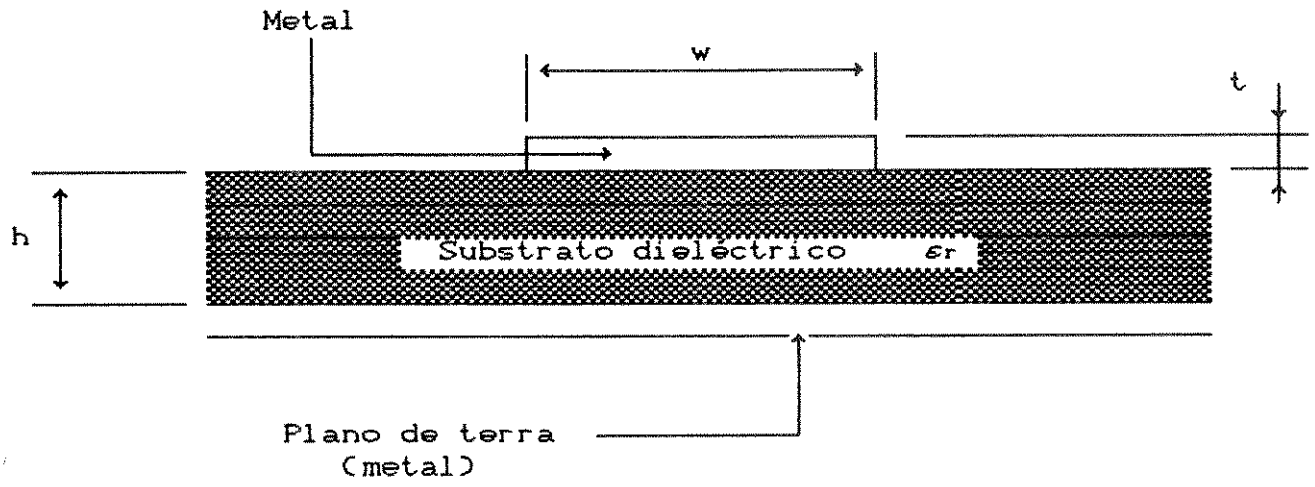


Fig. 3.2 Seção transversal da microfita.

UNICAMP
BIBLIOTECA CENTRAL

$$\Delta w' = \frac{1 + 1/\varepsilon_r}{2} \Delta w \tag{3.2}$$

$$\Delta w = \frac{t}{\pi} \ln \frac{4 \exp(1)}{\sqrt{\left(\frac{t}{h}\right)^2 + \left(\frac{1/\pi}{(w'/t - 0{,}26)}\right)^2}} \tag{3.3}$$

$$w = w' - \Delta w' \tag{3.4}$$

Segundo o autor, estas expressões apresentam um erro menor que 2%.

Em continuação, calcula-se a largura "w" da microfita, segundo as especificações dadas.

Da expressão (3.1), com Z_0, ε_r e h, obtém-se:

$$w = 4{,}22255 \text{ mm} \tag{3.5}$$

Da expressão (3.3), utilizando t e h, calcula-se:

$$\Delta w = 0{,}03865 \text{ mm} \tag{3.6}$$

Da expressão (3.2), com Δw dado por (3.6), calcula-se:

$$\Delta w' = 0{,}02690 \text{ mm} \tag{3.7}$$

E, finalmente, com w' e $\Delta w'$, utilizando (3.4), tem-se:

$$w = 4{,}198 \text{ mm} \tag{3.8}$$

que é a largura física da microfita procurada.

Por outro lado, como o meio dielétrico não é homogêneo, calculou-se a constante dielétrica efetiva (Ref.[3.3]), mediante a expressão:

$$\varepsilon_{ef} = \left[\frac{Z_0(\varepsilon_r = 1)}{Z_0}\right]^2 \tag{3.9}$$

Para isto utilizou-se a expressão de análise de Wheeler:

$$Z_0 = \frac{42,4}{\sqrt{\varepsilon_r + 1}} \ln \left\{ 1 + \left(\frac{4h}{w'}\right) \left[\left(\frac{14 + 8/\varepsilon_r}{11} \right) \left(\frac{4h}{w'}\right) + \sqrt{\left(\frac{14 + 8/\varepsilon_r}{11} \right)^2 \left(\frac{4h}{w'}\right)^2 + \frac{1 + 1/\varepsilon_r}{2} \pi^2} \right] \right\} \qquad (3.10)$$

Da expressão (3.10), com $\varepsilon_r = 1$, h e w', calcula-se:

$$Z_0(\varepsilon_r = 1) = 72,74\,\Omega \qquad (3.11)$$

e, mediante (3.9), junto com $Z_0 = 50\Omega$, calcula-se:

$$\varepsilon_{ef} = 2,12 \qquad (3.12)$$

Uma observação importante a fazer é que as equações apresentadas acima não prevêm variação com a freqüência. Tanto Z_0 como ε_{ef} variam com a freqüência devido ao caráter dispersivo do modo de propagação quase-TEM, existente na microfita.

No entanto, a dispersão é apreciável apenas a partir dos 10 GHz, valor que não iremos empregar.

Existem fórmulas para a correção de Z_0 e ε_{ef} com a freqüência (Ref.[3.4] e [3.5]).

Com respeito à separação das pontas sensoras do D6P, deve-se ter em consideração que o fenômeno de onda estacionária na microfita repete-se,idealmente, a meio comprimento de onda guiado. Neste sentido, para se ter uma separação "S" uniforme, entre "n" portas sensoras,para a freqüência "f_0" de projeto, optou-se por utilizar a seguinte expressão:

$$S = \frac{\lambda g}{2n} \qquad [m] \qquad (3.13)$$

onde λg representa o comprimento de onda guiado na freqüência de pro

jeto.

Quando a freqüência de operação "f" aumenta, a separação "S'" entre pontas sensoras também aumenta segundo a lei:

$$S' = \frac{\lambda g}{2n} \quad \frac{f[GHz]}{f_0[GHz]} \qquad [\lambda g] \tag{3.14}$$

No protótipo desenvolvido, o D6P utilizou quatro portas sensoras e, mediante a expressão (3.13), calculou-se a separação das mesmas:

$$S = \frac{\lambda g}{8} \qquad [m] \tag{3.15}$$

que pode ser expressa na forma:

$$S[m] = \frac{1}{8} \lambda g = \frac{1}{8} \quad \frac{v_g[m/s]}{f_0[Hz]}$$

$$= \frac{1}{8} \quad \frac{C[m/s]}{\sqrt{\varepsilon_{ef}}\ f_0[Hz]} \tag{3.16}$$

onde:

v_g = velocidade do sinal na microfita

$C = 3 \times 10^8$ m/s é a velocidade do sinal no espaço livre

Portanto:

$$S = \frac{3}{80} \quad \frac{1}{\sqrt{\varepsilon_{ef}}\ f_0[GHz]} \qquad [m] \tag{3.17}$$

Escolheu-se uma freqüência de projeto de:

$$f_0 = 1{,}5 \text{ GHz} \tag{3.18}$$

Substituindo (3.18) e (3.12) em (3.17), tem-se:

$$S = 0{,}01718 \text{ m} \tag{3.19}$$

Na Fig. 3.3 detalha-se o "lay-out" empregado no D6P, indicando dimensões em mm. Nota-se que o comprimento total da microfita é de 85,9 mm. Apresenta-se, nesta figura, apenas as ligações associadas a uma porta sensora, por simplicidade (na realidade as mesmas ligações repetem-se nas demais portas sensoras).

Com respeito à construção da microfita, é importante ter em conta que,no processo de corrosão de camadas de cobre sobre substratos dielétricos, as áreas corroídas de cobre ficam menores que as máscaras utilizadas, resultando em formas irregulares, como se pode apreciar no esquema aproximado da Fig. 3.4(a).

Portanto, para obter uma largura "w" da microfita, segundo sugestão do Laboratório de Eletrônica e Dispositivos (LED), a largura da máscara para a corrosão deverá ser:

$$w_1 = w + 50\ \mu m \tag{3.20}$$

que, no presente caso, será:

$$w_1 = (4,198 + 0,05)mm = 4,248\ mm \tag{3.21}$$

Construiu-se a máscara de largura w_1 com duas fitas adesivas ALFAC N^{O}EC946, de 2,55 mm de largura, ligadas de forma superpostas, tirando-se partes delas com um estilete até atingir a largura mais próxima à desejada. Para isto utilizou-se o Microscópio Interferométrico, no LED, que consiste de uma mesa ajustável com dois micrômetros x-y, microscópio acoplado à câmara de TV e tela de vídeo,onde pode-se visualizar o trabalho sendo feito na mesa, aumentado no grau desejado.

Na Fig. 3.4(b),mostram-se algumas medidas atingidas na largura ao longo da microfita, antes da corrosão.

Feita a corrosão no Laboratório de Circuito Impresso da FEE, e após um banho de prata sobre toda a superfície de cobre, mediu-se a largura da microfita obtida com o mesmo microscópio, coletando as medidas mostradas na Fig.3.4(c). Com o mesmo microscópio marcaram-se os locais da futura ligação dos detectores.

Em seguida, foram soldados os conectores do tipo SMA fêmea, nas terminações da microfita,e procedeu-se à verificação da qualidade

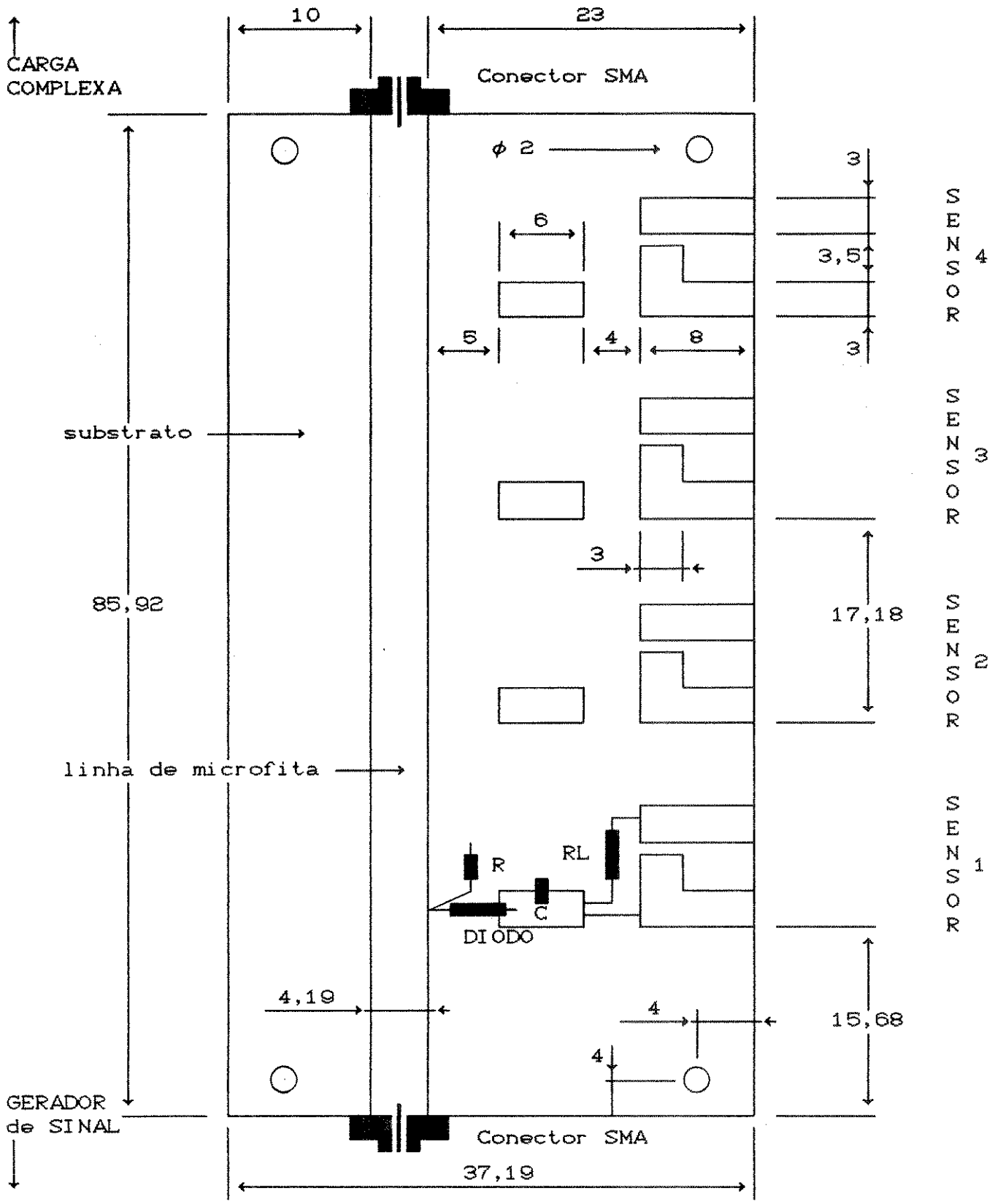
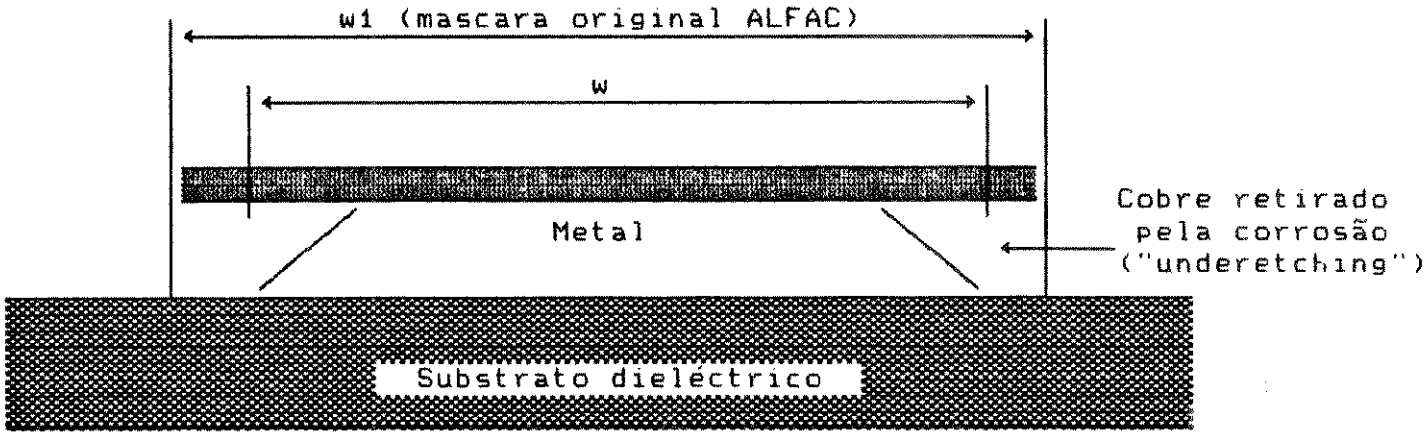
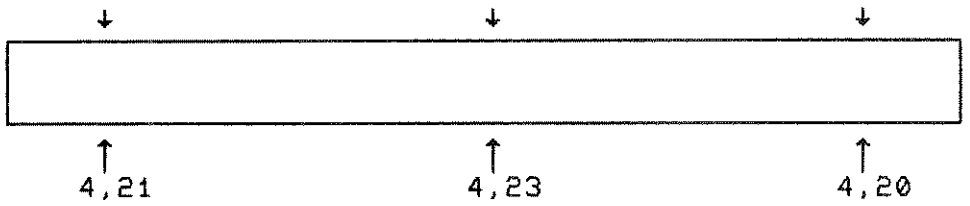


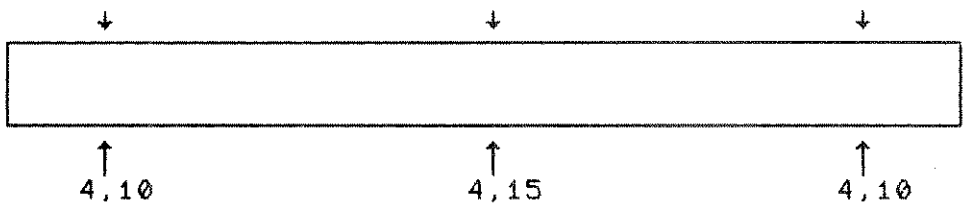
Fig. 3.3 "Arte Final" do dispositivo de seis portas. Dimensões indicadas em mm.



(a)



(b)



(c)

Fig. 3.4 Construção da microfita para o dispositivo de seis portas
(a) efeito de "underetching", sob a máscara.
(b) algumas larguras típicas antes da corrosão.
(c) larguras do item (b) após corrosão.

dessa ligação mediante um refletômetro no domínio do tempo (TDR = "time domain reflectometer").

Na Fig. 3.5, mostra-se o arranjo utilizado para a medição e a curva típica mostrada pelo TDR, onde observam-se pequenas perturbações (A, B e C) produzidas pelos conectores.

Para finalizar este item é importante mencionar que existem freqüências de operação do D6P que farão com que as quatro portas sensoras leiam o mesmo valor no caso ideal, isto é, quando a microfita não fica carregada ou perturbada pelas portas sensoras. A esta limitação do sistema pode-se chamar de "Pontos Cegos", já que o sistema não funciona nesta condição.

Em continuação, apresenta-se uma expressão para as freqüências de trabalho que apresentam este problema.

Como já se mencionou anteriormente, o padrão de onda estacionária repete-se a cada meio comprimento de onda guiado. Portanto, para uma separação "S" entre duas portas sensoras, dada por (3.19),a expressão:

$$S = K \frac{\lambda g}{2} \quad [m] \quad , \quad K = 1,2,3,... \tag{3.22}$$

especifica, para cada "K", as situações correspondentes a múltiplos inteiros de meio comprimento de onda guiado.

Desenvolvendo (3.22), tem-se:

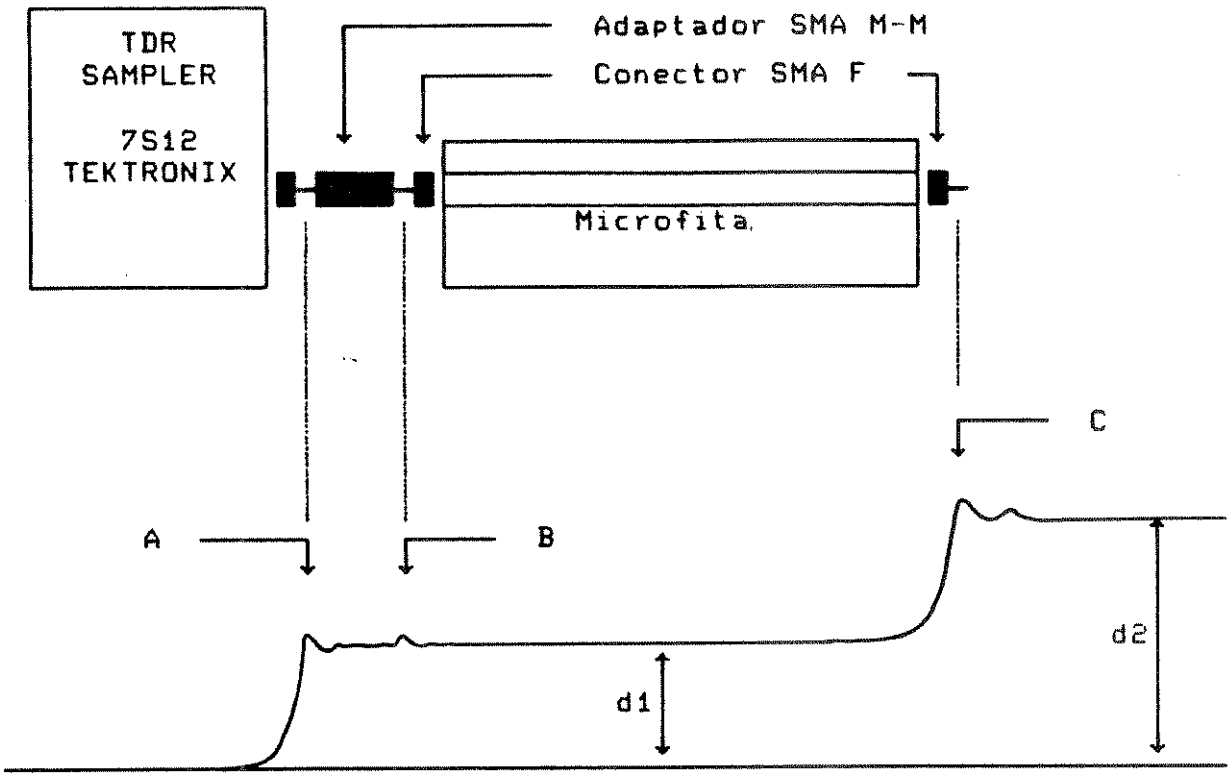
$$S = \frac{K}{2} \left(\frac{3}{10} \cdot \frac{1}{\sqrt{\varepsilon_{ef}}\ f[GHz]} \right) \quad [m] \tag{3.23}$$

Isolando as freqüências onde acontecem os "Pontos Cegos" , obtém-se:

$$f_k = \frac{3}{20} \cdot \frac{K}{\sqrt{\varepsilon_{ef}}\ S[m]} \quad [Hz] \tag{3.24}$$

Substituindo os valores de ε_{ef}, S e K = 1 em (3.24), obtém-se o primeiro "Ponto Cego" para:

$$f_1 = 6 \text{ GHz} \tag{3.25}$$



Parâmetros medidos :

d1 = duas divisões
d2 = quatro divisões

Fig. 3.5 Medição da microfita no TDR.

3.2.2 - PROJETO DOS DETECTORES

3.2.2.1 - PROJETO DO CIRCUITO

Utilizou-se o circuito detector [3.6], mostrado na Fig.3.6, que foi instalado entre o plano π_i do D6P e a entrada do estágio amplificador. Nesta figura apresenta-se o circuito equivalente de Thévenin visto em direção à microfita [impedância equivalente Z_i e fonte de tensão equivalente $V(x_i)$]. A impedância equivalente do sensor, à direita do plano π_i, é indicada por Z_{ci}.

A função de transferência "tensão de saída do detector (V_0) versus potência média de entrada (P) no mesmo", que pode ser indicada por:

$$V_0 = f(P) \tag{3.26}$$

será levantada experimentalmente no item 3.2.2.2.

O detector trabalha como um retificador de meia onda acoplado a um filtro RC. A tensão de saída, que surge nos terminais do capacitor C permanece próxima do valor da tensão de pico da entrada, conforme mostra a Fig. 3.7.O diodo irá conduzir durante um pequeno intervalo de tempo (t_2 a t_3) no ciclo positivo. No período de não - condução do diodo (t_1 a t_2), o capacitor C descarrega-se mantendo a seguinte tensão entre seus terminais:

$$v_c = \hat{V}_{\pi_i} \left(1 + \frac{r}{R_L} \right)^{-1} \exp(-t/R_L C) \tag{3.27}$$

onde $\hat{V}_{\pi_i}$ é a tensão de pico de entrada, r é a resistência de vídeo do diodo e R_L é a resistência de carga de saída.

Haverá, portanto, uma tensão de flutuação ("ripple") r_{pp} na saída que não deve ser muito elevada. Deve-se ter, para um r_{pp} especificado, que:

$$\hat{V}_{\pi_i} \left(1 + \frac{r}{R_L} \right)^{-1} \exp(-1/fR_L C) \geq \hat{V}_{\pi_i} \left(1 + \frac{r}{R_L} \right)^{-1} - r_{pp} \tag{3.28}$$

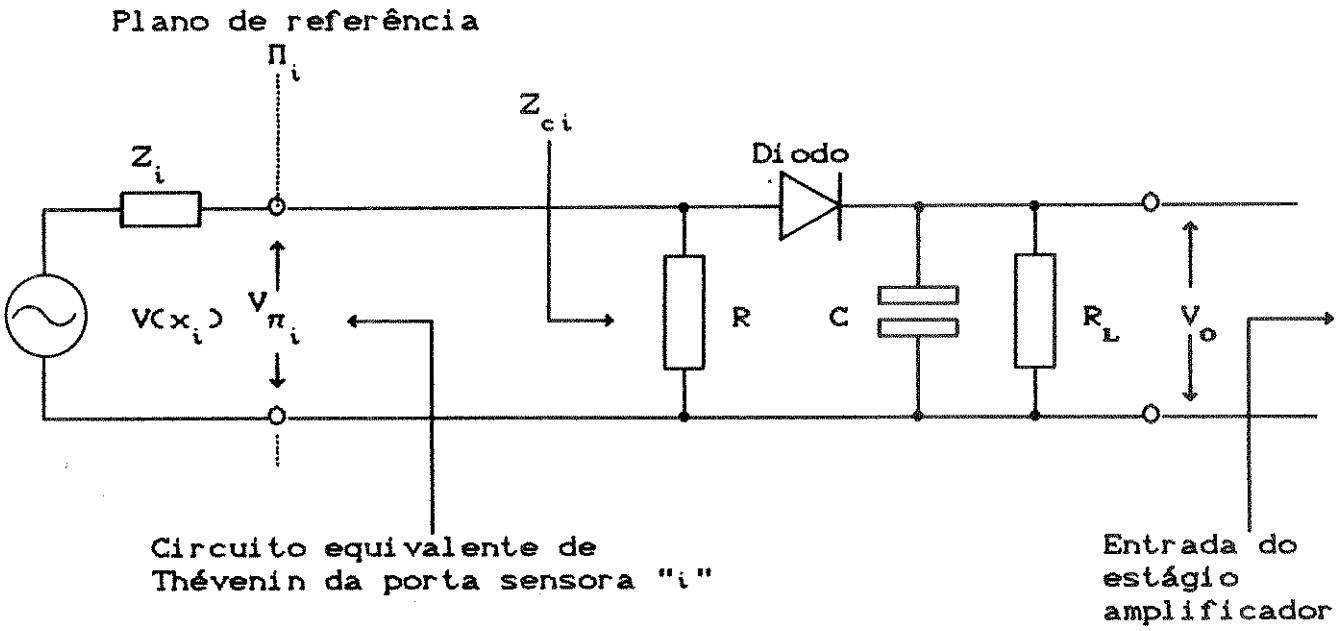


Fig. 3.6 Circuito detector.

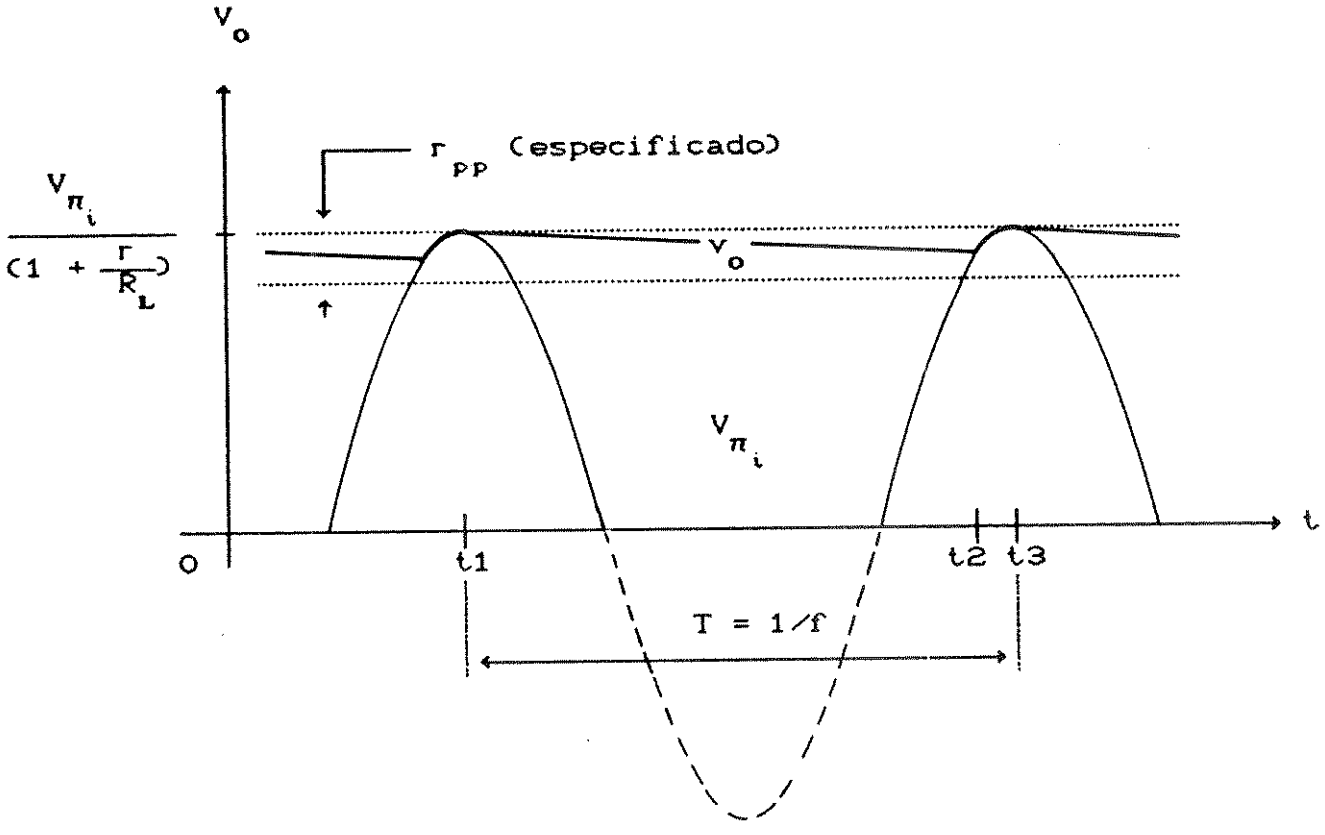


Fig. 3.7 Relações de tensões no detector.

$$\therefore \quad R_L[\Omega]\ C[F] \geq \frac{1}{f(Hz)\ \ell n \left[\frac{1}{1 - \frac{r_{pp}(\%)}{100}} \right]} \tag{3.29}$$

onde

$$r_{pp}(\%) = \frac{r_{pp}(V)}{\hat{V}_{\pi_i} \left(1 + \frac{r}{R_L}\right)^{-1}} \times 100\% \tag{3.30}$$

Por outro lado, a constante de tempo de descarga de C deve ser sufcientemente pequena para permitir acompanhar flutuações lentas na tensão a ser medida. Seguindo especificações para sistemas de aquisição de dados [3.7], para uma taxa de saída TR ("throughput rate") deve-se ter:

$$\frac{1}{TR} \geq R_L(\Omega)\ C(F) \tag{3.31}$$

No projeto feito usou-se TR = 5.000 amostras/s.

Como o diodo conduz num pequeno intervalo de tempo no ciclo, a corrente média através dele é pequena e a impedância apresentada ao circuito é, em geral, bastante elevada, não carregando em excesso a linha de microfita.

Por outro lado, se Z_{ci} for muito elevada, a potência dissipada na i-ésima porta sensora será muito pequena, requerendo um maior ganho do estágio amplificador que irá diminuir a relação sinal/ruído, ocasionando instabilidades na conversão digital.

Portanto, há necessidade de uma solução de compromisso na escolha do resistor R, mostrado na Fig. 3.6, para que a porta drene um mínimo de potência.

As características do diodo dependem da temperatura. A resistência de vídeo é dada por:

$$r = \frac{nkT}{I_S \cdot q} \cong 25\ k\Omega \text{ a } 25^{o}C \qquad (3.32)$$

onde:

n = 1,2 (valor empírico)

k = constante de Boltzmann

T = temperatura absoluta

I_S = corrente reversa de saturação

q = carga de eletron

Segundo a Ref.[3.8], se o resistor R_L, mostrado na Fig. 3.6, é muito maior que r, o circuito detector fica insensível aos parâmetros n e I_S, passando a depender inversamente de T.

Os componentes utilizados no circuito detector foram:

- Diodo [3.9]:

  Schottky Barrier HP 2826 (5511)

- Capacitor C:

  Chip capacitor de 285 pF

- Resistor R_L:

  Fixando $r_{pp}(\%) = 0,05\%$ e usando a situação mais desfavorável na freqüência de 300 MHz, as expressões (3.29), (3.30) e (3.31) fornecem:

$$200\ \mu s \leq R_L C \leq 6.665\ \mu s \qquad (3.33)$$

  Substituindo C = 285 pF, tem-se:

$$700\ k\Omega \geq R_L \geq 24\ k\Omega \qquad (3.34)$$

  Escolheu-se:

$$R_L = 100\ k\Omega \qquad (3.35)$$

- Resistor R [3.10]:

  Resistor de carbono de 1 kΩ

3.2.2.2 - MODELAMENTO DOS DETECTORES

A caracterização dos estágios detectores do D6P realizou-se mediante o levantamento da função de transferência:

$$V_{0i} = f(P_i) \quad , \quad i = 1,2,3,4 \tag{3.36}$$

que dá a tensão de saída de cada detector em função da potência de entrada no mesmo, já instalado em seu lugar de funcionamento, isto é, acoplado ao D6P.

A disposição empregada para a realização das medições é mostrada na Fig. 3.8.

Escolheu-se, inicialmente, uma freqüência de teste baixa (7 MHz), mantendo-se a porta de saída "C" em aberto, de modo que todas as entradas dos estágios detectores recebam, praticamente, o mesmo sinal, por estarem eletricamente juntos nessa freqüência.

Nestas condições, a potência P lida pelo medidor de potência, cuja impedância de entrada é 50Ω, e a potência P_D ingressante no D6P, com sua impedância de entrada de aproximadamente 250Ω (pois cada detector tem uma impedância de entrada de ≅1kΩ), ficam relacionadas na seguinte forma:

$$P = \frac{V^2}{50\Omega} \tag{3.37}$$

$$P_D = \frac{V^2}{250\Omega} \tag{3.38}$$

$$\therefore P_D = \frac{P}{5} \tag{3.39}$$

sendo V a tensão eficaz de saída do gerador.

Portanto, a potência que entra em cada detector será:

$$P_i = \frac{P_D}{4} = \frac{P}{20} \quad , \quad i = 1,2,3,4 \tag{3.40}$$

Um voltímetro, à saída de cada detector, mede a tensão de

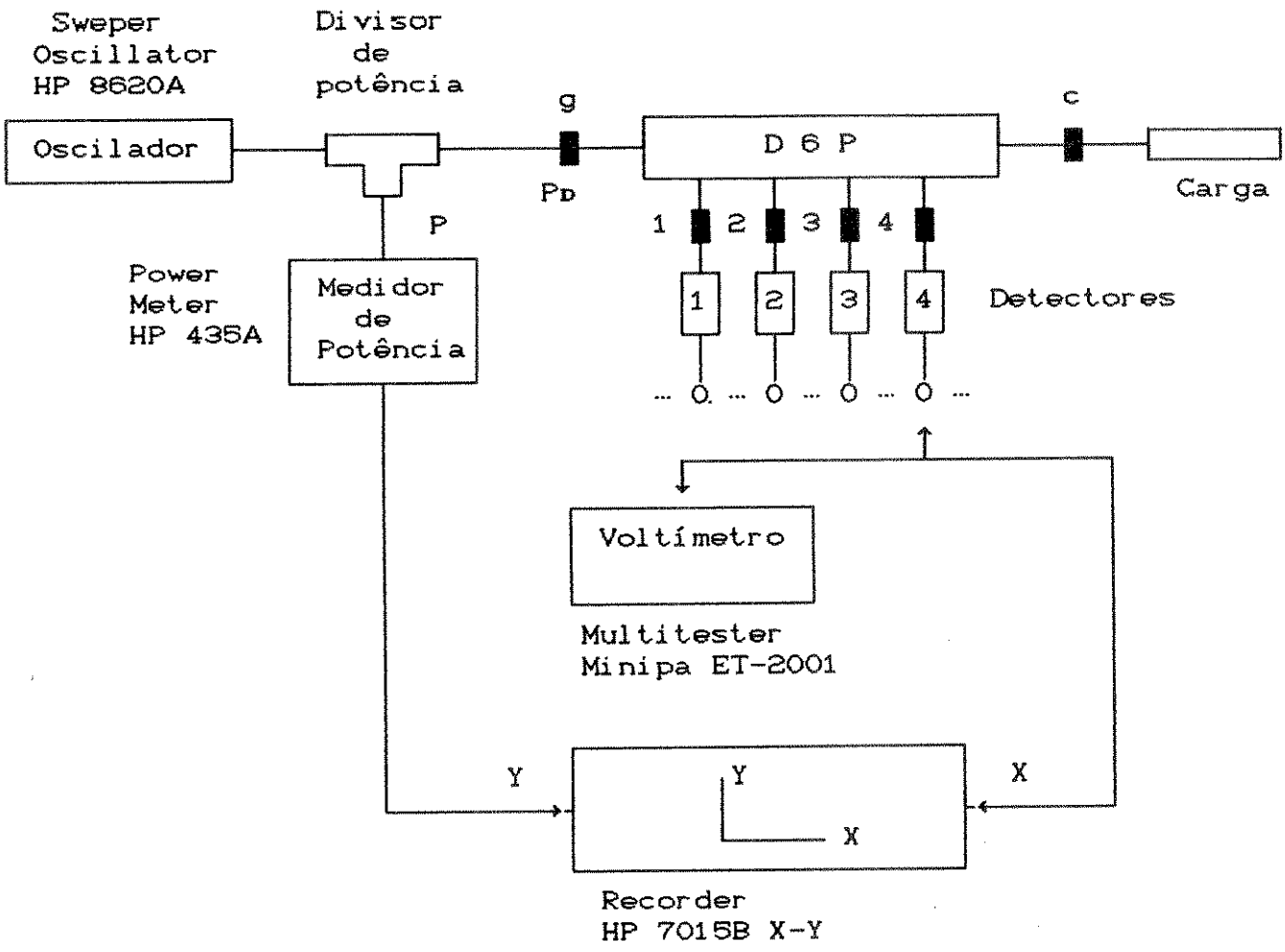


Fig. 3.8 Caracterização dos estágios detectores.

saída, V_{0i}, do mesmo.

Com os valores registrados pelo voltímetro instalado na saída dos circuitos detectores, construiu-se a Tabela 3.1 e traçou-se as curvas correspondentes indicadas na Fig. 3.9. O registrador x-y confirmou estas curvas.

A primeira conclusão, que surgiu desta medição, é que os detectores possuem, praticamente, a mesma lei de variação. As pequenas diferenças mostradas na Fig. 3.9 são, na maior parte,devidas às pequenas diferenças no valor dos resistores R (vide Fig. 3.6).

Esta imperfeição nos detectores é, implicitamente, levada em consideração no processo de calibração do D6P.

Uma segunda medição foi realizada com a mesma configuração da Fig. 3.8, porém utilizando uma freqüência de 1,2 GHz e inserindo, na porta "C" do D6P, uma carga casada para minimizar o SWR.

Deve-se ter em conta, agora, a existência de pequenas reflexões devidas à presença dos detectores. O detector 4 produzirá reflexões que serão percebidas por todas as outras portas sensoras; a reflexão no detector 3 afetará as leituras do primeiro e do segundo sensor. Desta forma, o detector mais perturbado pelo carregamento é o primeiro e o mais imune é o quarto.

Este carregamento da linha não é desejado, já que distorce o padrão de onda estacionária útil (gerado pela carga incógnita) produzindo dificuldades na determinação do valor da impedância incógnita.

As potências de entrada nos quatro detectores não são, agora, iguais, sendo no entanto proporcionais à potência de entrada P:

$$P_i = \alpha_i P \quad , \quad i = 1,2,3,4 \tag{3.41}$$

onde α_i é a fração de potência de entrada do D6P (P) que entra na i-ésima porta.

Na Tabela 3.2 registrou-se a medição do detector 4 em 1,2 GHz.

Realizou-se uma comparação entre as curvas de resposta nas freqüências de 7 MHz e de 1,2 GHz, do detector 4, já que é o local

Tabela 3.1 - Medição dos detectores em 7 MHz.

P_i [mW]	V_{0i} [V]			
	Detector 1	Detector 2	Detector 3	Detector 4
0,025	0,051	0,051	0,054	0,054
0,05	0,138	0,139	0,146	0,148
0,075	0,220	0,221	0,229	0,233
0,1	0,293	0,294	0,301	0,304
0,125	0,357	0,358	0,366	0,370
0,15	0,416	0,416	0,426	0,432
0,175	0,469	0,472	0,479	0,486
0,2	0,519	0,522	0,531	0,535
0,225	0,567	0,569	0,579	0,583
0,25	0,612	0,613	0,623	0,625
0,275	0,655	0,658	0,665	0,668
0,3	0,695	0,697	0,706	0,709
0,325	0,732	0,734	0,745	0,747
0,35	0,770	0,771	0,78	0,784

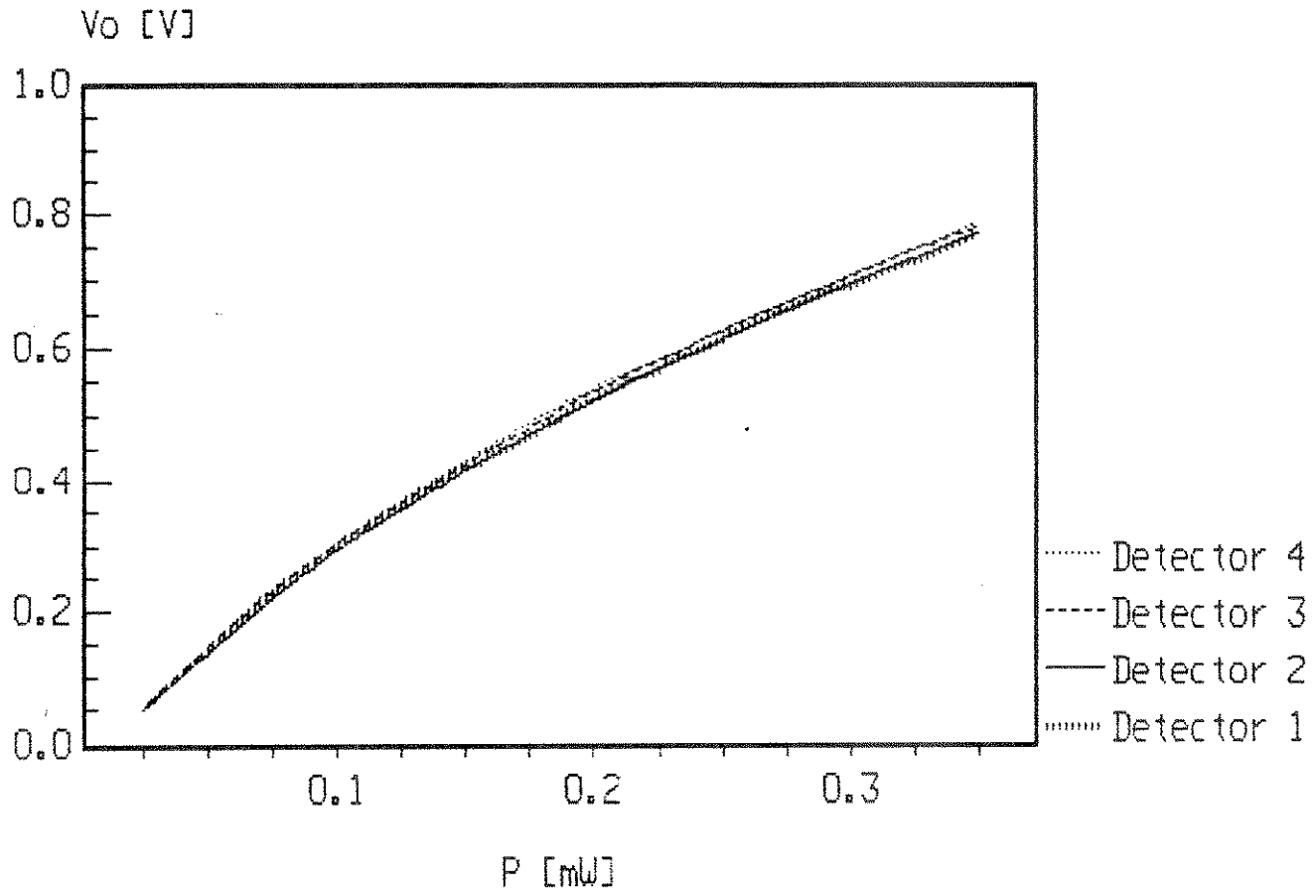


Fig. 3.9 Levantamento das curvas $V_{oi} = f(P_i)$, $i = 1,2,3$ e 4, dos estágios detectores, em 7 MHz.

Tabela 3.2 - Medição do detector 4 em 1,2 GHz.

P[mW]	V_{04}[V]
	Detector 4
0,4	0,032
0,6	0,062
0,8	0,092
1	0,121
1,2	0,146
1,4	0,171
1,6	0,155
1,8	0,217
2	0,238
2,2	0,259
2,4	0,278
2,6	0,295
2,8	0,314
3	0,331
3,2	0,348

de menor perturbação. Para este fim transladou-se uma curva perto da outra, fazendo-se, na expressão (3.41), $\alpha_4 = 1/20$, por conveniência, já que o valor de α_4 é desconhecido.

Em seguida, tomaram-se os logaritmos das potências de entrada e das tensões de saída do detector 4 para as duas freqüências e interpolou-se os pontos por retas, como mostra a Fig. 3.10.

Deste gráfico, observa-se que as inclinações das retas que compõem uma curva, são as mesmas, nas duas freqüências.

Como os diodos são elementos não-lineares, e com ajuda da Fig. 3.10, a função de transferência dos detectores, indicada simbolicamente em (3.36), foi decomposta em três setores da forma:

$$V_j = \gamma_j P_j^{n_j} \quad , \quad j = 1,2,3 \text{ setores} \tag{3.42}$$

para γ_j e n_j reais. Tomando-se o lagaritmo da expressão (3.42) obtém-se a equação de uma reta:

$$y = ax + b \tag{3.43}$$

onde:

$$y = \log_{10} V_j \tag{3.44}$$

$$a = n_j \text{ (inclinação da reta)} \tag{3.45}$$

$$x = \log_{10} P_j \tag{3.46}$$

$$b = \log_{10} \gamma_j \tag{3.47}$$

Como pode ser observado na Fig. 3.10, não há coincidência das características "potência versus tensão de saída" para os detectores nas duas freqüências analisadas. No entanto, como há uma coincidência das inclinações das retas que compõem estas características pode-se concluir que há apenas um fator único de escala que distingue as duas curvas [associado aos parâmetros γ_j, em (3.42)]. Como, para a determinação da impedância incógnita, se requer apenas quocientes entre as potências das portas sensoras, este fator único de escala (não determinado) não irá ocasionar erros.

Portanto, tomou-se um modelo matemático para os detectores ,

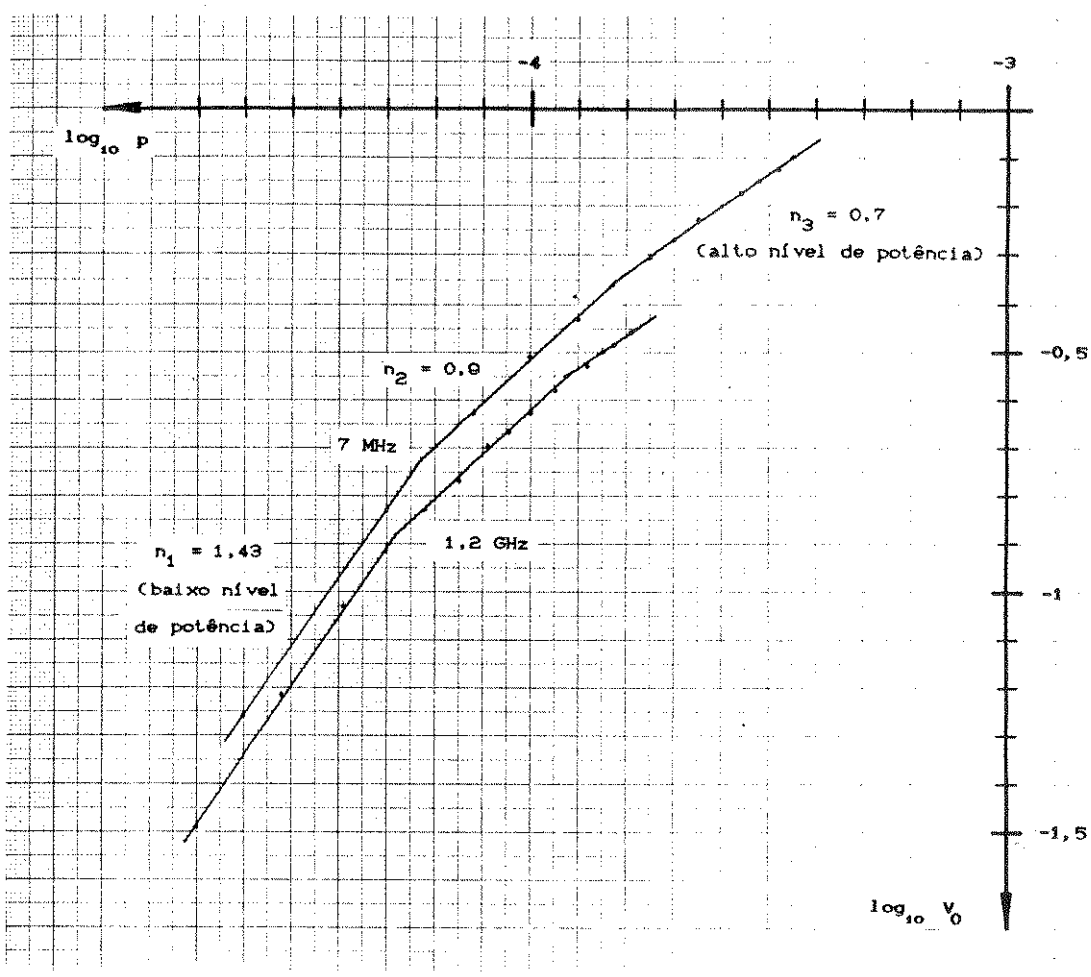


Fig. 3.10 Curvas do detector 4 aproximadas por retas para duas freqüências distintas.
n_i (i = 1,2,3) são as inclinações das retas.

com base na expressão (3.42), empregando um método de interpolação (para as três retas) utilizando os mínimos quadrados [3.11].Para isto empregou-se as medições do detector 4, em 7 MHz, obtendo-se os resultados da Tabela 3.3. Indica-se, na mesma, o erro percentual da interpolação.

Espera-se que os quatro detectores comportem-se razoavelmente iguais entre si e com o mesmo modelo matemático, para a faixa de UHF, como é de se esperar das especificações do fabricante do diodo.

Com base nas Tabelas 3.1 e 3.3, escolheu-se o modelo dos detectores nas três regiões de atuação dos mesmos:

- para $V_{0i} < 0,148V$:

$$P_i[W] = 1,89125 \times 10^{-4} V_0^{0,7}[V] \qquad (3.48)$$

- para $0,148V < V_{0i} \leq 0,432V$:

$$P_i[W] = 3,79666 \times 10^{-4} V_0^{1,11}[V] \qquad (3.49)$$

- para $V_{0i} > 0,432V$:

$$P_i[W] = 4,90247 \times 10^{-4} V_0^{1,42}[V] \qquad (3.50)$$

3.2.3 - PROJETO DA INTERFACE PARALELA

Segundo a Fig. 3.1, precisa-se de um vínculo de comunicação entre o circuito de aquisição de dados e o microcomputador.

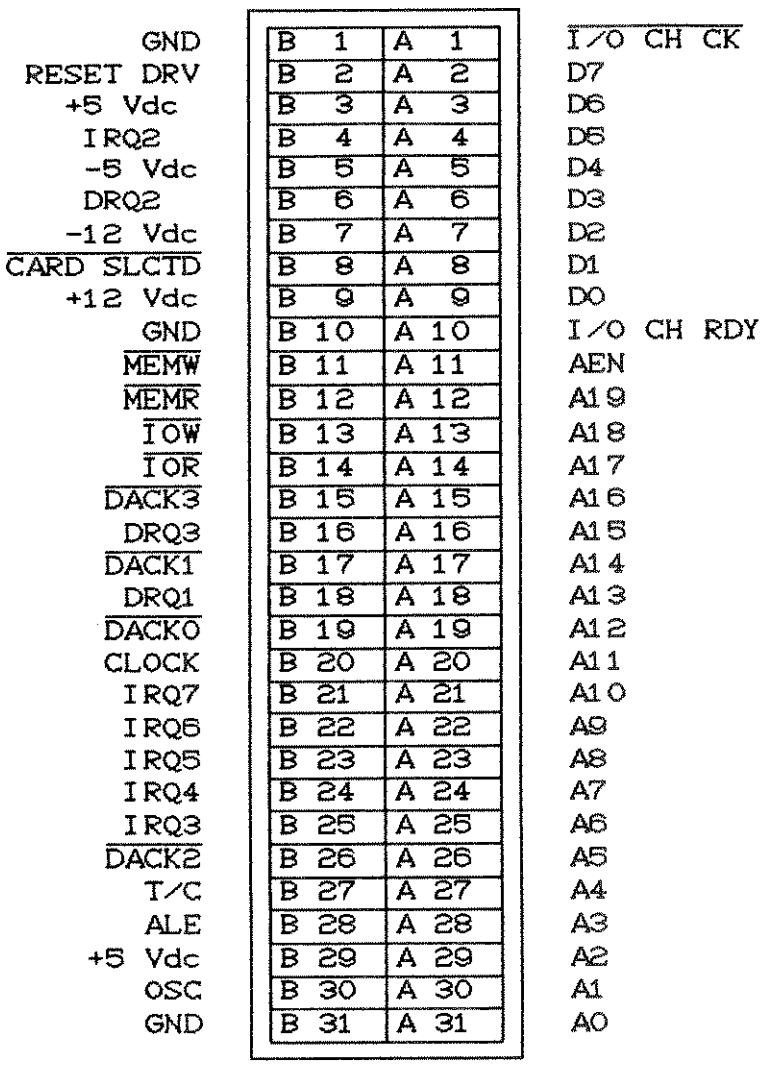
Para isso se projetou uma interface do tipo paralela mediante uma conexão direta ao barramento, que constitui o canal de Entrada/Saída("I/O Channel") do PC ("Personal Computer"), obtendo-se, assim, alta velocidade, baixo custo e tamanho reduzido.

Na Fig. 3.11, mostra-se o canal de E/S do PC/XT.

No microcomputador, podem ser instaladas placas opcionais, no canal E/S, para permitir novas características de operação do sistema. Estas placas usam a região entre 200H_ e _3FFH do mapa de en

Tabela 3.3 - Interpolação e erro percentual para o modelo do detector.

	$P_i[W] = 1,89125 \times 10^{-4} V_0^{0,7}[V]$	
	P_i[mW]	Erro [%]
n_1	0,020	1,00
	0,025	1,94
	0,030	0,33
	0,035	0,54
	0,040	0,62
	0,045	0,11
	0,050	0,70
	$P_i[W] = 3,79666 \times 10^{-4} V_0^{1,11}[V]$	
	P_i[mW]	Erro [%]
n_2	0,050	8,92
	0,075	0,49
	0,100	1,25
	0,125	0,74
	0,150	0,29
	$P_i[W] = 4,90247 \times 10^{-4} V_0^{1,42}[V]$	
	P_i[mW]	Erro [%]
n_3	0,125	4,42
	0,150	0,75
	0,175	0,55
	0,200	0,84
	0,225	1,27
	0,250	0,61
	0,275	0,52
	0,300	0,28
	0,325	0,31
	0,350	0,85



GND	B 1	A 1	$\overline{\text{I/O CH CK}}$
RESET DRV	B 2	A 2	D7
+5 Vdc	B 3	A 3	D6
IRQ2	B 4	A 4	D5
-5 Vdc	B 5	A 5	D4
DRQ2	B 6	A 6	D3
-12 Vdc	B 7	A 7	D2
$\overline{\text{CARD SLCTD}}$	B 8	A 8	D1
+12 Vdc	B 9	A 9	D0
GND	B 10	A 10	I/O CH RDY
$\overline{\text{MEMW}}$	B 11	A 11	AEN
$\overline{\text{MEMR}}$	B 12	A 12	A19
$\overline{\text{IOW}}$	B 13	A 13	A18
$\overline{\text{IOR}}$	B 14	A 14	A17
$\overline{\text{DACK3}}$	B 15	A 15	A16
DRQ3	B 16	A 16	A15
$\overline{\text{DACK1}}$	B 17	A 17	A14
DRQ1	B 18	A 18	A13
$\overline{\text{DACK0}}$	B 19	A 19	A12
CLOCK	B 20	A 20	A11
IRQ7	B 21	A 21	A10
IRQ6	B 22	A 22	A9
IRQ5	B 23	A 23	A8
IRQ4	B 24	A 24	A7
IRQ3	B 25	A 25	A6
$\overline{\text{DACK2}}$	B 26	A 26	A5
T/C	B 27	A 27	A4
ALE	B 28	A 28	A3
+5 Vdc	B 29	A 29	A2
OSC	B 30	A 30	A1
GND	B 31	A 31	A0

Fig. 3-11 Canal de Entrada/Saída ("I/O CHANNEL") do microcomputador IBM PC/XT e compatíveis.

dereços (vide Fig. 3.12). Uma subregião deste mapa, de 300 H a 31FH, está reservada para placas protótipos ("Prototype Cards") do usuário.

Na Fig. 3.13, mostra-se um diagrama em blocos da interface paralela [3.12] construída.

Para se ter acesso a esta interface, construiu-se um circuito decodificador, indicado na Fig. 3.13. Esta interface está detalhada na Fig. 3.14. Nela utilizou-se o circuito integrado 74LS245 ("bus transceiver") para obter um fluxo bi-direcional de dados entre o PC e o circuito de aquisição de dados. Os CI's 74LS04, 74LS21 e 74LS02 foram utilizados para implementar a lógica de decodificação dos endereços entre 300H e 31FH (H de hexadecimal). Utilizou-se dois CI's 74LS244 e um 74LS245 como "buffers" para não sobrecarregar o barramento do PC. Os CI's 74LS76, 74LS00 e 74LS125 são empregados para implementar retardos temporais nos processos de leitura e escrita do PC, devido à lentidão da operação do circuito de aquisição de dados relativo ao PC.

Esta placa protótipo, para comunicação paralela, foi inserida no "slot" do PC mostrado na Fig. 3.11. A conexão entre esta placa e o circuito de aquisição de dados é feita mediante um conector de 25 pinos tipo "D-Shell".

3.2.4 - PROJETO DO CIRCUITO DE AQUISIÇÃO DE DADOS

O circuito de aquisição de dados, como é mostrado no diagrama de blocos da Fig. 3.1, localiza-se entre o D6P e a placa de comunicação paralela. A função do mesmo é transformar as tensões entregues pelos detectores, que trazem informação das potências emergentes das portas sensoras do D6P, numa palavra de 8 bits (um "byte") para que o sistema PC possa processar esta informação.

Na Fig. 3.15 mostra-se um diagrama de blocos do circuito de aquisição de dados e na Fig. 3.16 encontra-se o circuito final do mesmo [3.7]. Na Tabela 3.4 encontra-se a lista dos componentes utilizados na sua implementação.

O tipo de transferência de dados entre este circuito e o

Hex Range	Usage
000 - 00F	DMA Chip 8237A-5
020 - 021	Interrupt 8259A
040 - 043	Timer 8253-5
060 - 063	PPI 8255A-5
080 - 083	DMA Page Registers
0AX	NMI Mask Register
0CX	Reserved
0EX	Reserved
200 - 20F	Game Control
210 - 217	Expansion Unit
220 - 24F	Reserved
278 - 27F	Reserved
2F0 - 2F7	Reserved
2F8 - 2FF	Asynchronous Communications (Secondary)
300 - 31F	Prototype Card
320 - 32F	Fixed Disk
378 - 37F	Printer
380 - 38C	SDLC Communications
380 - 389	Binary Synchronous Communications (Secondary)
3A0 - 3A9	Binary Synchronous Communications (Primary)
3B0 - 3BF	IBM Monochrome Display/Printer
3C0 - 3CF	Reserved
3D0 - 3DF	Color/Graphics
3E0 - 3E7	Reserved
3F0 - 3F7	Diskette
3F8 - 3FF	Asynchronous Communications (Primary)

Fig. 3.12 Mapa de Endereços I/O.

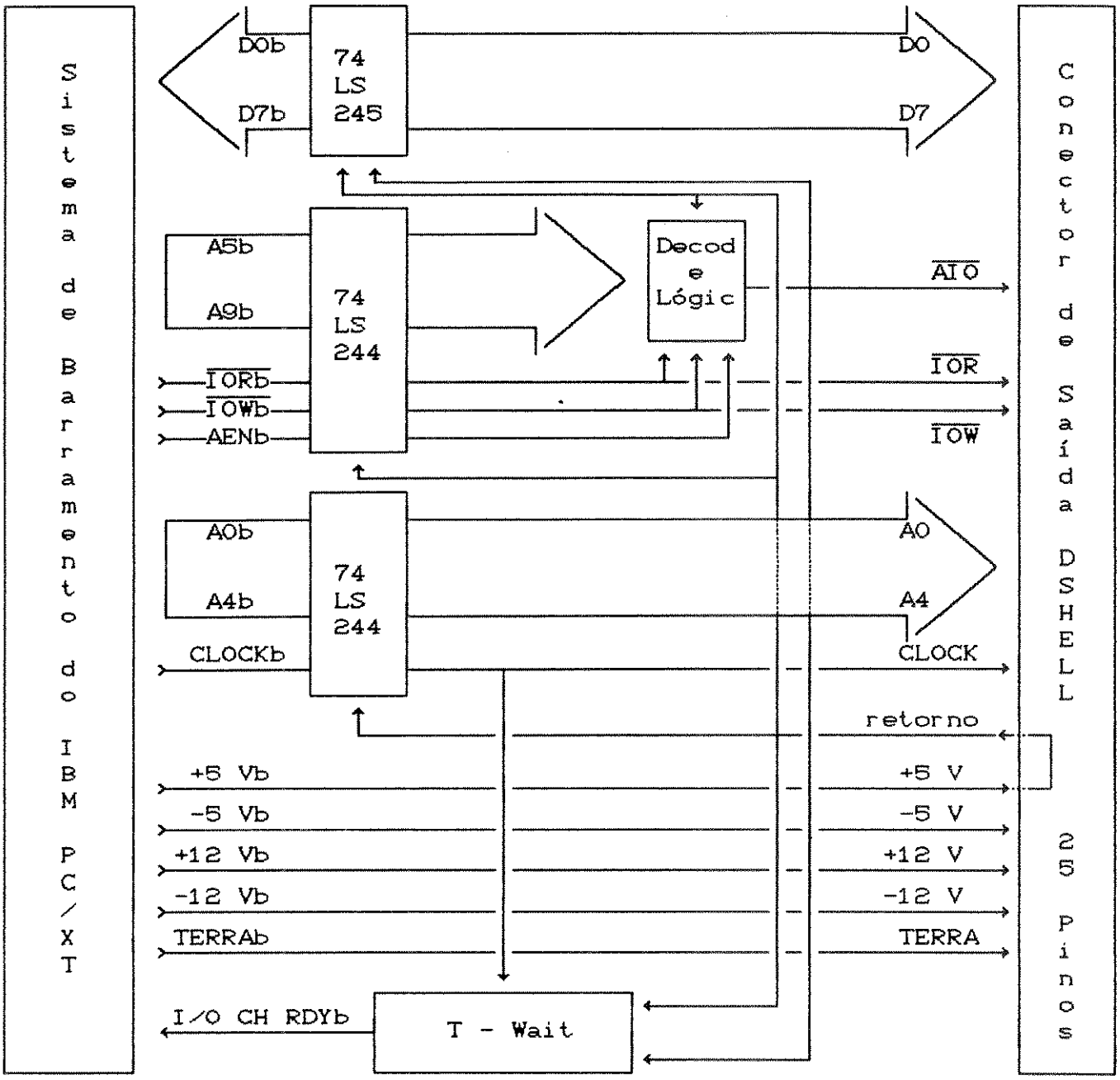


Fig. 3.13 Diagrama de blocos da interface para comunicação paralela.

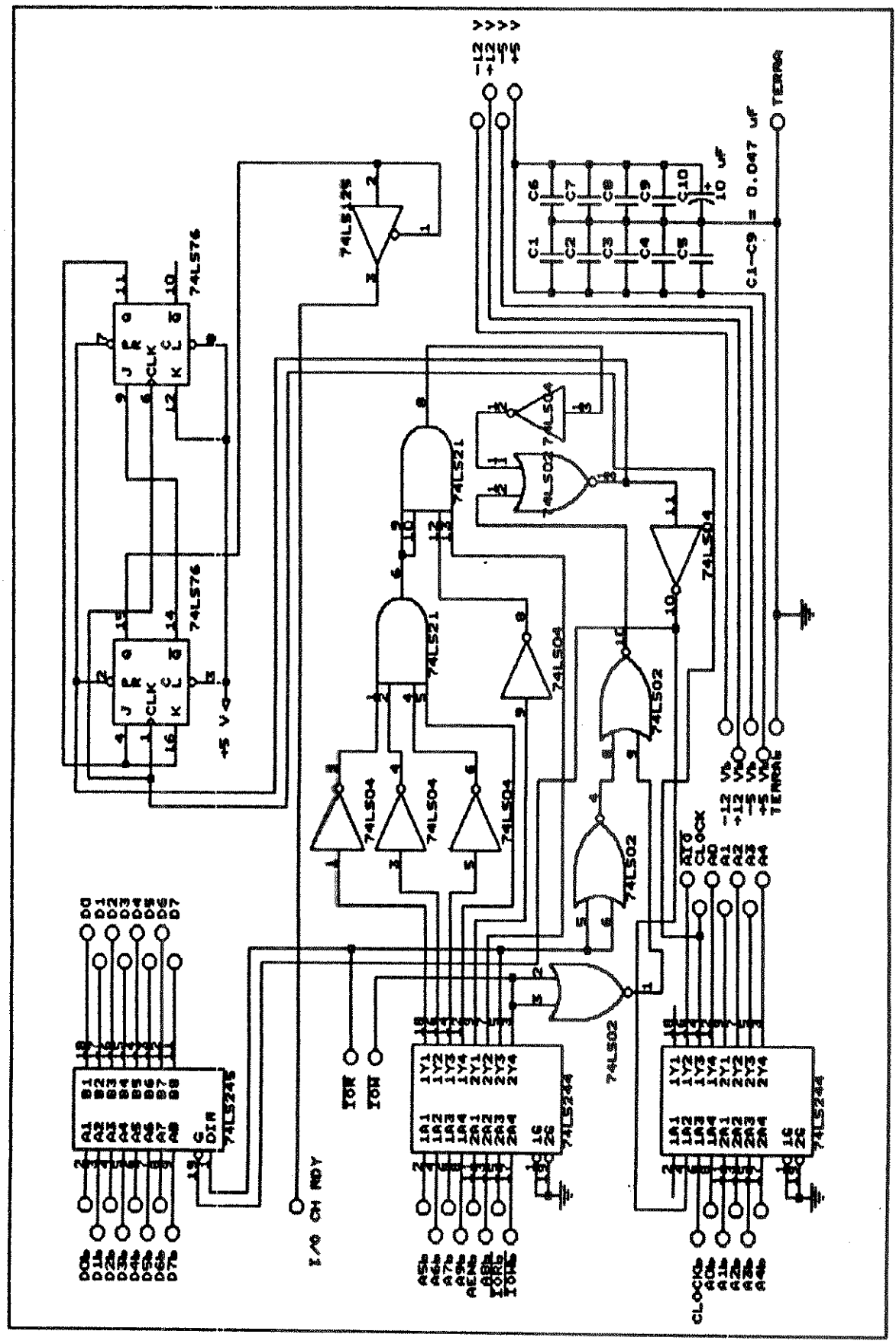


Fig. 3-14 Interface para comunicação paralela.

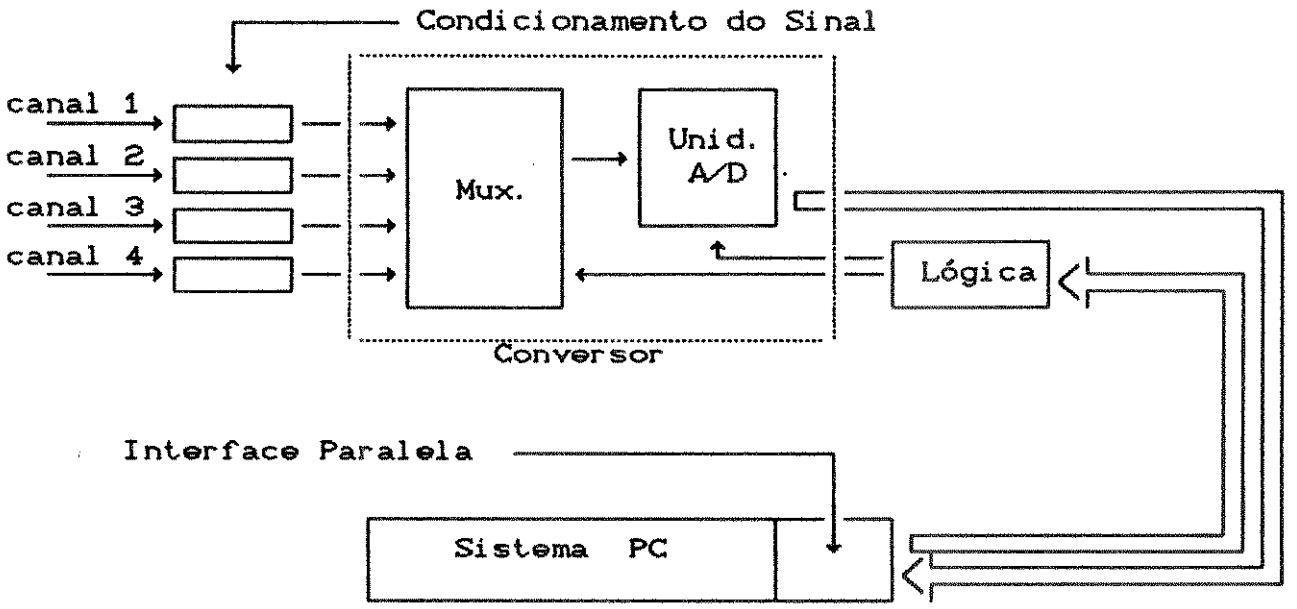


Fig. 3.15 Diagrama de blocos do circuito de aquisição de dados.

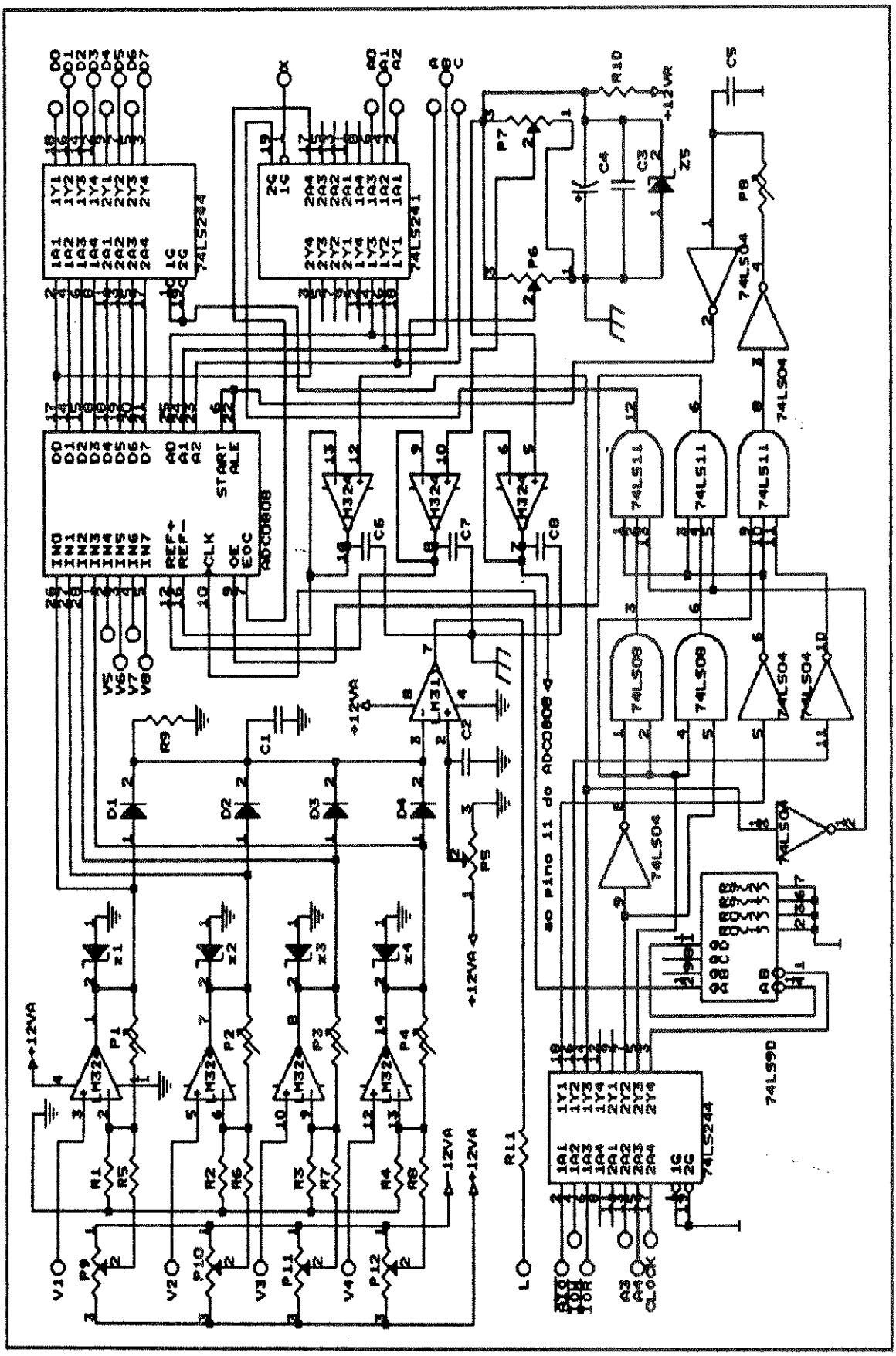


Fig. 3-16 Circuito de aquisição de dados.

Tabela 3.4 Lista de componentes do circuito de aquisição de dados.

CIRCUITOS INTEGRADOS :

2 X LM324	74LS241	2 X 74LS244
LM311	74LS90	74LS08
ADC0808	74LS04	74LS011

DIODOS :

Z1,Z2,Z3,Z4,Z5	1N751A
D1,D2,D3,D4	1N4001

POTENCIÔMETROS MULTIVOLTA :

P1,P2,P3,P4	5 kOhm
P5	50 kOhm
P6,P7	20 kOhm
P8	500 Ohm
P9,P10,P11,P12	5 kOhm

CAPACITOR : (x 50 V)

C1,C2	0.1 uF	
C3	0.01 uF	
C4	220 uF	
C5	6,8 nF	
C6,C7,C8	10 uF	(tântalo)
C9,C10,C11,C12,C13,C14,C15,C16,C17,C18,C19	0.047 uF	
C20,C21	1000 uF	

RESISTORES : (x 1/4 W)

R1,R2,R3,R4	100 Ohm	(1%)
R5,R6,R7,R8	100 kOhm	(1%)
R9	1 MOhm	
R10	2 kOhm	(1%)
R11	220 Ohm	

Endereços						Variáveis de Contr.		
	A4	A3	A2	A1	A0	S	L	O
10H	1	0	0	0	0			
11H	1	0	0	0	1			
12H	1	0	0	1	0			
13H	1	0	0	1	1			
14H	1	0	1	0	0			
15H	1	0	1	0	1			
16H	1	0	1	1	0			
17H	1	0	1	1	1			
18H	1	1	0	0	0			
19H	1	1	0	0	1			
1AH	1	1	0	1	0			
1BH	1	1	0	1	1			
1CH	1	1	1	0	0			
1DH	1	1	1	0	1			
1EH	1	1	1	1	0			
1FH	1	1	1	1	1			

Fig. 3.17 Faixa de endereços para as variáveis de controle S, L e O.

sistema PC é do tipo "condicional iniciada pela UCP (unidade central de processamento)", ou seja, que a UCP deve investigar se o circuito de aquisição de dados está pronto para realizar tal transferência.

Mediante o amplificador operacional quádruplo LM324 e diodos Zener 1N751, implementou-se o circuito de condicionamento do sinal, que envolve amplificadores com correção da tensão de "offset"e truncamento da tensão de saída. Construiu-se um detector de ultrapassagem da tensão de saída dos amplificadores empregando diodos 1N7001 e um comparador LM311.

Para o comando do conversor A/D de aproximações sucessivas (ADC0808), escolheu-se uma faixa de endereços para as variáveis de controle do mesmo, como mostra a Fig. 3.17. Para sua implementação empregou-se os CI's 74LS04, 74LS11, 74LS08 e meia seção do 74LS241.

Com o circuito integrado 74LS90, implementou-se um divisor por 10 para a freqüência do sinal de relógio do PC. Este sinal foi empregado como relógio do conversor.

Mediante um outro amplificador operacional (LM324) e um diodo Zener 1N751A, implementou-se as tensões de referência e de alimentação para o conversor.

Com duas seções do inversor 74LS04, construiu-se uma unidade de retardo temporal para sincronizar o funcionamento do conversor.

Os integrados 74LS244 (2 unidades) e 74LS241 (meia seção) foram usados como "buffers" entre o circuito de aquisição de dados e a placa de comunicação paralela (do item anterior), alocada internamente no PC.

3.3 - REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

[3.1] Keene Corporation Laminates Division
199 Amaral ST
East Providence, RI 02914, USA.

[3.2] Wheeler, H.A., "Transmission-Line Properties of a Strip on a Dielectric Sheet on a Plane", IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, vol. MTT-25, nº 8, pp. 631-647, agosto 1977.

[3.3] N. Sabbatini Jr., R.F. Souza e M.L. Coimbra, Estudo de Compensação de Descontinuidades em Linhas de Microfita, Publ. FEC 043/83, DEE/FEC/UNICAMP, julho 1983.

[3.4] E.O. Hammested, in Proceedings do IEEE MTT-S International Microwave Symposium, pp. 407-409, 1980.

[3.5] E. Yamashita, K. Atsuki e T. Ueda, "An Approximate Dispersion Formula of Microstrip Lines for Computer-Aided Design of Microwave Integrated Circuits", IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, MTT-27, pp. 136-138, dezembro 1979.

[3.6] G.H. Bryant, Principles of Microwave Measurements, Peter Peregrinus Ltd., 1988.

[3.7] E.C. Giraudo e R.F. Souza, Sistema para Aquisição Automática de Dados Utilizando Microcomputador de 16 Bits, Relatório Técnico nº 15 (Pub. FEE nº 21/90), DMO/FEE/UNICAMP, maio 1990.

[3.8] F.K. Weinert e B.O. Weinsdiel, "Microwave Peak Power Measurement Independent of Detector Caracteristics by Comparison of Video Samples", IEEE Trans. on Ins. and Meas., vol. IM-21, nº 4, pp. 474-479, novembro 1972.

[3.9] Hewlett Packard, Microwave and RF Designer's Catalog 1987-1988.

[3.10] Wyman L. Willians, Computer-Aided Measurement of Microwave Circuits, Tese de Doutorado, Caltech, Pasadena, CA, USA, 1988.

[3.11] M.A.G. Ruggiero e V.L.R. Lopes, Cálculo Numérico: Aspectos Teóricos e Computacionais, McGraw-Hill, São Paulo, 1988.

[3.12] E.C. Giraudo e R.F. Souza, Interface para Comunicação Paralela com Microcomputador Compatível com IBM PC/XT, Relatório Técnico nº 11 (Publ. FEE nº 10/90), DMO/FEE/UNICAMP, outubro 1989.

CAPÍTULO 4

ANALISADOR AUTOMÁTICO DE IMPEDÂNCIAS:

"SOFTWARE"

4.1 - ESTRUTURA DO "SOFTWARE"

O programa principal, chamado "MAI" (Medição Automática de Impedâncias), foi implementado em linguagem Turbo Pascal V4.0, permite a calibração do D6P e a medição de impedâncias complexas em micro ondas. Sua estrutura geral está mostrada na Fig. 4.1.

Durante sua execução surge, inicialmente, a tela de vídeo mostrada na Fig. 4.2(a). Em seguida apresenta-se a tela de opções ("menu"), Fig. 4.2(b), as quais são selecionadas acionando-se uma das quatro teclas seguintes:

. E (Editor): responsável pela geração do arquivo base (BASEC.ECG) do D6P. A apresentação típica na tela de vídeo pode ser vista na Fig. 4.3(a). Os comandos permitidos encontram-se no rodapé desta tela:

- ↑↓ (Seleciona): usado para escolher o parâmetro a ser alterado.
- → (Alteração): permite alterar o valor do parâmetro selecionado.
- S (Salva) : armazena, no arquivo BASEC.ECG, as alterações feitas.
- H ("Help") : informa como usar o editor, Fig. 4.3(b).
- F (Saída) : sai do editor, voltando ao menu principal.

Se, ao entrar no Editor, não houver o arquivo BASEC.ECG, o programa acusa sua ausência e pergunta se se deseja construí-lo.

. C (Calibração): efetua operações para calibrar o D6P, na freqüência de operação, utilizando cinco padrões. A calibração fica armazenada no arquivo MC6P----.---. onde os 4 primeiros espaços estão reservados para a freqüência de calibração, em GHz, e os três seguintes às frações decimais da mesma.

A primeira tela de vídeo, na opção "C", mostra os cinco parâmetros do arquivo BASEC.ECG, acompanhados de uma mensagem de calibração [vide Fig. 4.4(a)].

A segunda tela de vídeo solicita, via teclado,a freqüência

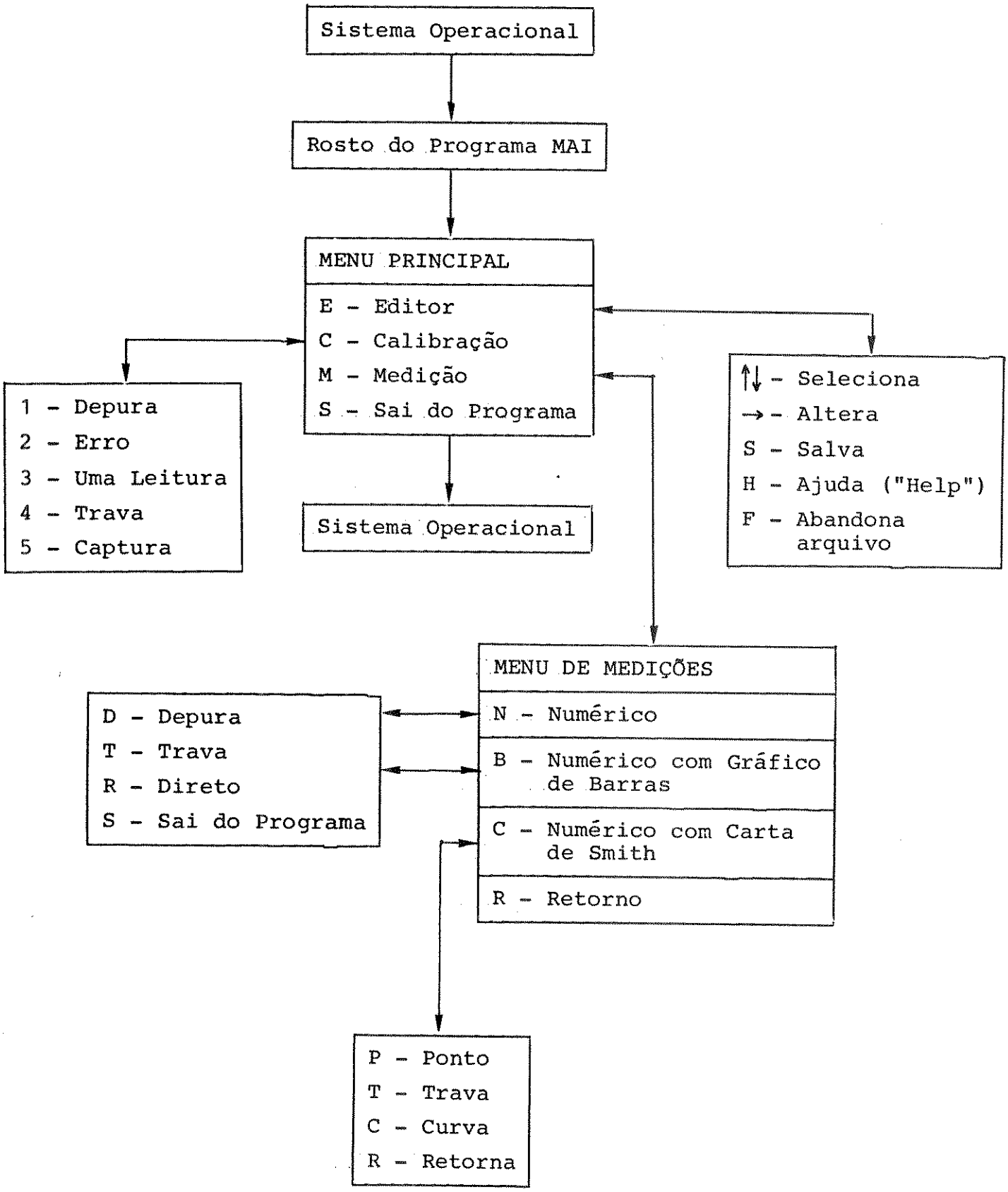
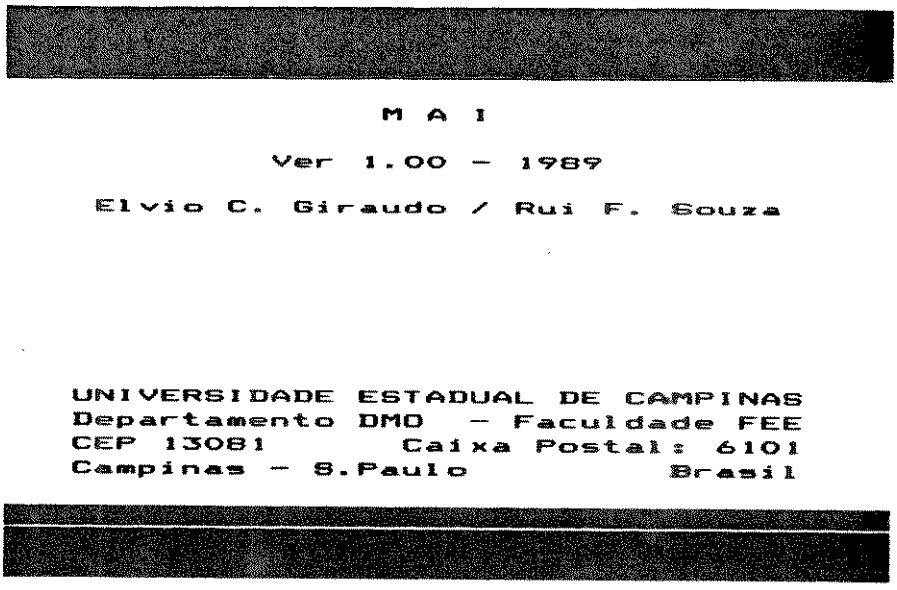
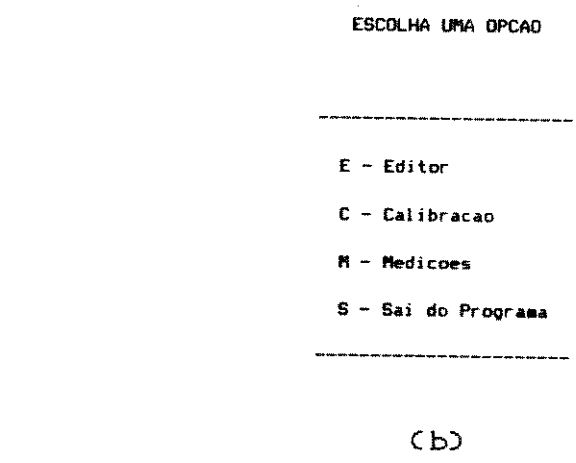


Fig. 4.1 - Diagrama de comandos do programa "MAI"

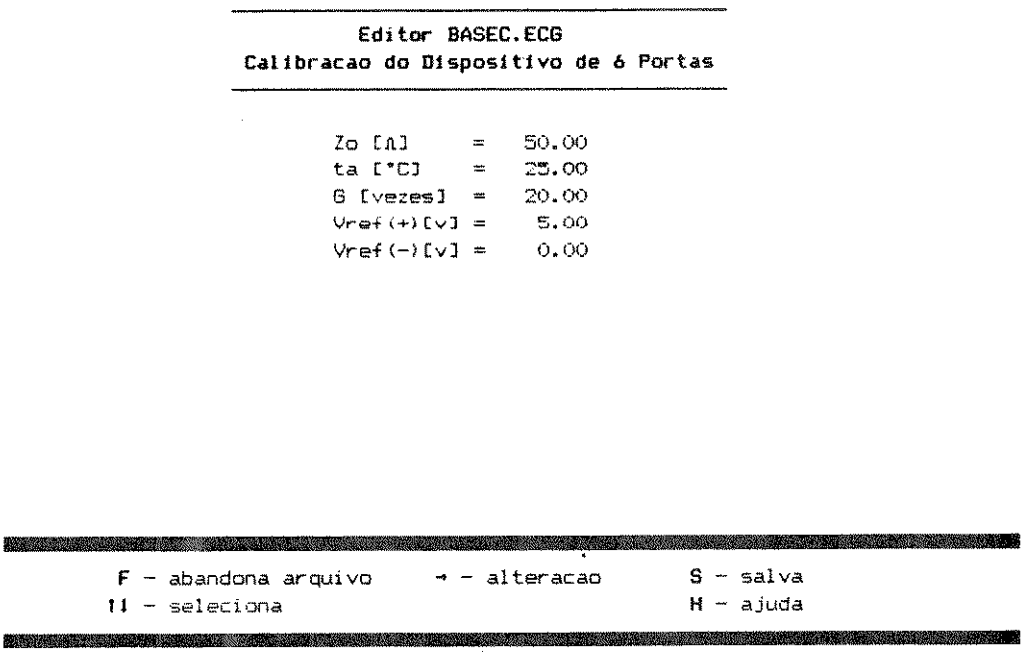


(a)

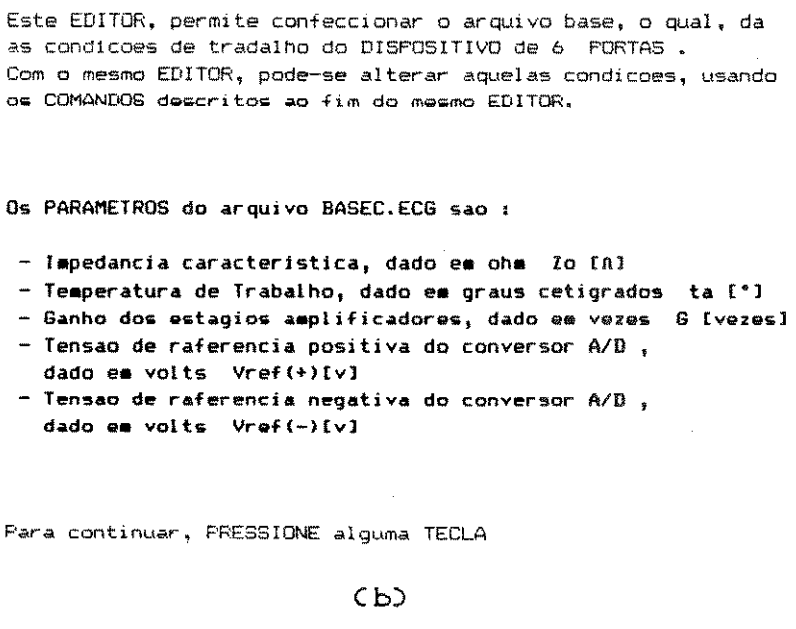


(b)

Fig. 4.2 (a) Rosto do programa "MAI".
(b) Menu principal.



(a)



(b)

Fig. 4.3 Subprograma editor.
(a) alteração parâmetros.
(b) explicação do editor.

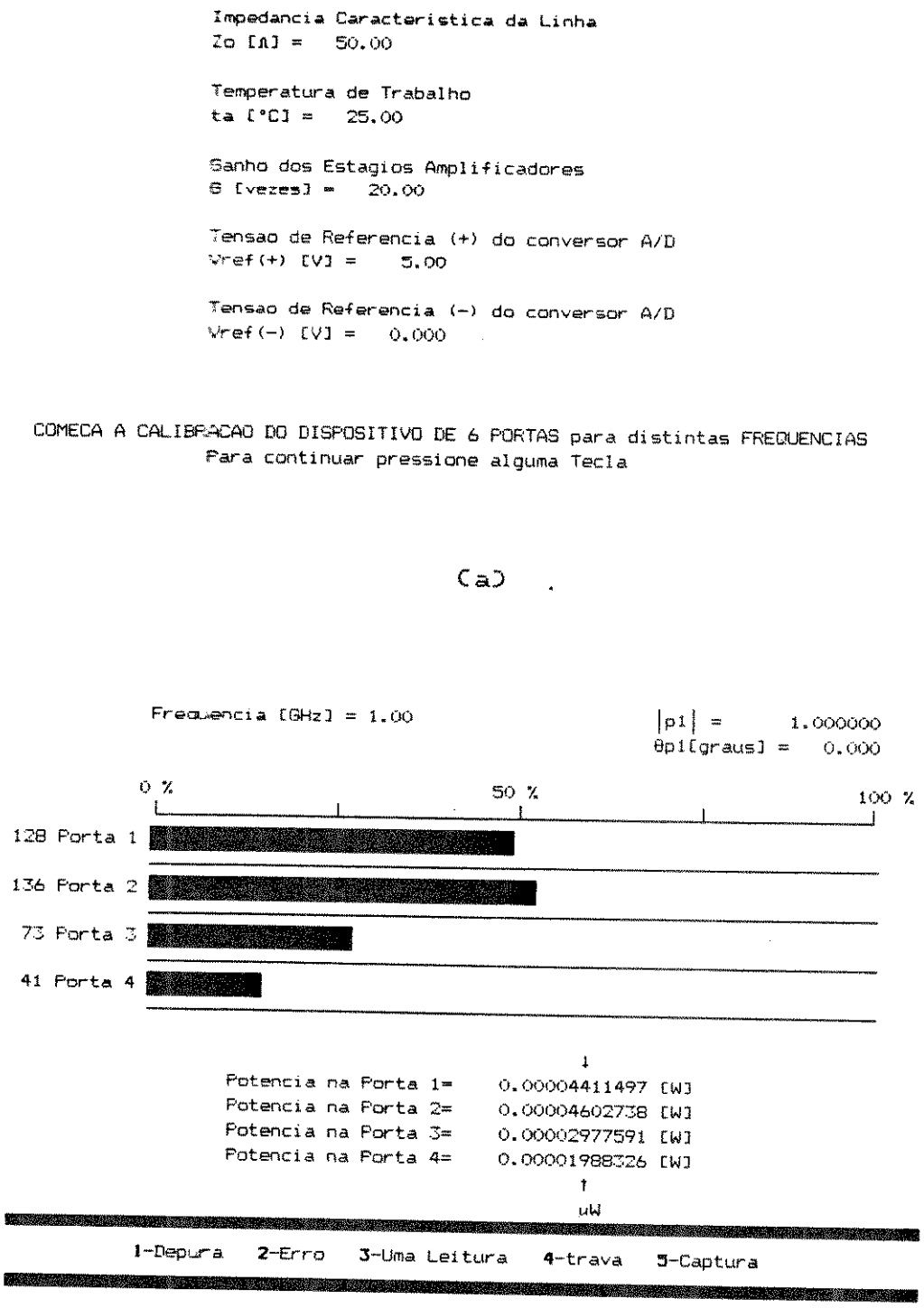


Fig. 4.4 Calibração do D6P.
(a) começo de calibração.
(b) medição com o padrão "P1".

de calibração, em GHz. Se já existe uma calibração prévia na freqüência desejada, o programa acusa sua presença e pergunta se se deseja continuar.

Ao surgir a terceira tela no vídeo deve-se inserir a primeira carga padrão (p1) na saída do D6P, ligando, também, o gerador de sinal à entrada do mesmo. Além disso, é necessário introduzir,via teclado, os dois parâmetros da carga padrão, seja em coordenadas retangulares ou polares.

A quarta tela de vídeo, mostrada na Fig. 4.4(b), apresenta a freqüência de trabalho (em GHz), módulo e fase do padrão utilizado, gráfico de barras (para as quatro portas sensoras) especificando os níveis de sinal como percentagem do valor máximo permitido(equivalente à saturação), além dos níveis de potência absoluta estimada para as portas sensoras.

Ao pé desta tela encontram-se os cinco comandos permitidos, que são:

1 - Depura: toma seis leituras de cada porta sensora e assume, como correto, o valor das leituras majoritárias (mais de três valores iguais); havendo igualdade entre dois conjuntos de valores , toma-se a média entre ambos.

2 - Erro: indica quais das quatro portas sensoras apresentam leituras incoerentes (variação excessiva de valores).

3 - Uma Leitura: efetua a leitura das quatro portas sensoras sem efetuar qualquer processamento.

4 - Trava: congela a apresentação no vídeo, mostrando - se a última leitura das quatro portas sensoras do D6P.

5 - Captura: usa, para efeito de calibração, as leituras das portas sensoras obtidas nas opções 1, 3 ou 4. É a última tecla acionada na presença da tela de vídeo nº 4.

Logo após o uso da opção 5 acima, repete-se o mesmo procedimento, iniciado na 3ª tela, para as outras quatro cargas padrões.

Ao final destas operações, pode-se solicitar uma tela de vídeo que apresenta o módulo e fase de todos os padrões especificados, assim como o conjunto das 20 leituras correspondentes nas quatro portas sensoras. Em seguida começa o cálculo da matriz de calibração,

apresentada na Eq.(2.115) do Capítulo 2.

Havendo sucesso no cálculo da matriz de calibração, ela é mostrada, automaticamente, na tela de vídeo, gerando-se um arquivo de calibração MC6P*.* para a freqüência de operação selecionada.

Caso haja problema durante os cálculos, na rotina de calibração, uma das mensagens é apresentada:

- "Não existe inversa no Nível 1": indica que não foi possível efetuar o cálculo da inversa da matriz G; vide expressões (2.141) e (2.162).

- "Não existe inversa no Nível 2": indica que o sistema linear, formado pelas Eqs. (2.159) e (2.161), não tem solução.

- "Não existe inversa no Nível 3": indica que não é possível obter a matriz de calibração C, dada por (2.118).

A tela de vídeo seguinte permite selecionar outra freqüência de calibração ou sair desta rotina, retornando ao menu principal, mostrado na Fig. 4.2(b).

. M (Medições): nesta etapa utiliza-se a calibração, obtida anteriormente, para medir-se a impedância complexa desejada. Para isso insere-se esta impedância na saída do D6P. Automaticamente ingressa-se no sub-menu, mostrado na Fig. 4.5(a). Neste caso pode - se escolher uma das quatro opções:

- N (Numérico): neste caso o programa pede, via teclado, a freqüência (em GHz) na qual será feita a medição da carga incógnita. Em seguida, surge uma tela de vídeo que apresenta a medição, como mostrado na Fig. 4.5(b). Nela encontra-se a freqüência (em GHz), as partes real e imaginária (em Ω) da carga incógnita e o valor correspondente do coeficiente de reflexão, em coordenadas retangulares e polares.

Ao pé desta tela de vídeo apresentam-se quatro opções:

- D (Depura): efetua o descarte de leituras minoritárias, como feito no processo de calibração.

- T (Trava): congela a medição na tela de vídeo.

- R (Direto): a medida da impedância complexa é feita

APRESENTACAO DA MEDICAO

N - Numerico

B - Numerico com Grafico de Barras

C - Numerico com Carta de Smith

R - Retorna

Fig. 4.5 (a)

Frequencia de Trabalho [GHz] = 4

Impedancia		Coordenadas Retangulares	
R[Ω] =	50.09501	Γx =	0.0009
X[Ω] =	0.00228	Γy =	0.0000
		Coordenadas Polares	
		|Γ| =	0.0009
		θ =	1.3742

D-Depura T-Trava R-Direto S-Sai do Programa

Fig. 4.5 (b)

diretamente, sem sofrer qualquer processamento adicional.

- S (Sai do Programa): retorna ao sub-menu de Medições.

- B (Numérico com Gráfico de Barras): permite as mesmas operações da opção "N", adicionando uma apresentação, em gráfico de barras, dos níveis de sinal nas quatro portas sensoras, como mostrado na Fig. 4.5(c).

- C (Numérico com Carta de Smith): apresenta a impedância incógnita e o coeficiente de reflexão, em conjunto com a Carta de Smith, como mostrado na Fig. 4.5(d). Neste caso estão disponíveis quatro opções, acionadas pelos comandos:

- P (Ponto): apresenta, na Carta de Smith, um ponto que representa o coeficiente de reflexão.

- T (Trava): congela a medição efetuada.

- C (Curva): evita o apagamento do ponto representativo do coeficiente de reflexão das cargas inseridas anteriormente, gerando-se uma curva pontilhada na Carta de Smith.

- R (Retorno): efetua o retorno ao sub-menu de Medições.

. S (Sai do Programa): com este comando, o programa MAI é abandonado, retornando o controle ao sistema operacional.

A listagem completa do programa MAI, conjuntamente com todos os sub-programas, encontra-se em uma publicação separada [4.1].

A Fig. 4.6 apresenta como se processa o fluxo durante a execução do programa MAI.

O programa MAI utiliza os seguintes procedimentos, em linguagem Turbo-Pascal:

Cara : cria o rosto do programa MAI
SetCur : usado, a nível DOS, para apagar o cursor.
BASEC : subprograma do Editor
Calib6P : subprograma de Calibração
Medições: subprograma de Medições

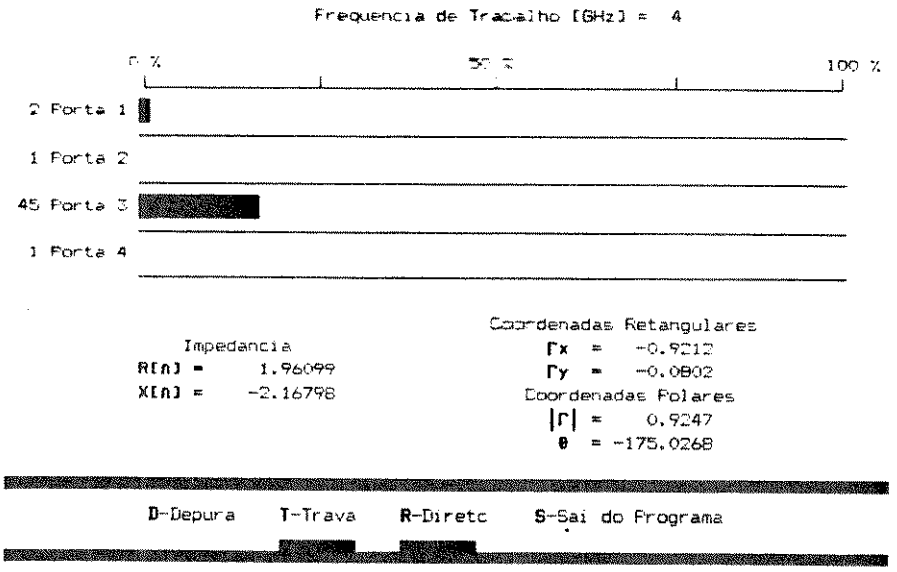


Fig. 4.5 (c)

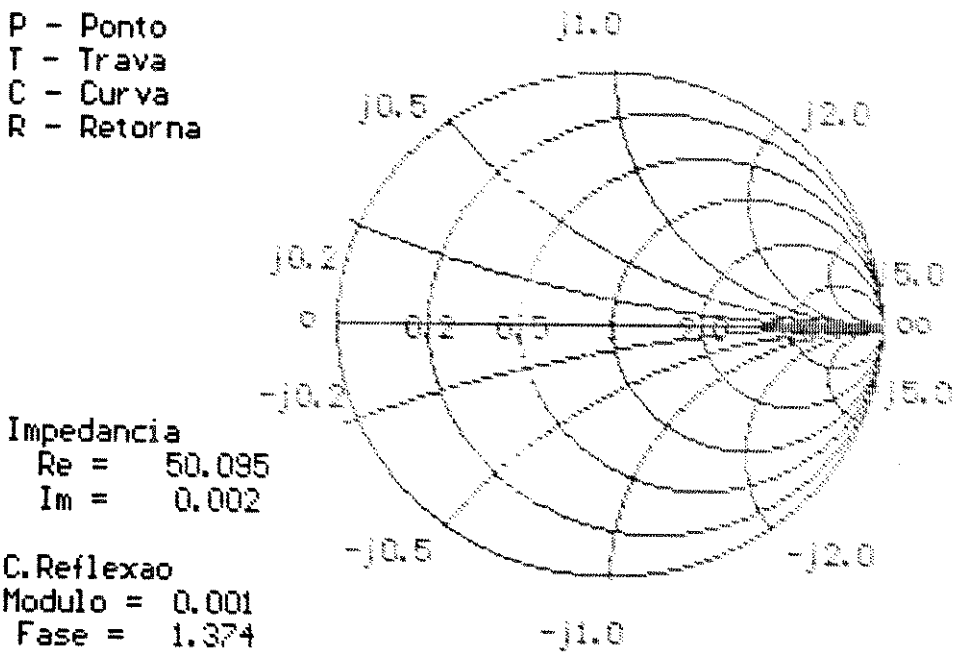


Fig. 4.5 (d)

Fig. 4.5 Medição de impedância complexa.
(a) menu de medições.
(b) item N do menu.
(c) item B do menu.
(d) item C do menu.

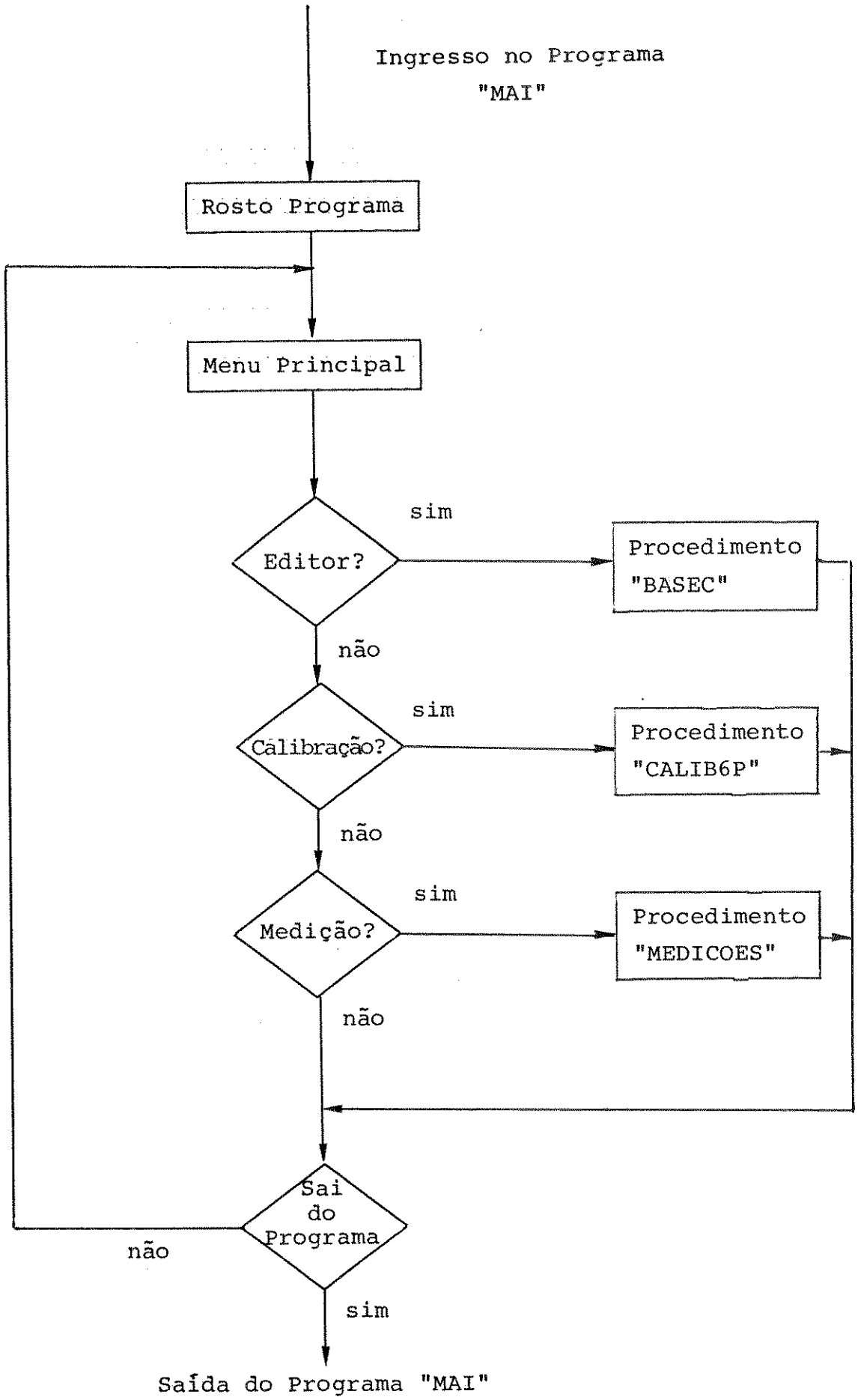


Fig. 4.6 - Diagrama de fluxo do programa "MAI"

Informações adicionais sobre os três últimos procedimentos serão dadas nos ítens seguintes. Todos os subprogramas utilizaram o procedimento "Soni" que dá uma advertência sonora "aguda" quando as potências são nulas nas 4 portas sensoras e uma "grave" quando estas potências saturam os estágios amplificadores que alimentam os conversores A/D.

Para a execução dos programas acima, utilizou-se um microcomputador PC da SID com uma configuração "disco flexível + disco rígido" com 512 kbytes de memória RAM.

4.2 - SUBPROGRAMA DE EDITOR "BASEC"

Este subprograma dedica-se à geração do arquivo BASEC.ECG, onde encontram-se os parâmetros básicos para obter-se a medida da impedância incógnita.

Na Fig. 4.7 mostra-se o diagrama de fluxo do "procedimento BASEC".

Neste subprograma incluem-se os seguintes procedimentos:

Cartaz : gera o rosto do Editor.
Ajuda : explica o funcionamento do Editor e dos parâmetros do arquivo BASEC.ECG.
Prenda : protege o programa contra dados incorretos vindos do teclado.

4.3 - SUBPROGRAMA DE CALIBRAÇÃO "CALIB6P"

A calibração do D6P realiza-se neste subprograma. Na Fig. 4.8 mostra-se o diagrama de fluxo do "Procedimento CALIB6P" para a geração do arquivo de calibração MC6P*.*.

Este subprograma engloba os seguintes procedimentos:

EBASEC - verifica a existência do arquivo BASEC.ECG.

EMC6P - verifica a existência do arquivo de Calibração MC6P*.*

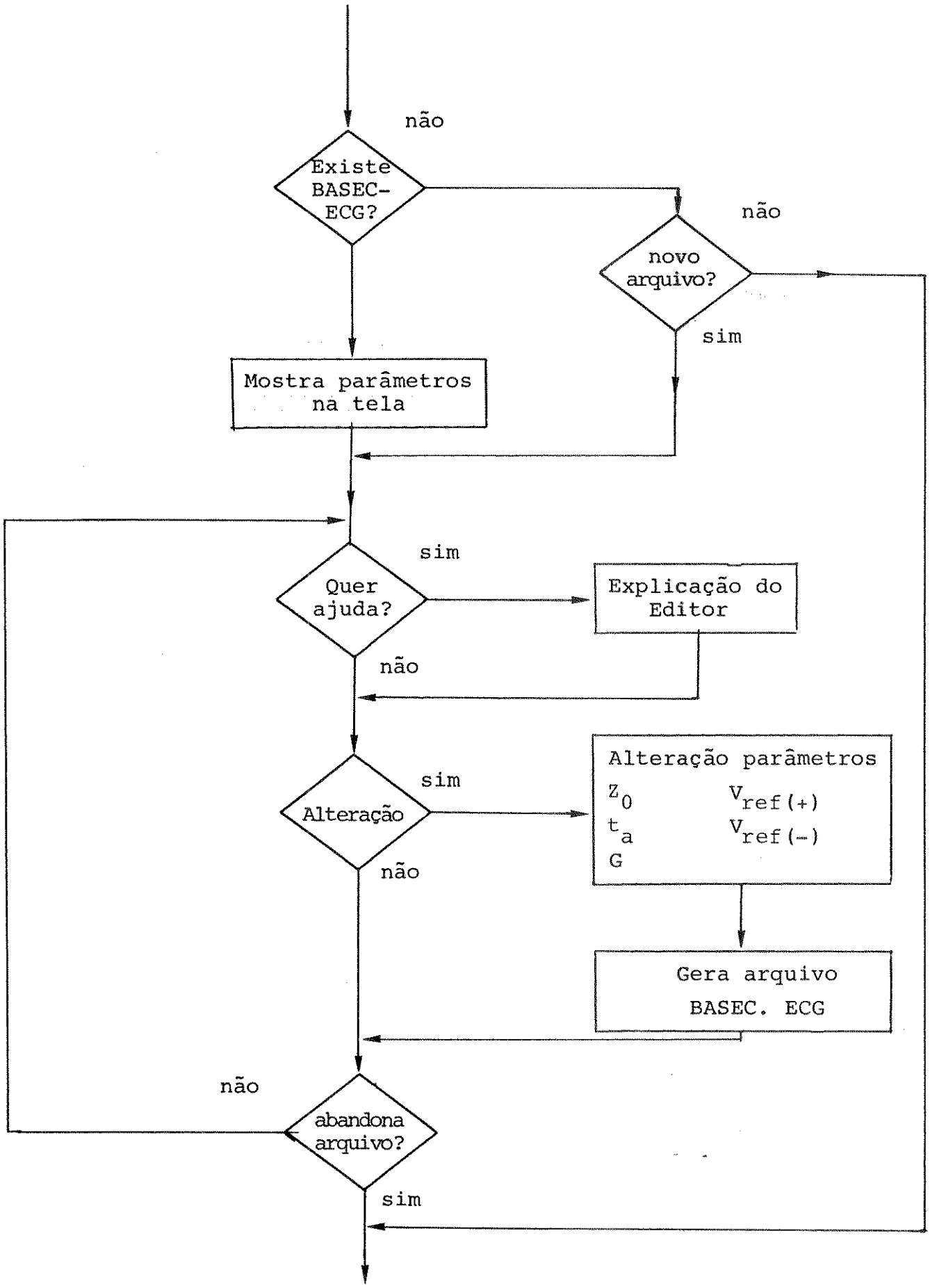


Fig. 4.7 - Diagrama de fluxo do "Procedimento BASEC"

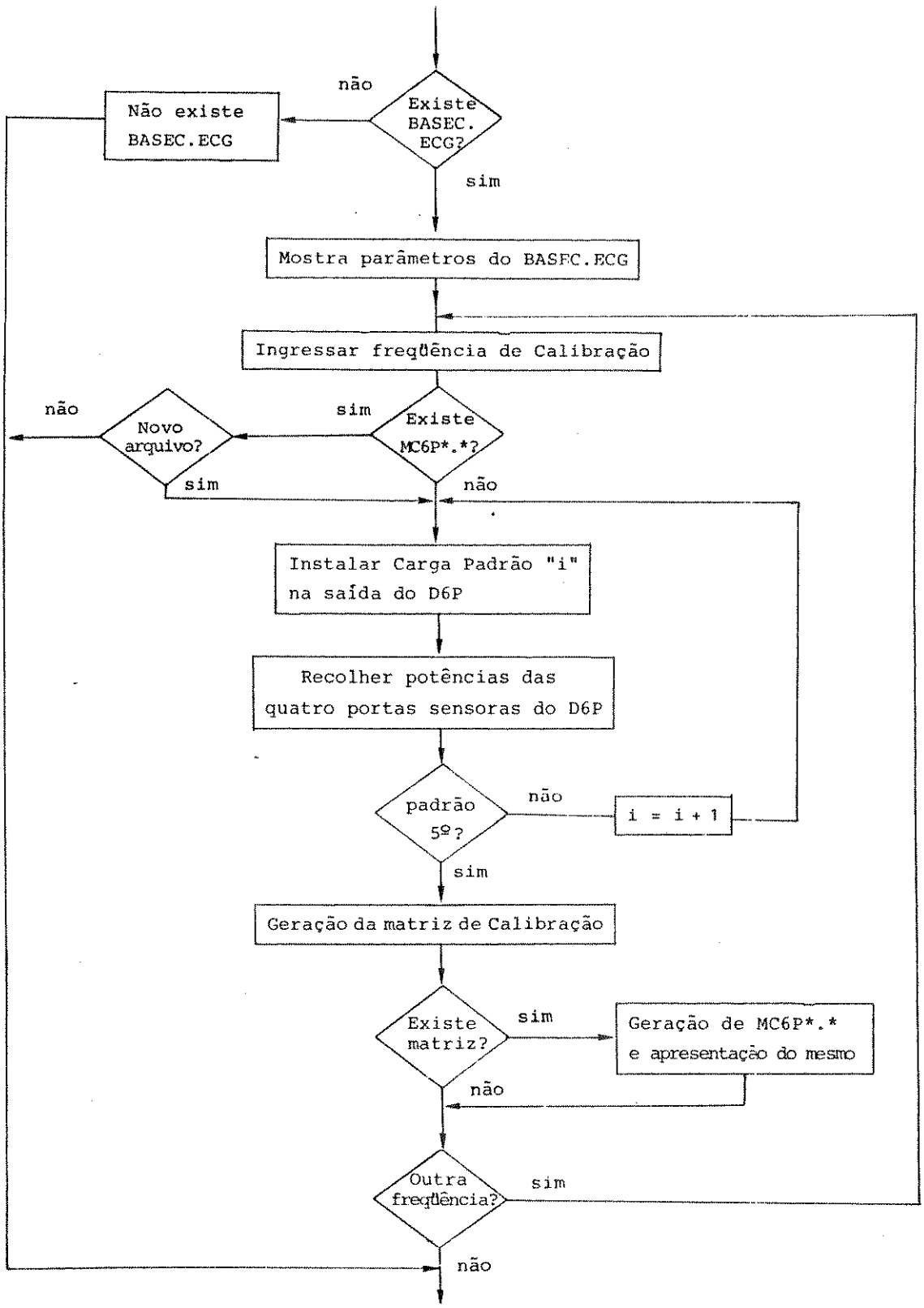


Fig. 4.8 - Diagrama de fluxo do "Procedimento CALIB6P"

PRENDA - já citado anterioremente.

CAPTURA - captura as potências lidas nas quatro portas do D6P, e consta dos seguintes procedimentos:

LEPORTA - lê os valores, em código decimal, das potências convertidas pelo sistema de aquisição de dados.

DEPURA - desconta leituras realizadas no procedimento LEPORTA que não se encontram em maioria.

DESENHA - gera na tela o gráfico de barras, já mencionado. Utiliza o procedimento "Diodo" que é o modelo matemático dos Detectores apresentado no item 3.2.2.2.

SONI - gera o som de advertência, se as potências lidas são nulas ou excessivas.

RECPOL - faz a conversão de coordenadas retangulares para polares.

CALIT3 - realiza todo o procedimento matemático apresentado no item 2.3, para obter a matriz de calibração. Utiliza os seguintes procedimentos:

TRANSP - calcula a transposta de uma matriz.

PRODMV - calcula o produto de uma matriz por um vetor.

INVERSE - realiza a inversa de uma matriz. Permite achar a inversa da matriz (2.141) e (2.118). Utiliza os procedimentos:

. INITIAL

. INVE { PIVOTI, ERODIV, EROMULTADD } programas fornecidos em PASCAL

PARTIAL-PIVOTING - realiza a resolução do sistema linear de Eqs. (2.159) e (2.161), mediante a técnica de pivotamento parcial, obtendo maior precisão e velocidade de pro

cessamento. Utiliza os seguintes procedimentos:

- INITIAL
- UPPERTRIANGULAR
- BACKWARDSSUB

} PIVOT, EROMULTADD } programas fornecidos em PASCAL

4.4 - SUBPROGRAMA DE MEDIÇÕES "MEDICOES"

Aqui encontram-se todos os procedimentos utilizados na medição de impedâncias complexas, instaladas na porta de saída do D6P, utilizando a matriz de calibração MC6P*.* para a freqüência de interesse.

Na Fig. 4.9 mostra-se o diagrama fluxo do "Procedimento Medicoes", que utiliza os seguintes programas:

. LECARG - permite ler o valor da carga complexa, e consta de:

- . EMC6P
- . EBASEC
- . LEPORTA
- . DEPURA
- . DIODO
- . PRENDA
- . SONI
- . DESE - desenha gráfico de barras
- . CARGA - calcula o valor da impedância complexa a partir das expressões (2.126) e (2.127), utilizando o procedimento RECPOL.
- . ROZL - converte o coeficiente de reflexão em impedância de carga complexa.

. SETCUR

. CARSMITH - gera carta de Smith e utiliza os seguintes procedimentos:

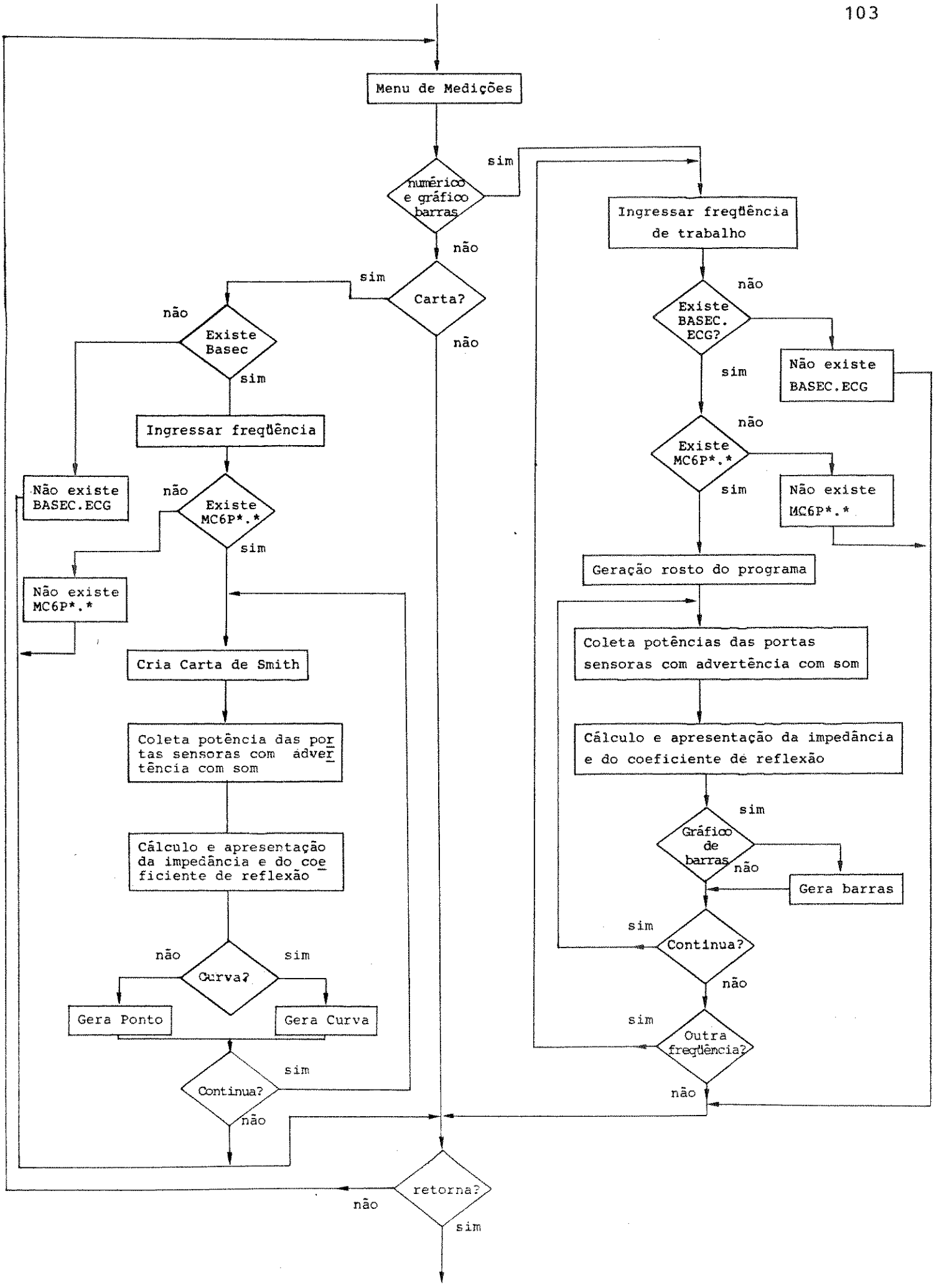


Fig. 4.9 - Diagrama de fluxo do "Procedimento Medicoes"

. EBASEC
. PRENDA
. EMC6P
. TCUR - traça arcos na carta de Smith.
. TCIR - traça círculos na carta de Smith.
. PUNT - coloca ponto na carta de Smith.
. LEE
  - LEPORTA
  - DIODO
  - ROZL
  - PUNT
  - PUNTO - permite apagar e inserir novo ponto na carta de Smith.
  - CARGA
  - SONI

4.5 - REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

[4.1] E.C. Giraudo e R.F. Souza, Programa MAI (Medição Automática de Impedâncias), Relatório Técnico RT nº 016 , DMO/FEE/UNICAMP, Pub. FEE nº 024/90, julho 1990.

CAPÍTULO 5

RESULTADOS

5.1 - CALIBRAÇÃO

Em primeiro lugar, realizou-se a calibração do D6P para três freqüências distintas: 1, 3 e 4 GHz.

Os padrões utilizados (P_1, P_2, P_3, P_4 e P_5), para as calibrações foram construídos empregando trechos de cabos coaxiais com um curto em um dos extremos, com o outro extremo terminado por um conector tipo BNC. A ligação destes padrões com o D6P foi feita através de um adaptador BNC/SMA.

Estes curtos foram medidos no analisador de redes HP8410A, da FEE, nas três freqüências acima, obtendo-se as medições mostradas na Tabela 5.1. Também foram medidos curtos acompanhados do atenuador A (designados por $P_{1A},\ldots,P_{5A}$), como mostrado nessa tabela.

Na calibração em cada freqüência utilizaram-se as seguintes combinações de padrões:

- Para a freqüência de 1 GHz:
  P_1, P_4, P_{4A}, P_{34} e carga casada

- Para a freqüência de 3 GHz:
  P_2, P_1, P_3, P_5 e carga casada

- Para a freqüência de 4 GHz:
  P_1, P_3, P_5, P_2 e carga casada

As inversas das matrizes de calibração, como indicado na expressão (2.118), os pontos "q_i", obtidos via (2.174), e o erro de calibração, obtido por (2.177), são mostrados na Tabela 5.2.

5.2 - MEDIÇÕES REALIZADAS

Realizaram-se medições com o D6P utilizando as cargas mostradas na Tabela 5.1 e um curto móvel (Marca: NARDA, Modelo: 901NM, para uso entre 3 e 10 GHz).

Nas Tabelas 5.3, 5.4 e 5.5, mostram-se os resultados para as cargas medidas para as várias freqüências, onde são apresentados, como erros, os valores absolutos das diferenças entre módulos e entre fases da impedância complexa lida no D6P e no HP8410A.

Tabela 5.1 - Medições das cargas complexas com o analisador de redes da Hewlett-Packard (HP8410A). Para cada carga apresenta-se seu valor de módulo e fase (em graus), em cada freqüência.

Cargas utilizadas	Freqüência [GHz]		
	1 GHz	3 GHz	4 GHz
P_1	1	1	1
	180^o	180^o	180^o
P_2	1	1	1
	46^o	135^o	6^o
P_3	1	1	1
	-164^o	-124^o	-122^o
P_4	1	1	1
	59^o	-175^o	41^o
P_5	1	0,97	0,94
	-28^o	-84^o	48^o
P_{1A}	0,68	0,72	0,68
	81^o	-122^o	145^o
P_{3A}	0,68	0,75	0,70
	95^o	-64^o	-161^o
P_{4A}	0,72	0,73	0,75
	-34^o	-119^o	11^o
P_{5A}	0,75	0,78	0,78
	-129^o	-19^o	17^o
A	0,70	0,72	0,70
	-21^o	-85^o	-116^o

Tabela 5.2 - Parâmetros de calibração (elementos da matriz x, pontos q_i e erros e):
(a) para 1 GHz ; (b) 3 GHz ; (c) para 4 GHz

Arquivo MC6P1.00 (a)

```
X[1,1] = -7.8510489578E+04        qx1 =  1.2968386434E-01
X[1,2] =  3.5963737391E+05        qy1 =  1.5505734781E-01
X[1,3] = -3.5361066457E+05        e1 =  8.6349732311E-01
X[1,4] =  1.0268740860E+05
X[2,1] = -2.2604559154E+05        qx2 =  4.9569914036E-01
X[2,2] =  5.4132087663E+05        qy2 = -3.1938379967E-01
X[2,3] = -5.5542073972E+05        e2 =  1.9911661392E+00
X[2,4] =  2.1144101421E+05
X[3,1] = -2.3295143983E+05        qx3 =  4.1322429150E-01
X[3,2] =  4.1383016014E+05        qy3 = -4.4416853764E-02
X[3,3] = -3.4028400452E+05        e3 =  8.3695494523E-01
X[3,4] =  1.9939405634E+05
X[4,1] = -2.0966864947E+05        qx4 =  2.1971746752E-01
X[4,2] =  4.4543457616E+05        qy4 =  2.0103828721E-01
X[4,3] = -5.6839925623E+05        e4 =  5.9022690335E-01
X[4,4] =  2.4265282251E+05
```

Arquivo MC6P3.00 (b)

```
X[1,1] =  2.7569834402E+05        qx1 = -2.2254082245E-01
X[1,2] =  1.3950825239E+05        qy1 =  2.0595829377E-01
X[1,3] = -2.3975620526E+05        e1 =  4.1640426179E-01
X[1,4] = -5.7066354363E+05
X[2,1] =  9.1948417399E+04        qx2 = -1.0916798419E-01
X[2,2] =  4.5745403769E+04        qy2 = -1.7866730061E-01
X[2,3] = -9.3186587797E+04        e2 =  5.6750961659E-01
X[2,4] = -3.2329462349E+05
X[3,1] =  3.9841109338E+04        qx3 = -3.1600912011E-01
X[3,2] = -5.2830350126E+04        qy3 =  1.9905600347E-01
X[3,3] = -3.1452942988E+04        e3 =  3.8762195585E-01
X[3,4] =  2.3871262426E+05
X[4,1] =  1.2237207651E+05        qx4 =  3.6330369101E-01
X[4,2] = -5.5917646141E+04        qy4 = -2.2171327999E-01
X[4,3] = -7.1359523006E+04        e4 =  6.0647571754E-01
X[4,4] = -7.7418434911E+04
```

Arquivo MC6P4.00 (c)

```
X[1,1] =  1.8066640928E+06        qx1 = -7.9556264648E-02
X[1,2] = -7.7075839849E+05        qy1 =  9.3722575812E-02
X[1,3] = -2.8332862923E+05        e1 =  7.8364696346E-01
X[1,4] = -2.8177518763E+06
X[2,1] =  1.2314563116E+06        qx2 = -9.1782094067E-02
X[2,2] = -6.1581794803E+05        qy2 = -5.2252993401E-02
X[2,3] = -2.7163225679E+05        e2 =  7.5046157188E-01
X[2,4] = -1.9753474145E+06
X[3,1] =  4.0052719924E+05        qx3 =  2.0653081392E-01
X[3,2] = -3.7855471449E+05        qy3 =  7.2684923122E-03
X[3,3] =  3.3865728092E+05        e3 =  6.3038944636E-01
X[3,4] = -7.8550825543E+05
X[4,1] =  2.9377349632E+05        qx4 = -1.0847080199E-01
X[4,2] = -4.4651372087E+05        qy4 =  2.2039250128E-01
X[4,3] =  0.0000000000E+00        e4 =  7.2485124250E-01
X[4,4] =  3.4786740423E+05
```

Tabela 5.3 - Medições em 1 GHz, utilizando o D6P. Erro indicado com relação à medida no HP8410A.

1 GHz			
Carga		Medição Módulo/Fase	Erro
P_2		1,02	0,02
		57^{o}	11^{o}
P_{1A}		0,67	0,01
		81^{o}	0^{o}
P_5		0,89	0,11
		-29^{o}	1^{o}
P_{5A}		0,66	0,09
		-131^{o}	2^{o}
CALIBRAÇÃO	P_1	0,98	0,02
		-179^{o}	1^{o}
	P_4	1,05	0,05
		59^{o}	0^{o}
	P_{4A}	0,69	0,03
		-34^{o}	0^{o}
	P_{3A}	0,70	0,02
		95^{o}	0^{o}
	Carga casada	0,009	-
		42^{0}	-

Tabela 5.4 - Medições em 3 GHz, utilizando o D6P. Erro indicado com relação à medida no HP8410A.

3 GHz			
Carga		Medição Módulo/Fase	Erro
P_{1A}		0,74	0,02
		64^{o}	174^{o}
P_{3A}		0,42	0,33
		116^{o}	180^{o}
A		0,61	0,11
		95^{o}	180^{o}
P_4		1,10	0,1
		178^{o}	7^{o}
CALIBRAÇÃO	P_2	0,99	0,01
		135^{o}	0^{o}
	P_1	1,03	0,03
		177^{o}	3^{o}
	P_3	0,98	0,02
		-125^{o}	1^{o}
	P_5	0,96	0,01
		-84^{o}	0^{o}
	Carga casada	0,03	-
		65^{o}	-

Tabela 5.5 - Medições em 4 GHz, utilizando o D6P. Erro indicado com relação à medida no HP8410A.

4 GHz			
Carga		Medição Módulo/Fase	Erro
P_{3A}		0,77	0,07
		-163^{o}	2^{o}
P_{4A}		0,72	0,03
		-172^{o}	177^{o}
P_{5A}		0,77	0,01
		-132^{o}	149^{o}
P_{1A}		0,8	0,12
		-16^{o}	161^{o}
P_4		0,98	0,02
		41^{o}	0^{o}
CALIBRAÇÃO	P_1	1,02	0,02
		-177^{o}	3^{o}
	P_3	0,90	0,1
		-120^{o}	2^{o}
	P_5	0,96	0,02
		47^{o}	1^{o}
	P_2	0,979	0,02
		6^{o}	0^{o}
	Carga casada	0,009	-
		1^{o}	-

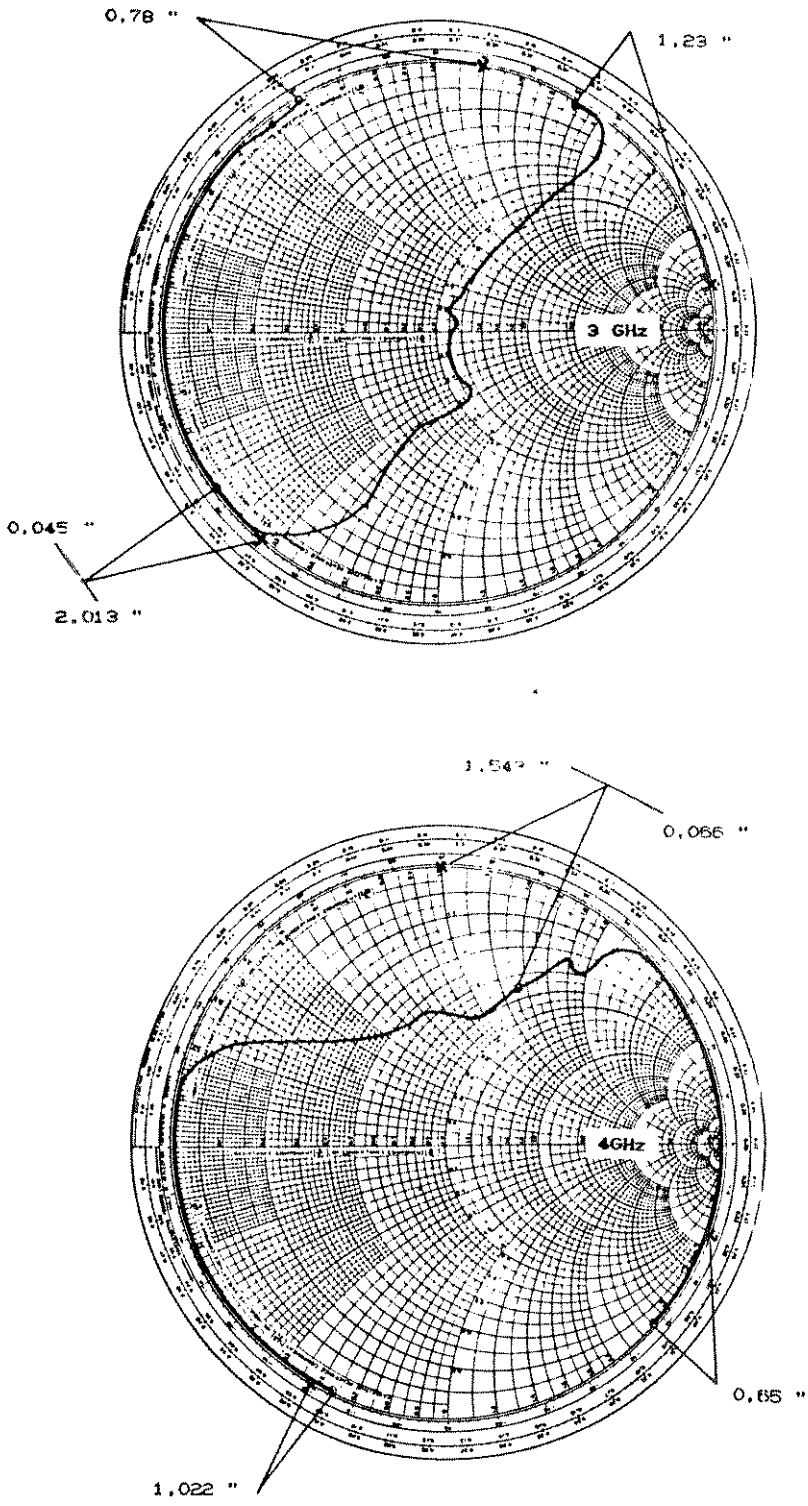


Fig. 5.1 Lugar geométrico das medições, na carta de Smith, do curto móvel, nas freqüências de 3 e 4 GHz.
x indica medida do HP8410A.
o indica medida do D6P.

As cargas utilizadas como padrões, na calibração , também foram medidas, como cargas incógnitas, e são apresentadas nessas tabelas.

Na Fig. 5.1 mostram-se as medições do curto móvel para duas freqüências (3 e 4 GHz), como função da posição do mesmo.

Em um sistema de aquisição de dados do tipo digital, como é nosso caso, torna-se inevitável um erro na quantização digital de $\pm$ 1/2 bit. Por isto, a conversão das quatro tensões de saída dos detectores, pelo conversor A/D, terão, em geral, com ajuda de ruído, duas leituras em código decimal.

Portanto, tem-se presente uma variação na determinação da impedância complexa, fornecendo um certo espalhamento de valores para a mesma, como foi comprovado em nosso sistema ao medir-se a mesma impedância várias vezes.

Se o sistema de aquisição de dados fosse analógico, não existiria a necessidade da discretização dos dados, diminuindo o ruído no sistema.

Também observaram-se pequenas variações na determinação da impedância complexa em função das variações da potência de ingresso ao D6P. Comprovou-se que melhores ajustes no ganho dos estágios amplificadores, visando igualar o desempenho dos mesmos, contribuiu para a minimização deste defeito, às vezes até anulando-o.

CAPÍTULO 6

CONCLUSÕES E SUGESTÕES

Nos capítulos anteriores foi apresentado o projeto e foi implementado um sistema simples que permite a medição de impedâncias complexas em microondas utilizando como peça central, um dispositivo de seis portas. Foi explicitado o "hardware" e "software" desenvolvido para que as medidas e resultados sejam comandados via microcomputador PC/XT.

O sistema apresentado permite um alto grau de automatização, falicitando o processo de calibração e fazendo com que, uma vez calibrado, obtenham-se medições de impedâncias complexas em tempo quase-real. O sistema não requer o uso de conversão de freqüência, constituindo-se em um aparelho de baixo custo, de grande portabilidade e muito adequado para fins educacionais.

Quando comparado com sistemas de analisadores de redes comerciais, o sistema descrito apresenta uma menor faixa dinâmica e uma menor precisão e repetibilidade das leituras de impedâncias . A faixa de freqüência de operação também não é muito extensa, já que o sistema não funciona próximo dos "pontos cegos".

Podem-se visualizar vários pontos de melhoria no sistema apresentado. Para diminuir a influência de elementos parasitas em freqüências mais elevadas, podem-se utilizar elementos discretos na forma de "chip". Um menor espalhamento dos valores medidos da impedância complexa pode ser obtido utilizando-se um circuito conversor A/D de 16 bits, ao invés do de 8 bits utilizado. Um estudo sobre o carregamento ótimo dos circuitos detectores, sobre a linha de microfita, pode ser realizado para maximizar a relação sinal/ruído na entrada do conversor A/D, melhorando os resultados finais. Visando diminuir a influência do nível de potência da fonte nas leituras da impedância incógnita, pode ser empregado um único conjunto detector/amplificador para processar seqüencialmente as quatro portas sensoras. Além disso, o aumento da confiabilidade na determinação das impedâncias incógnitas pode ser obtido através de um estado mais detalhado das fontes de erros envolvidas [lei efetiva dos detectores, reflexões espúrias dos conectores e adaptadores, uso de gerador com maior pureza espectral (sintetizador), etc.].

O sistema utilizado neste trabalho foi montado num soquete experimental "Pront-Labor", que foi empregado para as medições feitas no Capítulo 5.

Atualmente, está sendo construído todo o sistema sobre um circuito impresso, o que deve melhorar o desempenho do sistema.