

Proposta de um Analisador de Redes de Seis Portas

Ana Carolina de Souza Assis

UNIVERSIDADE FEDERAL DE PERNAMBUCO
CENTRO DE TECNOLOGIA E GEOCIÊNCIAS
Departamento de Eletrônica e Sistemas

Proposta de um Analisador de
Redes de Seis Portas

Por:

Ana Carolina de Souza Assis

Orientador:

Prof. Dr. Antonio Jerónimo Belfort de Oliveira

Dissertação apresentada ao mestrado de Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Pernambuco (UFPE) como um dos requisitos à obtenção do título de mestre.

Recife, Dezembro de 1996

"Três são os caminhos pelos quais chegamos à virtude: pela reflexão o mais nobre; pela imitação o mais fácil; pela experiência o mais doloroso". (Confúcio)

**'A única coisa realmente sua, inteiramente sua é você e todo o seu potencial, a sua capacidade de amar, de pensar e de crescer".
(Antoine Saint Exupéry)**

Dedico este trabalho:
aos meus pais,
meus irmãos e
ao meu marido.

Agradecimentos

Primeiramente agradeço a Deus por ter me dado forças para que este trabalho pudesse ser concluído.

A Antonio Jerónimo Belfort de Oliveira, pela paciência, dedicação e apoio, além de contribuir com seus vastos conhecimentos para a minha formação e servir de modelo a seguir como cientista e como pessoa.

Aos meus pais pelo apoio e encorajamento tão necessários nessa caminhada.

A Breno, meu marido, pela dedicação, força, carinho e compreensão por todos os dias abdicados da companhia um do outro e quando em momentos difíceis nunca me deixou desistir.

A todos os colegas que sempre me incentivaram e ajudaram com sugestões e principalmente a todos os amigos que conheci durante todo o curso.

Ao Departamento de Eletrônica e Sistema da UFPE, com seus professores de alto nível que estão sempre dispostos a ajudar. Aos funcionários pela competência e a amizade.

E um agradecimento especial a Andréa Tenório Pinto por toda orientação quanto a burocracia a ser seguida durante todo o curso, e a sua amizade tão importante durante todo curso.

Resumo

Os coeficientes de reflexão e transmissão de dispositivos de microondas têm sido medidos nessas últimas décadas pelo já consagrado Analisador de Redes que utiliza a técnica heterodina. A eletrônica que envolve esta técnica é de tal sofisticação que eleva enormemente os custos daquele equipamento. A "Técnica de Seis Portas", introduzida na década de 70, tem sido considerada pela comunidade científica na área como uma alternativa promissora no projeto de analisadores de redes de baixos custos e que venham a substituir o heterodino.

Esta dissertação propõe e realiza inicialmente o estudo da influência das imperfeições presentes nos componentes de um reflectômetro de seis portas, já que este serve de base para o analisador de redes proposto. O Método do Grafo de Fluxo é aqui utilizado nesse estudo. Em seguida, propõe um circuito para o analisador de redes, seu respectivo método de calibração como também de medição. O método de calibração reduz ao máximo o número de cargas-padrão (uma carga apenas) e dispensa a inversão da carga a ser medida na obtenção dos dois coeficientes de transmissão, S_{12} e S_{21} .

Abstract

The scattering parameters of microwave devices have been measured satisfactorily by the well known heterodyne network analyser. The sophisticated electronic circuitry involved, however, is the reason why its cost is so high. The Six-Port Technique, introduced in the early 70's, has proved to be a promising alternative in the design of a low cost equipment which sooner or later may replace the heterodyne one.

This thesis deals, initially, with the influence of imperfections present in the devices comprising the six-port reflectometer, which is the main component of the network analyser. In this analysis, the Flow Graph Method is employed. A new network analyser is then proposed along with its calibration and measurement methods. The main feature of the proposed calibration method uses is that it only one calibration standard thus avoiding reversing the device under test when measuring the transmission coefficients S_{j2} and S_{21} -

Índice

Dedicação	j v
Agradecimentos	v
Resumo	v j
Abstract	v j j
Capítulo 1 - Introdução.	12
Capítulo 2 - A Técnica de Seis Portas.	15
2.1 - Descrição da Técnica de Seis Portas.	16
2.2 - Calibração.	28
2.3 - Medição.	40
2.3.1 - Cálculo dos centros e dos raios das circunferências. Interseção das circunferências.	41
2.3.2 - Equações das circunferências e cordas.	44
Capítulo 3 - Teoria do Grafo de Fluxo.	47
3.1 - Método do Grafo de Fluxo.	48
3.2 - Aproximação topográfica.	49
3.3 - Aproximação analítica.	53
Capítulo 4 - Análise de um reflectômetro pelo Grafo de Fluxo.	57
4.1 - Descrição do reflectômetro em estudo.	59
4.2 - O Grafo de Fluxo.	60
4.3 - Resultados numéricos.	55
Capítulo 5 - Analisadores de Redes.	57
5.1 - O analisador proposto por Hoer.	68
5.2 - O analisador proposto por Sun Jia.	69
5.3 - O analisador proposto por Hunter e Somlo.	70
5.4 - O analisador proposto por Abouchahine e outros.	70

5.5 - O analisador de redes proposto por Yeo e Cheng.	72
5.6 - Descrição e análise do analisador proposto neste trabalho.	72
5.6.1 - Modo de reflexão.	73
5.6.2 - Modo de transmissão.	78
5.6.3 - Procedimento de calibração.	80
5.6.4 - Procedimento de medição.	81
Capítulo 6- Conclusão e sugestões para trabalhos futuros.	83
Referências Bibliográficas.	86

Índice de Figuras

2.1 - Junção de quatro portas.	17
2.2 - Circunferência associada a H	19
2.3 - Junção de cinco portas.	20
2.4 - Interseção de duas circunferências.	23
2.5 - Reflectômetro de seis portas.	24
2.6 - Interseção de três circunferências.	26
2.7 - Interseção das cordas.	41
3.1 - Dispositivo de duas portas.	48
3.2 - Grafo de fluxo de um dispositivo de duas portas.	49
3.3 - Dois dispositivos de duas portas ligados em cascata.	50
3.4a - Acoplador direcional.	50
3.4b - Grafo de fluxo do acoplador direcional.	51
3.5 - Ramos em série.	51
3.6 - Ramos em paralelo.	52
3.7 - Ramos com loop	52
3.8 - Duplicação de um nó.	52
3.9 - Grafo de fluxo de um dispositivo de duas portas com coeficientes r_g e r_s .	55
4.1 - Reflectômetro em estudo.	59
4.2 - Grafo de fluxo do reflectômetro em estudo.	61
4.3 - Centros dos círculos quando imperfeições são consideradas.	66
5.1 - O analisador de redes proposto por Hoer.	69
5.2 - O analisador proposto por Sun Jia.	70
5.3 - O analisador proposto por Hunter e Somlo.	71
5.4 - O analisador proposto por Abouchahine e outros.	71

5.5 - Analisador proposto por Yeo e Cheng.

5.6 - Analisador de redes proposto neste trabalho.

CAPÍTULO 1

INTRODUÇÃO

O TRABALHO É O AMOR FEITO VISÍVEL". (Gibran Khalíl Gibran)

INTRODUÇÃO

A medição dos coeficientes de reflexão e transmissão de dispositivos de microondas tem sido feita desde a década de sessenta de forma automática e satisfatória pelo já consagrado analisador de redes heterodino. Esse analisador por ser composto de circuitos complexos apresenta um custo muito elevado, o que levou a comunidade científica a buscar novas alternativas de medição.

A Técnica de Seis Portas tem-se destacado como alternativa simples e promissora uma vez que o analisador, que tem como seu principal componente o reflectômetro de seis portas, dispensa todo o aparato eletrônico presente nos heterodinos, é de fácil uso e de custo bem inferior. Ela possibilita a determinação dos parâmetros de espalhamento através da interseção de três circunferências no plano complexo. Os centros e raios dessas circunferências dependem das características dos dispositivos que compõem o reflectômetro bem como das potências medidas em portas esnatégicas do equipamento.

Como foi dito acima, o principal componente de um analisador é o reflectômetro de seis portas pois é ele que realiza as medidas necessárias para a determinação de todos os parâmetros de espalhamento do dispositivo a ser medido. Eis porque o capítulo 2 lhe é dedicado e o capítulo 3 estuda a influência das imperfeições nele contidas sobre a posição dos centro dos círculos. Um grande número de artigos tem sido a ele dedicado, sendo alguns mais importantes aqui referenciados [1-7].

O reflectômetro como unidade isolada é capaz de medir apenas coeficientes de reflexão. Quando devidamente conectado a outros componentes, estende a sua capacidade à obtenção também dos coeficientes de transmissão. Um trabalho por Cletus Hoer [8] foi o primeiro registro do uso de um reflectômetro na composição de um analisador. Na verdade, ele incorporou dois daqueles na formação desse último. Resultou, assim, em um equipamento com oito medidores de potência e

um procedimento de calibração muito longo e tedioso. A partir de então, outros pesquisadores como Jia [9], Hunter e Somlo [10], Abouchahine [11] e Yeo [12] têm sugerido diferentes concepções mais simples de analisadores fazendo uso de um único reflectômetro. Cada versão difere entre si quanto ao projeto do circuito, método de calibração e medição, compacticidade do equipamento e facilidade de manuseio.

Esta dissertação, em sua essência, propõe e utiliza o Método do Grafo de Fluxo na análise das imperfeições dos componentes sobre a distribuição dos centros dos círculos para o reflectômetro de seis portas, e, em seguida, propõe e descreve um analisador de redes fazendo uso de um único reflectômetro. Seu método de calibração utiliza apenas uma carga-padrão, sendo necessária somente a realização de três medidas para concluir a calibração. Além disso, no procedimento de medição, toma-se desnecessária a inversão física do dispositivo de duas portas que se deseja medir, na determinação de seus coeficientes de transmissão.

Em resumo, esta dissertação é constituída de 6 capítulos. O primeiro consta de uma introdução onde se mostra seu objetivo e são feitas considerações sobre a Técnica de Seis Portas. O capítulo 2 descreve essa técnica evoluindo desde uma junção de quatro portas até o reflectômetro já consolidado. O capítulo 3 dá o embasamento teórico do Método do Grafo de Fluxo e as técnicas de simplificação do grafo com a aproximação topográfica e analítica e que dão sustentação ao estudo desenvolvido no capítulo seguinte. No capítulo 4, faz-se uma análise de um reflectômetro através do Grafo de Fluxo mostrando o comportamento dos centros dos círculos quando imperfeições são consideradas. O capítulo 5 descreve em detalhes o analisador de redes proposto, com seus respectivos métodos de calibração e medição. Finalmente, o capítulo 6 apresenta uma conclusão e sugere temas para trabalhos futuros.

CAPÍTULO 2

A TÉCNICA DE SEIS PORTAS

"O tempo, tanto pode ser amigo, como inimigo. Depende apenas de como ele está sendo utilizado". (Edvaldo Arlégo)

A TÉCNICA DE SEIS PORTAS

2.1 - Descrição da técnica de Seis Portas

Esta técnica surgiu da necessidade de se medirem os parâmetros de espalhamento de dispositivos de microondas com baixos custos, e, ao mesmo tempo, usando componentes facilmente disponíveis em laboratórios de microondas, como por exemplo: acopladores direcionais, isoladores, atenuadores, T-híbridos, medidores de potência etc. A partir de então, o oneroso analisador heterodino tem encontrado um forte concorrente na determinação dos parâmetros de espalhamento.

Uma vantagem dessa técnica é a maneira simples como as medições são feitas, além de poder ser usada em frequências ópticas como é descrito por Zang e outros [13]. Na determinação do coeficiente de reflexão, tanto em magnitude quanto em fase, utilizam-se apenas as informações das potências que chegam aos medidores. Isto é possível através da obtenção do ponto interseção de três circunferências no plano complexo.

No entanto, como ainda se encontra em fase de desenvolvimento e estudo, a indústria tem retardado o lançamento de um protótipo comercial de um analisador de redes de seis portas. Alguns obstáculos que dificultam a implementação deste tipo de analisador são: o processo de calibração um pouco lento e trabalhoso exigindo o uso de várias cargas-padrão, o uso de quatro medidores de potência, que dificulta a sua comercialização, e a necessidade de se ter um bom controle de temperatura para os detetores de potência afim de possibilitar medidas precisas e confiáveis. Pensando nisto, pesquisadores de várias partes do mundo buscam soluções para essas dificuldades, inclusive o grupo de pesquisa da UFPE.

O estudo da técnica de seis portas será aqui introduzido fazendo uso inicialmente de uma junção de quatro portas, evoluindo para uma de cinco e, finalmente, para uma de seis portas.

A junção de quatro portas (figura 2.1) utiliza apenas um acoplador direcional sendo seus acessos assim conectados: porta 1 à fonte de microondas, porta 2 a um medidor de potência, porta 3 a um curto-circuito e a porta 4 ao dispositivo em teste (d. e. t.).

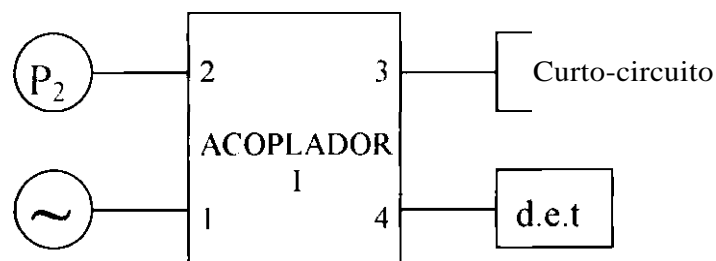


Figura 2.1 - Junção de quatro portas.

Admita-se que o acoplador direcional acima seja ideal. Sendo assim, sua matriz de espalhamento generalizada é:

$$\begin{array}{l} S_{n1} \quad S_{21} \quad S_{31} \quad S_{41} \\ s_{22} \quad S_{22} \quad S_{23} \quad S_{24} \\ S_{31} \quad S_{32} \quad S_{33} \\ S_{4i} \quad S_{42} \quad S_{43} \quad S_{44} \end{array}$$

$$\text{onde, } S_{11} = s_{22} = S_{33} - S_{44} = 0$$

$$12 = s_{23} = S_{34} - S_{43} = 0$$

$$14 - \& u = - S_{32} = a$$

$$13 = S_{31} = S_{24} = S_{42} =$$

Assim,

$$\begin{bmatrix} \mathbf{b}_1 \\ \mathbf{b}_2 \\ \mathbf{b}_3 \\ \mathbf{b}_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & p & a \\ 0 & 0 & a & p \\ p & a & 0 & 0 \\ a & p & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{a}_1 \\ \mathbf{a}_2 \\ \mathbf{a}_3 \\ \mathbf{a}_4 \end{bmatrix}$$

Onde \mathbf{a}_i ($i = 1, 2, 3, 4$) é a onda incidente e \mathbf{b}_i ($i = 1, 2, 3, 4$) é a onda refletida na i -ésima porta.

Daí segue-se que:

$$\mathbf{b}_1 = \mathbf{P}\mathbf{a}_1 + \mathbf{a}_4$$

$$\mathbf{b}_2 = \mathbf{P}\mathbf{a}_2 + \mathbf{a}_3$$

$$\mathbf{b}_3 = \mathbf{P}\mathbf{a}_3 + \mathbf{a}_2$$

$$\mathbf{b}_4 = \mathbf{P}\mathbf{a}_4 + \mathbf{a}_1$$

Mas,

$$\mathbf{a}_2 = \mathbf{Q}\mathbf{b}_3 \Rightarrow \mathbf{a}_2 = -\mathbf{P}\mathbf{a}_3 + \mathbf{a}_2 \Rightarrow \mathbf{a}_3 = \mathbf{r}\mathbf{a}_2, \mathbf{h}_A$$

Logo,

$$\mathbf{b}_1 = -\mathbf{P}\mathbf{b}_2 + \mathbf{a}_4 \Rightarrow \mathbf{b}_1 = -\mathbf{P}^2\mathbf{a}_2 + \mathbf{a}_4$$

$$\mathbf{b}_2 = -\mathbf{P}\mathbf{b}_3 + \mathbf{a}_3 \Rightarrow \mathbf{b}_2 = \mathbf{P}\mathbf{r}\mathbf{a}_2 - \mathbf{a}_3$$

$$\mathbf{b}_3 = \mathbf{P}\mathbf{a}_2,$$

$$b_1 = ctai$$

Daí.

$$b_2 = a p a_1 (r_L - 1) \Rightarrow r_L = \mathbf{b_2 + 1}$$

$$|b_2|^2 = |a_1|^2 |a(3|r_L - 1)|^2 \quad (01)$$

Vale observar que $|b_2|$ representa a potência lida pelo medidor acoplado à porta 2 sendo constante, mantidas as características elétricas das demais portas. Conclui-se portanto que os valores possíveis do parâmetro b_2 estão situados sobre uma circunferência no plano complexo com centro na origem e raio $|b_2|$. Da mesma forma, pode-se dizer que os valores possíveis de V_L situam-se por sobre uma circunferência no plano complexo com centro no ponto $(1, 0)$ e raio $|b_2|$ como mostra a figura

2.2

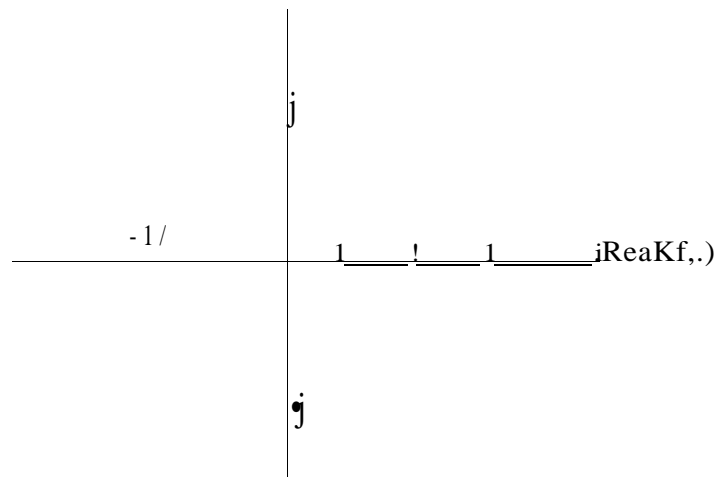


Figura 2.2 - Circunferência associada a V_L .

Com esse circuito não se consegue determinar a fase de V_L pois o conjunto de soluções corresponde à todos os pontos da circunferência em que $|F| \wedge 1$.

Considere-se agora o seguinte circuito da figura 2.3 em que se usam dois acopladores direcionais ideais interligados, dois medidores de potência, uma fonte, uma carga casada, um curto-circuito e o dispositivo em teste (d. e. t).

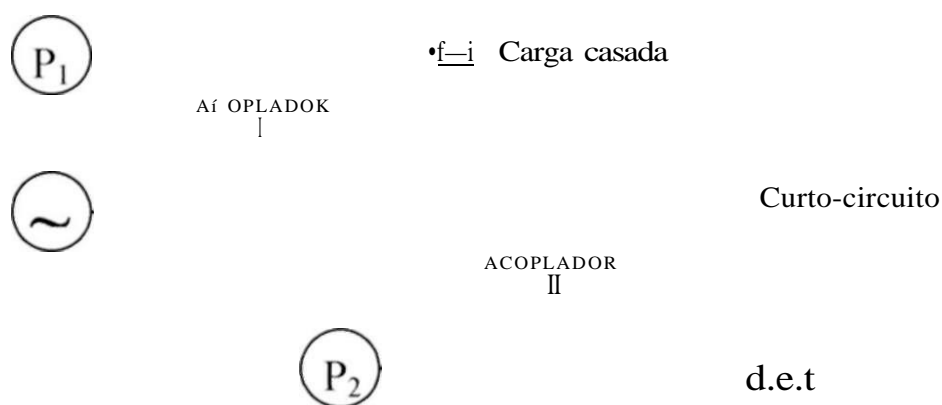


Figura 2.3: Junção de cinco portas.

De maneira análoga à junção anterior, obtém-se a seguinte matriz de espalhamento:

$$\begin{array}{c|ccc|ccc|c}
 b_1 & 0 & 0 & 0 & a/3 & p & a^2 l & \\
 b_2 & 0 & 0 & 0 & a & 0 & p & a_2 \\
 b_3 & 0 & 0 & 0 & p^2 & a & ap & a_3 \\
 b_4 & ap & a & p^2 & 0 & 0 & 0 & a_4 \\
 b_5 & fi & 0 & a & 0 & 0 & 0 & a_5 \\
 v & a^2 & p & ap & 0 & 0 & 0 & >6.
 \end{array}$$

onde. $S_{11} - S_{22} - S_{33} - S_{44} - S_{55} - S_{66} = 0$

$S_{12} - S_{13} - S_{31} - S_{21} - S_{46} - S_{64} = 0$

$$S_{i5} - S_{51} - S_{,6} - S_{f,2} - \beta$$

$$S_{ir} - S_{f,i} - ct^2$$

$$S_{36} - S_{(3} - S_{14} - S_{41} - a\beta$$

$$S_{43} \sim S_{34} - \beta^2$$

$$S_{65} - S_{56} - S_{23} \sim S_{32} - S_{25} \sim S_{52} = 0$$

Portanto,

$$b_1 = a\beta a_4 + \beta a_5 + a^2 a_6 \quad (02)$$

$$b_2 = aa_4 + \beta a_6 \quad (03)$$

$$b_3 = \beta^2 a_4 + aa_5 + a\beta iv, \quad (04)$$

$$b_4 = a\beta ai + aa_2 + \beta^2 a_3 \quad (05)$$

$$b_5 = \beta ai + aa_3 \quad (06)$$

$$b_6 = ct^2 a_1 + \beta a_2 + a\beta a_3 \quad (07)$$

Mas,

$$a_5 = a_2 = a_3 = 0 \quad a_6 = -b_6 \quad a_4 = H b_4$$

Tem-se então:

$$b_1 = apr, . b_4 - a^2 br, \quad (08)$$

$$b_2 = ar, b, - Pb, \quad (09)$$

$$b_3 = p T, b_4 - a p b_6 \quad (10)$$

$$b_4 - a p a, \quad (11)$$

$$\mathbf{b}_5 = \mathbf{Pa}, \quad (12)$$

$$b_6 = \mathbf{a^2 ai} \quad (13)$$

Ou ainda.

$$b_2 = a^2 pr, a, - a^2 pa, = a^2 pa, (T, - 1) \quad (14)$$

$$\mathbf{b3} = ap^3 r_1 \mathbf{a}, -a^3 pa, = ap^3 a, (r, - a^2/p^2) \quad (15)$$

Pode-se ainda escrever:

$$r, = \hat{\ } - b_2 + i \quad (16)$$

$$\mathbf{afi a}, \quad \begin{matrix} 1 & \alpha^2 \\ & p \end{matrix}$$

Se os acopladores direcionais são de 3dB em quadratura, tem-se:

Logo, as equações (16) e (17) se tornam:

$$r_L = -\tilde{\Gamma}_L \Gamma_L > 2 + i \quad a,$$

Obtêm-se duas circunferências no plano complexo: uma com centro no ponto (1,0) e raio $\frac{1}{|b_2|}$ e a outra com centro no ponto (-1,0) e raio $\frac{1}{|b_2|}$ (figura 2.4).

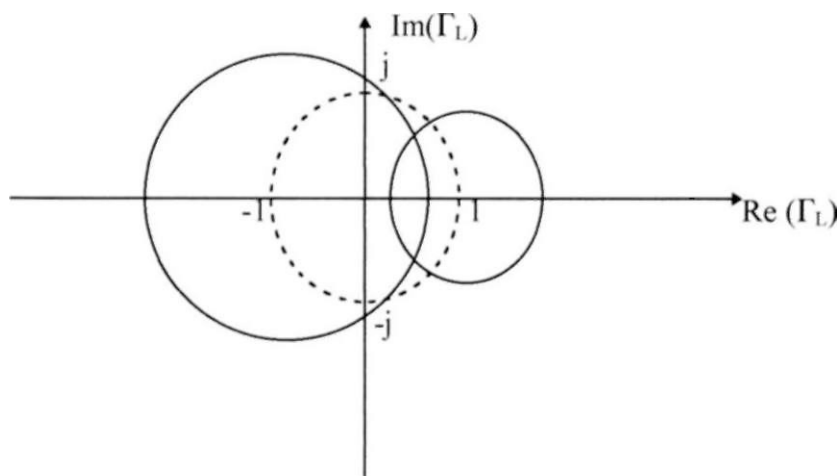


Figura 2.4: Interseção de duas circunferências.

O circuito acima não consegue determinar Y_L univocamente porque, na interseção das circunferências, dois pontos distintos são encontrados, causando ambigüidade.

Um caso particular ocorre quando se mede o Y_L de dispositivos passivos ($|H| < 1$). A ambigüidade pode ser eliminada quando um dos pontos de interseção está

no interior do círculo unitário e o outro ponto está fora. Este é imediatamente desprezado pois o dispositivo é passivo.

Todavia, não se deseja medir apenas o coeficiente de reflexão de dispositivos passivos. Neste caso, a solução encontrada foi introduzir-se uma terceira circunferência com a qual as duas primeiras se interceptarão eliminando a ambigüidade existente, levando, assim, à determinação de $T|$.

Chega-se finalmente à junção de seis porta, figura 2.5, que fornecerá as três circunferências necessárias para a determinação do $|\Gamma|$.

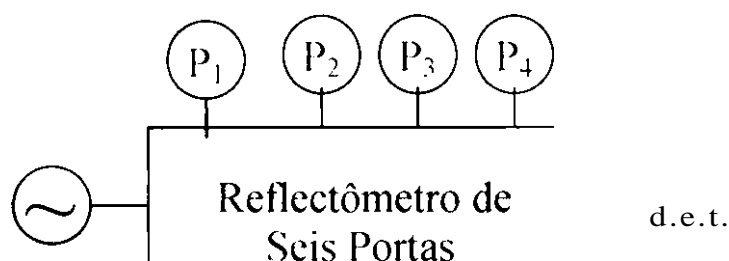


Figura 2.5: Reflectômetro de seis portas.

A figura 2.5 mostra um reflectômetro de seis portas, tendo a elas conectadas: uma fonte de microondas, um dispositivo em teste, e quatro medidores de potência. Os medidores P_1 , P_2 , P_3 geram as três circunferências, enquanto P_4 será o normalizador, só recebendo, em situações ideais, sinal vindo da fonte a fim de que as medidas realizadas sejam estáveis independentemente do nível de potência de alimentação.

Pode-se obter as equações para H seguindo o mesmo procedimento descrito anteriormente. Chega-se, então, às seguintes expressões para as ondas de potência:

$$P_1 = |a_1|^2 |A|^2 |r_1 - q_1|^2 \quad (18)$$

$$P_2 = |a_2|^2 |B|^2 |r_2 - q_2|^2 \quad (19)$$

$$P_3 = |a_3|^2 |C|^2 |T_1 - q_3|^2 \quad (20)$$

$$P_4 = |a_4|^2 |D|^2 \quad (21)$$

onde A, B, C, D, q₁, q₂ e q₃ são constantes complexas.

Utilizando (21) para eliminar o parâmetro |a_i|² das equações (18), (19) e (20), resulta:

$$I_1 = \frac{|A|^2 |Y - q_1|^2}{|D|^2}$$

$$PA = \frac{W_1}{|D|^2} \quad (23)$$

$$\frac{|Q|^2}{|I|^2} \quad (24)$$

Das equações (22) (23) e (24) segue-se que:

$$i r_1 - * l * - ^ \quad (25)$$

$$P_j P_t \quad (26)$$

W

$$|PJP| \quad (27)$$

Pode-se afirmar que as equações (25) a (27) representam circunferências com centros nos pontos q_1 , q_2 , q_3 e raios $|H - q_1|$, $|H - q_2|$ e $|H - q_3|$, respectivamente. A figura 2.6 mostra a interseção das três circunferências.

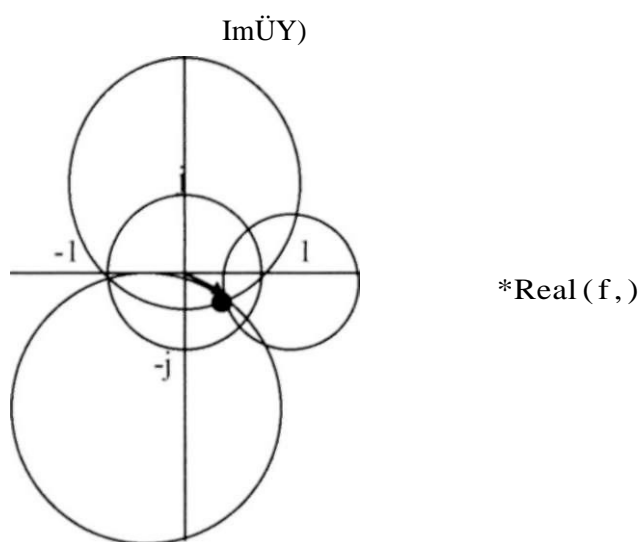


Figura 2.6: Interseção de três circunferências.

Com a inclusão da terceira circunferência, consegue-se eliminar a ambigüidade e, conseqüentemente, determinar-se H .

Alguns critérios teóricos devem ser considerados ao fazer-se o projeto de um reflectômetro. São eles:

- As circunferências devem cortar-se de forma perpendicular entre si, ou o mais próximo possível dessa distribuição.

- A distância do centro de cada circunferência à origem do plano complexo não deve ser pequena, porque o centro da circunferência estando muito próximo à origem, corresponde a um pequeno valor medido para H . Como $|T|J$ é proporcional à potência detectada pelo medidor, esta potência muito pequena sendo fortemente vulnerável a influências de ruídos, prejudicando ainda mais a acuidade das medidas.
- A distância entre os centros das circunferências e a origem do plano complexo não deve ser muito grande. As potências seriam elevadas, amplificando também os ruídos e erros que possam existir.
- A distribuição dos centros dos círculos é, talvez, o aspecto mais importante a ser observado no projeto. Glenn Engen [14] mostra que, a distribuição considerada ótima ocorre quando os centros estão localizados no vértice de um triângulo equilátero centrado na origem do sistema, ou seja $|q_1| = |q_2| = |q_3|$, com fases diferindo entre si de 120° . A faixa ótima para os valores de $|q_1|$, $|q_2|$ e $|q_3|$ estaria entre 0.5 e 1.5 segundo aquele pesquisador.

Os critérios propostos servem como orientação para se projetar um reflectômetro, mas nem sempre se pode segui-los à risca. Portanto, ao se projetar um seis portas, procura-se dispor os centros da melhor forma possível, procurando orientar-se pela a distribuição proposta por Engen[14).

Além dos critérios teóricos vistos acima, tem-se que levar em consideração também os critérios práticos como:

- Fonte de microondas estável;
- Bom nível de potência nos detetores para todas as frequências de operação;

- Garantir que a potência que chega a cada medidor esteja dentro da sua faixa dinâmica.
- Garantir a estabilidade de temperatura, a fim de que os termistores não sofram as influências da variação de temperatura.

2.2 - Calibração

Calibrar o reflectômetro significa determinar as constantes complexas das equações (18) a (21) em sua magnitude e fase. Isto pode ser feito resolvendo um sistema de equações não linear. Para isso, são utilizadas cargas-padrão no lugar do dispositivo em teste.

Reescrevendo as equações (18) a (21) vem:

$$P_1 = |a_1|^2 |A|^2 m - q_1|^2$$

$$P_2 = |a_1|^2 |B|^2 \mathbf{H} - q_2|^2$$

$$P_3 = |a_1|^2 |C|^2 |r_1 - q_3|^2$$

$$P_4 = |a_1|^2 |D|^2$$

Como os dispositivos utilizados na formação do seis portas não são perfeitos, o medidor P_4 também sofrerá influência de \mathbf{H} . Assim a equação (21) se toma:

$$P_4 = |a_1|^2 |D|^2 |r_1 - q_4|^2 \quad (28)$$

Daí, segue-se que:

$$P_1 = |a_1|^2 |A r_1 + Q|$$

$$P_2 = |a_1|^2 |B r_1 + S|^2$$

$$P_3 = |a_1|^2 |C r_1 + U|^2$$

$$P_4 = |a_1|^2 |D r_1 + Z|$$

As ondas normalizadas em relação a P_4 são:

$$\frac{I}{P_4} = \frac{|A Y_1 + Q|}{|D Y_1 + Z|}$$

$$\frac{i}{P_4} = \frac{|f r_1 + s|}{|p Y_1 + Z|}$$

$$\frac{P_3}{P_4} = \frac{|c r_1 + u f|}{|D Y_1 + Z|^2}$$

Simplificando as equações acima, tem-se:

$$\frac{Q}{I} = \frac{r_1 + i}{r_1 + i}$$

$$S_z = \frac{S_0}{D} \quad (37)$$

$$I_1 = \frac{U_0}{Z} \frac{C}{D} \quad (38)$$

Fazendo

$$= X_1 \quad \text{,, } i4 \quad \begin{matrix} B & C & D \\ Q & S & U & Z \end{matrix}$$

vem:

$$A - L r \quad *r, +1 \quad (39)$$

$$wT_L + 1 \quad (40)$$

$$zY, +1 \quad (41)$$

Portanto, as constantes a serem determinadas são: $|X_1|$, $|X_2|$, $|X_3|$, $|x|$, $\cos O_x$, $\text{sen} C_{>v}$, $|y|$, $\cos O_v$, $\text{sen} C_{>v}$, $|z|$, $\cos O_z$, $\text{sen} O_z$, $|w|$, $\cos O_w$, $\text{sen} O_w$.

Para calibrar o reflectômetro, será aqui utilizado o método proposto por Judah [15] que utiliza cinco cargas-padrão. São elas:

- Uma carga casada.

$H = 0 \Rightarrow |X|, |X_2|, |X_3|$ são determinados.

Para a determinação das demais constantes, usam-se quatro curtos-circuitos com planos de referências diferentes.

Toma-se inicialmente

$$Pa \quad \mathbf{b, b}; \quad MC \quad \frac{x e^{j\mathbf{p}+} \cdot x e^{-j\mathbf{p}+}}{w c \quad \mathbf{p} + 1} \quad (42)$$

Onde p é o coeficiente de transmissão do curto-circuito.

Assim.

$$P_i \quad , \quad i \geq 2 \quad \frac{x^2 |T_f + x e^{j\mathbf{p}+} + x e^{-j\mathbf{p}+}|}{w^2 |p|^2 + w e^{j\mathbf{p}+} + w e^{-j\mathbf{p}+} + 1} \quad O$$

Para a expressão O tem-se:

$$O = x^2 |T_f + x e^{j\mathbf{p}+} + x e^{-j\mathbf{p}+}| + J$$

$$= x^2 |p|^2 + 1 + 2x|p| \left[\frac{e^{j(\Phi_x + \Phi_p)} + e^{-j(\Phi_x + \Phi_p)}}{2} \right]$$

$$= x^2 |p|^2 + 1 + 2JT/T |\cos(\theta_x + \theta_p)|$$

Logo, pode-se encontrar O de forma similar:

$$C = v^2 |y_0|^2 + 1 + 2w|p| \cos(\theta_m + \alpha_{m,n})$$

Portanto.

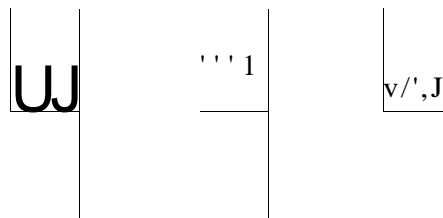
$$P = x^2 |p|^2 + 1 + 2x|p| \cos(\theta_v + \theta_{n,m})$$

$$P_4 = w^2 |p|^2 + 1 + 2w|p| \cos(\theta_v + \theta_{n,m})$$

Pelo uso da carga casada, tem-se:

$$j r . r = \dots * 3 = \frac{u_i}{P_{4J}} p-0$$

Logo. podemos escrever:



onde.

$$= \frac{x^2 |p|^2 + 1 + 2x|p| \cos(\theta_v + \theta_{n,m})}{v^2 |p|^2 + 1 + 2w|p| \cos(\theta_v + \theta_{n,m})} \tag{4.4}$$

$$= \frac{y^2 |p|^2 + 1 + 2y|p| \cos(\theta_m + \theta_{n,m})}{w^2 |p|^2 + 1 + 2w|p| \cos(\theta_m + \theta_{n,m})} \tag{4.5}$$

Assumem-se as seguintes fases para os curtos-circuitos deslocadas

$$\langle t \rangle = 0 \quad \mathbf{O} = \mathbf{O} \quad -ir- \quad \langle t \rangle = \text{---}$$

Desta forma, tem-se:

I-) Para R,

$$A_1 = \frac{Af + 1 - 2 \cdot Y \cos \theta}{v_1^2 + 1 - 2 v_1' \cos \theta}$$

$$(ii) \langle \theta \rangle_{22} = \pi/2$$

$$x + 1 - 2 \cdot v \sin \theta$$

$$^2 \quad H^2 + 1 + 2 \sin \langle J \rangle,$$

$$(iii) \langle D_{j3} \rangle = \pi$$

$$AT^2 + 1 + 2JT \cos \theta,$$

$$w + 1 + 2M \cos \theta,$$

$$(IV) \langle \theta \rangle_4 = -\pi/2$$

II-) Para S,

$$y^2 + 1 - 2vcosO_u$$

$$1 \sim I$$

$$w + 1 - 2 M^{-1}cos O_{,,}$$

(ii) $O_{p_2} = \wedge/2$

$$y^2 + 1 + 2v'senO_u$$

$$M + 1 + 2 vr sen d \setminus$$

$$y^2 + 1 + 2y\alpha s Q >_y$$

$$w + 1 + 2 w cos O_w$$

(iv) $0_{r,j_4} = -Till$

$$y^2 + I - 2 > sen < D_r$$

$$M + 1 - 2 w sen O_M.$$

III-) Para Tj

(0 * i = 0

$$\{1\} \%_2 = n12$$

$$y, - z^2 + 1 + 2z\text{sen}\langle D \rangle.$$

$$^2 \quad w^2 + 1 + 2w\text{sen}\langle D_M \rangle.$$

$$(\acute{í} \acute{í} \acute{í}) \wedge_{p,3} = \wedge$$

$$r^2 + 1 + 2z\text{cos}\langle O_z \rangle$$

$$^3 \quad w^2 + 1 + 2w\text{cos}\langle D_M \rangle$$

$$(iv) \quad 0, , , = \langle t \acute{t} \acute{t} \rangle$$

$$z^2 + 1 - 2r\text{sen}\langle d \rangle.$$

$$vr + 1 - 2w\text{sen}\langle d \rangle_r$$

Então,

$$R_i | w^2 + 1 - 2w\text{cos}\langle O_w \rangle = x^2 + | - 2.v\text{cos}\langle O_v \rangle$$

$$R_j | w^2 + 1 + 2w\text{sen}\langle I \rangle_{v,J} = x^2 + 1 + 2x\text{sen}\langle O_v \rangle$$

$$R_S | w^2 + 1 + 2w\text{cos}\langle D_M \rangle = x^2 + 1 + 2.v\text{cos}\langle O_v \rangle$$

$$\ddot{A}_4 (w^2 + 1 - 2w\text{sen}\langle D_M \rangle) = x^2 + 1 - 2x\text{sen}\langle O_v \rangle$$

$$S_1(w^2 + 1 - 2M \cos \theta) = y^2 + 1 - 2y \cos \theta$$

$$S_2(w^2 + 1 + 2n \sin \theta) = -y^2 + 1 + 2y \sin \theta$$

$$S_3(w^2 + 1 + 2v \cos \theta) = y^2 + 1 + 2y \cos \theta$$

$$S_4(w^2 + 1 - 2w \sin \theta) = y^2 + 1 - 2y \sin \theta$$

$$T_1(vr^2 + 1 - 2v \cos \theta) = z^2 + 1 - 2z \cos \theta$$

$$T_2(w^2 + 1 + 2vi \sin \theta) = z^2 + 1 - 2z \sin \theta$$

$$T_3(w^2 + 1 + 2w \cos \theta) = -z^2 + 1 + 2z \cos \theta$$

$$T_4(w^2 + 1 - 2vi \sin \theta) = z^2 + 1 - 2z \sin \theta$$

Somando (59) com (61) e (60) com (62) tem-se:

$$(R_1 + R_2)(w^2 + 1) + (R_3 - R_4)2w \cos \theta = 2(x^2 + 1)$$

$$(f_1 + A_1)(v^2 + 1) + (f_2 - f_3)2v \sin \theta = 2(v^2 + 1)$$

Logo,

$$(f_i + \langle,)(i.^2 + 1) + (f_i - R_2)2M' \cos \langle J \rangle, = (R_2 + / \hat{I}_i)(H^2 + |) + (/^\wedge - rt_2)2n \text{sen} \langle t \rangle,,$$

$$(\cdot,^2 + \quad - f_i) - (f_i + f_{i_2})] = (f_{i_2} - f_{i_4})2H \text{sen} O_{,,} + (f_i - \langle,)2" C 0 s O_{,,}$$

$$\frac{w^2 + 1}{2\langle' } - \frac{(f_{i_2} - f_{i_4}) \text{sen} O_{,,} + (f_i - / \langle,) \cos \langle l \rangle,,}{(f_i + f_{i_2}) - (f_{i_2} - f_{i_4})} \quad (71)$$

Similarmente.

$$H^{-2} + I \quad (S_2 - \cdot V_4) \text{sen} \langle D \rangle, + (S_2 - S_3) \cos \langle D \rangle,, \quad (72)$$

$$2w \quad (S_{i_2} S_{i_3}) - (S_i - S_4)$$

$$\frac{w^2 + I}{2\gg' } - \frac{(7; - ?) \text{sen} \langle D \rangle,, + (/; - /_4) \cos \langle t \rangle,,}{(/; + ?) - (r_s - 7_4)} \quad (73)$$

A partir de (71) e (72). tem-se:

$$\frac{(K - f_i) \text{sen} \langle D \rangle,, + (f_i - f_{i_2}) \cos O_{,,} - QV_2 - \cdot V_4) \text{sen} \langle D \rangle,, + (V_2 - \wedge) \cos \langle t \rangle,,}{(f_i + R_2) - (f_{i_2} - f_{i_4}) \quad (S_2 + \cdot V_4) - (S_2 - S_4)}$$

$$[(V_2 + \cdot V_4) - (S_2 + \cdot V_4)](/ \langle_2 - f_{i_4}) \text{sen} O_{,,} + [(V_2 + S_3) - (S_2 + X_4)](\langle, - \langle,) \cos O_{,,} =$$

$$= [(f_i + f_{i_2}) - (f_{i_2} + f_{i_4})](\cdot V_2 - \cdot S'_4) \text{sen} O_{,,} + [(f_i + f_{i_2}) - (\langle_2 + \langle_4)](\cdot V_2 - \cdot V_4) \cos \langle D \rangle,,$$

$$g_1 = [(\cdot V_1 + \cdot V_1) - (\cdot V_2 + \cdot V_4)](f_i - f_{i_2})$$

$$f_t = [(\langle, + \langle,)" (f_i + f_{i_4})](5_i - 5_4)$$

$$g^{\text{alfa}} + Rj\text{-fa} + R^{\wedge} - S,)$$

$$g] \text{ sen}\langle D_m \rangle + g_2 \text{ cosc}D_m = g_2 \text{ sen } O_{,,} + g_a \text{ cosc}D_m$$

$$g] - \#3 \qquad g_2 - \text{£2} \\ g] \sim \#3 \qquad g] \sim gi$$

Como O_w agora é conhecido, tem-se:

$$w^2 + 1 = \underline{(Ti \sim 4) \text{ senc}D_m + (7j - 7) \text{ coz}\&}$$

$$w^2 + 1 = 20 \Rightarrow z^2 - 2(\sqrt{1} + 1) = 0$$

$$w = C \pm \sqrt{C^2 - 1}$$

$$x^2 + 1 - 2x \text{ cos}O_A = \#, (w^2 + 1 - 2w \text{ cos}O_m) = /4,$$

$$x^2 + 1 + 2x \text{ sen}\langle D_A \rangle = K_2 (u^2 + 1 + 2w \text{ sen}O_m) = A_2$$

$$x^2 + 1 + 2x \text{ cos}O_A = R^{\wedge} y v^2 + 1 + 2w \text{ cos}\langle D_w \rangle = /i_3$$

$$x^2 + 1 - 2j \text{ fsen}O_A = /?_4 (w^2 + 1 - 2u \text{ sen}\langle D_m \rangle) = /4_4$$

Subtraindo (74) de (76), vem:

$$4 * \text{cos}O_A = A_2 - A_1$$

$$\text{cos } O_A = \frac{(A_2 - A_1)}{4x}$$

Subtraindo (77) de (75), vem:

$$4j \operatorname{sen} O_v = (A_2 - A_4)$$

$$\hat{\quad} \quad (\hat{\quad}^2 - \hat{\quad}^4 A)$$

$$Ax$$

$$\operatorname{Tgp}_x = \frac{A_2 - A_4}{A_2 - A_4} \quad (78)$$

Da equação (78) segue-se que:

$$x = \frac{4 - A_2}{4 \cos O^*}$$

Analogamente, para as equações (63) a (70) tem-se:

$$y^2 + 1 - 2y \cos O_v = B, \quad (79)$$

$$y^2 + 1 + 2y \operatorname{sen} O_v = H, \quad (80)$$

$$y^2 + 1 + 2y \cos O_v = \quad (81)$$

$$y^2 + 1 - 2y \operatorname{sen} O_v = B, \quad (82)$$

Donde:

$$\#2 \sim \#4$$

$$y = 4 \cos \langle t \rangle,$$

$$z^2 + 1 - 2r \cos O_v = /J, \quad (83)$$

$$z^2 + 1 + 2z \operatorname{sen} O_v = \mathfrak{f} \rangle, \quad (84)$$

$$z^2 + 1 + 2z \cos \langle t \rangle, = /J \rangle, \quad (85)$$

$$z^2 + 1 - 2r \operatorname{sen} \theta = \mathbf{IX} \quad (86)$$

Donde:

$$O_z = \mathbf{Tg}^{-1}$$

$$4 \cos O_z$$

2.3- Medição

Viu-se que:

$$\left| \frac{M, V_z + 1}{AT, + 1} \right|^2 \quad \text{onde } i = 1, 2, 3 \quad \wedge = \wedge; \quad \neq < \mathbf{L}, \quad * \quad / \quad = \quad | \quad \mathbf{L}$$

Considere-se, então, a forma:

$$X, \quad y \operatorname{vr}_i + 1 \quad (87)$$

Fazendo,

$$A,$$

vem:

$$(88)$$

De onde se obtém:

Γ , descreve circunferências centradas na origem e com raios $|Y|$. Portanto, $1-\Gamma$ também descreve uma circunferência tal que:

$$\text{Raio} = \frac{M - N|Y|}{\sqrt{M^2 - |N|^2|Y|^2}} \quad \text{e Centro} = \frac{N^*|Y| - M}{M^2 - |N|^2|Y|^2}$$

Como os dispositivos usados nos reflectômetros possuem imperfeições, nem sempre a interseção das três circunferências coincide em um único ponto. Para solucionar este problema, utiliza-se um método indireto para calcular a interseção das três circunferências, como por exemplo, o uso do cálculo da interseção das cordas comuns a cada duas circunferências (figura 2.7). o que fornece um bom resultado para a localização de V

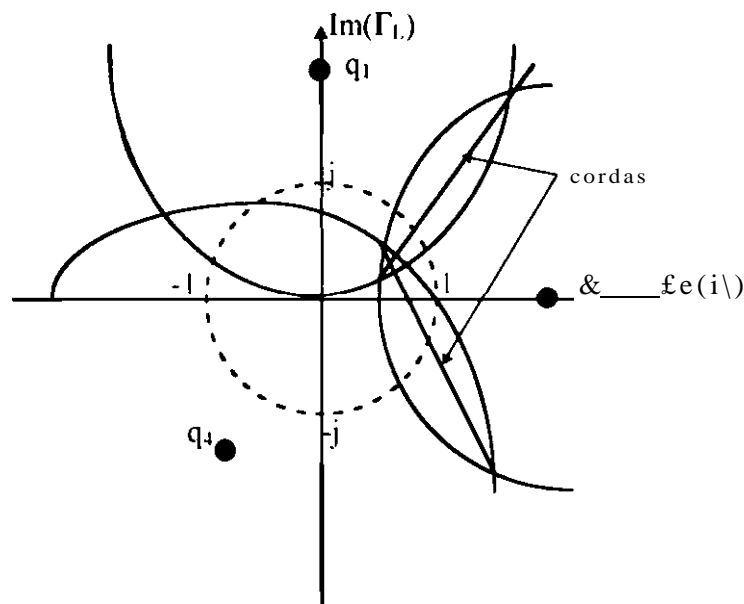


Figura 2.7: Interseção das cordas.

2.3.1 - Cálculo dos centros e dos raios das circunferências. Interseção das circunferências

Considere-se a função $f(z) = Az + B$, onde $f(z)$ é chamada transformação linear e z é uma circunferência de raio p e centro c .

Como z é uma circunferência, Az também o é. com raio igual a $|A|p$ e centro igual a cA .

Logo $Az + B$ é uma circunferência de raio $|A|p$ e centro $cA + B$.

Considere-se, agora, a função $f(z) = 1/z$

Admita-se novamente que z é uma circunferência de raio p e centro c

Mas, $\frac{1}{z} = \frac{z^*}{|z|^2} = \frac{z^*}{pe^{j\theta} + c}$

Assim, $f(z)$ também é uma circunferência onde.

P_1 = ponto mais distante da origem (relativo à circunferência)

$$P_1 = c + pe^{j\theta}$$

P_2 = ponto mais próximo da origem (relativo a circunferência z).

$$P_2 = c - pe^{j\theta}$$

Considerando agora a circunferência

$$f(z) = 1/z$$

tem-se que:

$1/P_1$ o ponto mais próximo da origem e

$1/P_2$ é o ponto mais distante da origem.

Finalmente, o raio de $f(z)$ é expresso por

$$\text{Raio} = \frac{|p_2|^2 - |p_1|^2}{2|d|} e$$

$$\text{Centro} = \frac{C|p_1|^2 - p_2^2}{|d|^2}$$

Considere-se, agora, a seguinte transformação:

$$f(z) = \frac{Az + B}{Cz + D} \quad (\text{transformação bilinear})$$

$$\text{Pode-se escrever } f(z) \text{ como } f(z) = \frac{E}{Cz + D} + G$$

onde $E = (BC - AD)/C$ e $G = A/C$

Admita-se novamente que o domínio de $f(z)$ seja:

$z \rightarrow$ uma circunferência de raio p e centro c .

Considere-se a expressão: $1/(Cz + D)$

onde, o raio = $|C|p$

centro = $Cc + D$

Logo.

$$\text{o raio de } \frac{1}{|Cz + D|} = \frac{|H(Cc + D)|}{|Cc + D|^2 - |c|^2 p^2} ?$$

$$\text{o centro de } \frac{1}{Cz + D} = \frac{(Cc + D)^*}{|Cc + D|^2 - |c|^2 p^2}$$

Portanto, o raio de $f(z)$ é dado por:

$$\text{Raio} = \frac{|H(Cc + D)|}{|Cc + D|^2 - |c|^2 p^2}$$

O centro é dado por:

$$\text{Centro} = \frac{H(Cc + D)^*}{(|Cc + D|^2 - |c|^2 p^2) + G}$$

2.3.2 - Equações das circunferências e cordas

Considerem-se três circunferências de equações:

$$(x - x_0)^2 + (y - y_0)^2 = R^2$$

$$(X - X_2)^2 + (Y - Y_2)^2 = R_2^2 \quad (91)$$

$$(X - X_3)^2 + (Y - Y_3)^2 = R_3^2 \quad (92)$$

Resolvendo cada uma das equações acima, tem-se:

$$X^2 - 2XX_2 + X_2^2 + Y^2 - 2YY_2 + Y_2^2 - R_2^2 = 0 \quad (93)$$

$$X^2 - 2XX_3 + X_3^2 + Y^2 - 2YY_3 + Y_3^2 - R_3^2 = 0 \quad (94)$$

$$X^2 - 2XX_3 + X_3^2 - 2YY_3 + Y_3^2 - R_3^2 = 0 \quad (95)$$

Subtraindo a equação (94) da (93), vem:

$$X(-2X_2 + 2X_3) + Y(-2Y_2 + 2Y_3) + [(X_2^2 - X_3^2) + (Y_2^2 - Y_3^2) - (R_2^2 - R_3^2)] = 0$$

Então,

$$\frac{X(2X_3 - 2X_2) + Y(2Y_3 - 2Y_2) + [(X_2^2 - X_3^2) + (Y_2^2 - Y_3^2) - (R_2^2 - R_3^2)]}{2(Y_3 - Y_2)}$$

Escrevendo a equação acima de forma mais reduzida, chega-se a:

$$Y = a_{12}X + b_{12} \quad (97)$$

onde,

$$a_{12} = \frac{X_3 - X_2}{Y_3 - Y_2}$$

$$D_2 = \frac{\sum_{i=1}^n (x_i - \bar{x})(y_i - \bar{y})}{\sum_{i=1}^n (x_i - \bar{x})^2}$$

Similarmente, encontra-se a corda comum às equações (91) e (92).

$$Y = a_2 X + b_2 \quad (98)$$

onde,

$$a_2 = \frac{\sum_{i=1}^n X_i Y_i}{\sum_{i=1}^n Y_i^2}$$

$$b_2 = \frac{\sum_{i=1}^n (X_i Y_i) - (\sum_{i=1}^n X_i)(\sum_{i=1}^n Y_i)}{\sum_{i=1}^n Y_i^2}$$

Finalmente, a interseção entre as duas cordas é dada pelo seguinte ponto:

$$X = \frac{b_1 - b_2}{a_1 - a_2}$$

$$Y = a_1 \left(\frac{b_1 - b_2}{a_1 - a_2} \right) + b_1$$

CAPÍTULO 3

TEORIA DO GRAFO DE FLUXO

"Não existe um problema que não ofereça uma dádiva para você. Você procura os problemas porque precisa das dádivas por eles oferecidas". (Richard Bach)

TEORIA DO GRAFO DE FLUXO

Tendo em vista a importância da Teoria do Grafo de Fluxo não apenas no desenvolvimento do estudo de múltiplas reflexões no reflectômetro de seis portas tratado no capítulo 4, mas também no tratamento do analisador de redes proposto e descrito no capítulo 5. torna-se oportuno destacar esse assunto em um capítulo para que o leitor tenha um melhor entendimento do trabalho apresentado.

3.1- Método do Grafo de Fluxo [16J

Seja o dispositivo de duas portas da figura 3.1 representado por suas seus parâmetros de espalhamento S_{11} , S_{12} , S_{21} e S_{22} .

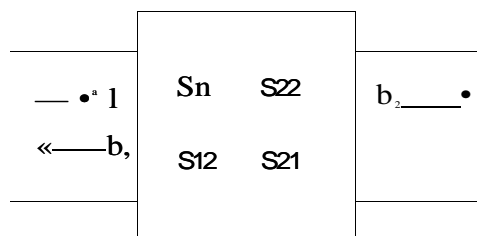


Fig. 3.1: Dispositivo de duas portas.

O grafo de fluxo de dispositivos multiportas apresenta dois nós para cada porta sendo um nó para a onda incidente e um outro para a onda refletida.

O grafo de fluxo correspondente ao dispositivo acima é mostrado na figura 3.2.

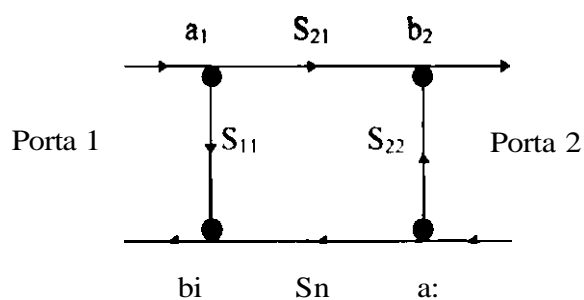


Fig. 3.2: Grafo de fluxo de um dispositivo de duas portas.

Se a onda incidente entra como " a_1 ", parte sai como " b_2 ". através do caminho S_{21} . e parte retorna como b_1 através do caminho S_n . A mesma análise é feita se a onda incidente entrar por " a_2 ": parte da onda sai como b_2 através de S_{22} e parte retorna como b_1 através do caminho S_{22} .

As equações que representam o descrito acima a partir do grafo de fluxo são:

$$b_1 - a_1 S_{11} + a_2 S_{21} \quad (D)$$

$$b_2 - a_1 S_{21} + a_2 S_{22} \quad (2)$$

3.2 - Aproximação Topográfica

Se dispositivos podem ser interligados nos projetos, seus grafos de fluxo também poderão. A figura 3.3 mostra o grafo de fluxo de dois dispositivos de duas portas ligados em cascata, a partir do que foi visto no parágrafo 3.1.

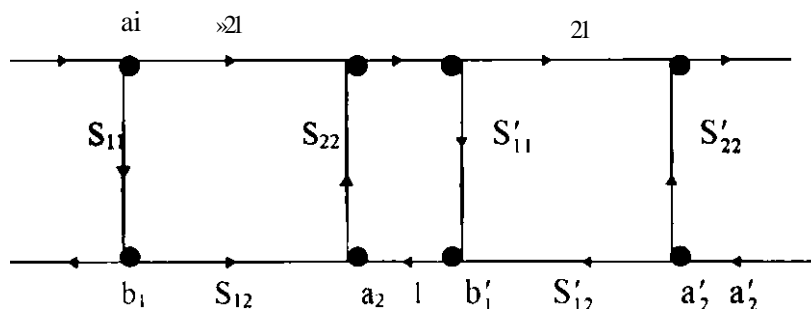


Fig. 3.3: Dois dispositivos de duas portas ligados em cascata.

Nota-se que b_2 e a_1 são "sinônimos", assim como a_2 e b_1 também o são. Em um grafo de fluxo, nós sinônimos são interligados por uma linha que possui valor 1 significando que não existe comprimento elétrico entre eles, ou seja, a onda que passa por b_2 chega em a_1 ; com mesma magnitude e mesma fase. o mesmo acontecendo com b_1 e a_2 . Este conjunto de nós não pode ser considerado como conjunto de nós idênticos. Necessariamente tem que existir um nó para b_2 e outro para a_1 e ainda um para a_2 e outro para b_1 , porque o sentido do fluxo entre os nós b_2 , a_1 e b_1 , a_2 são importantes.

Um acoplador direcional com uma porta casada e seu grafo de fluxo são mostrados na figura 3.4a e 3.4b respectivamente.

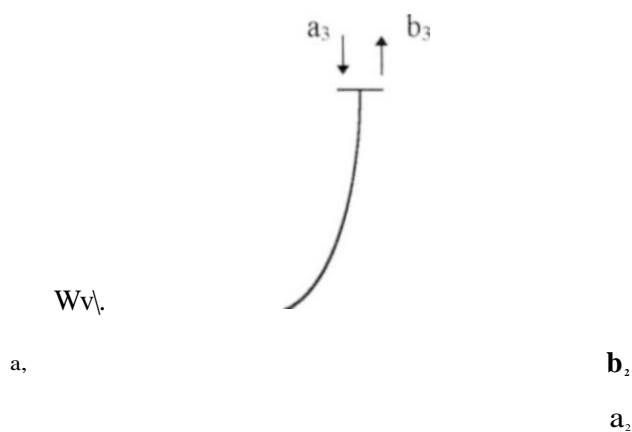


Fig. 3.4a: Acoplador direcional.

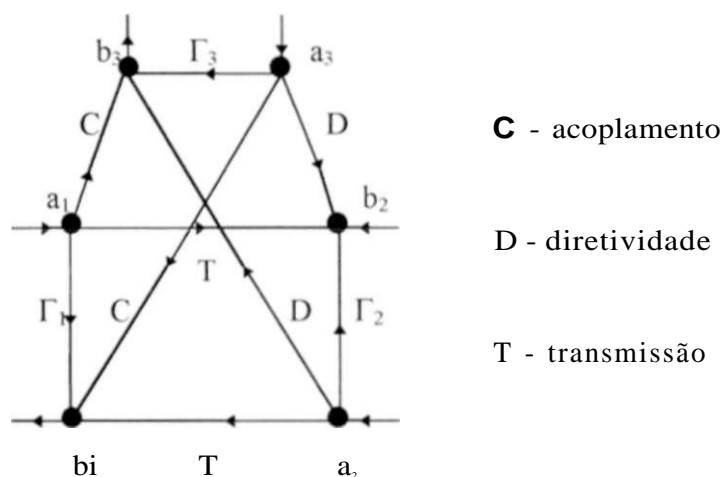


Fig. 3.4b: Grafo de fluxo do acoplador direcional!

A cada componente do grafo de fluxo está associada uma porta de entrada e outra de saída mostrando o fluxo de sinal. Os grafos de fluxo podem ser facilmente ligados em cascata, o que leva à uma imediata obtenção do grafo resultante de dispositivos em cascata. Kuhn [17] em 1963 desenvolveu o método da aproximação topográfica para manipulação dos grafos de fluxo.

Esta técnica é às vezes muito laboriosa, mas, através de manipulações adequadas feitas em vários passos, pode-se chegar a um grafo simplificado. Existem apenas quatro regras que são de fácil memorização. São elas:

1ª Regra: Dois ramos, cujo nó comum tem apenas um ramo de entrada e um de saída (ramos em série), podem ser combinados para formar um ramo simples cujo coeficiente é o produto dos coeficientes dos ramos originais. Assim, o nó comum é eliminado como mostra a figura 3.5.

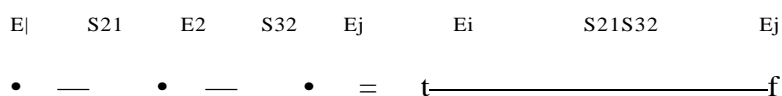


Fig. 3.5: Ramos em série.

2ª Regra: Dois ramos saindo de um nó comum e chegando a outro nó comum (ramos paralelos) podem ser combinados em um ramo simples, cujo coeficiente é a soma dos coeficientes dos ramos originais. A figura 3.6 mostra através do grafo esta simplificação.

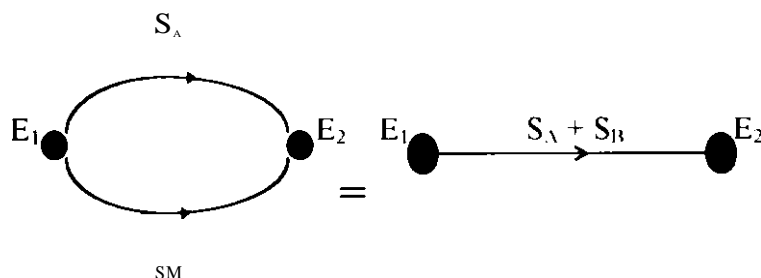


Fig. 3.6: Ramos em paralelo.

3ª Regra: Quando o nó N possui um loop sobre ele mesmo (um ramo que começa e termina em N) de coeficientes $S_{i,i}$, o loop pode ser eliminado dividindo os coeficientes de todos os outros ramos que entram no nó N por $1 - S_{i,i}$. A figura 3.7 mostra um loop e seu resultado final.

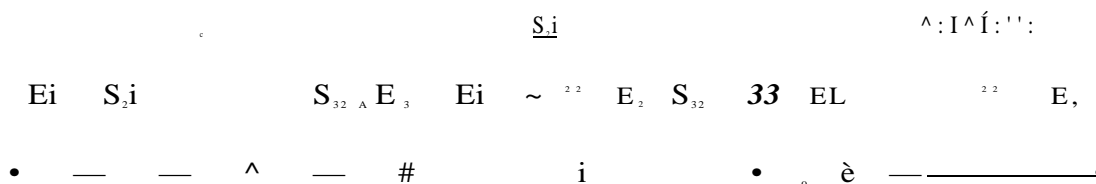
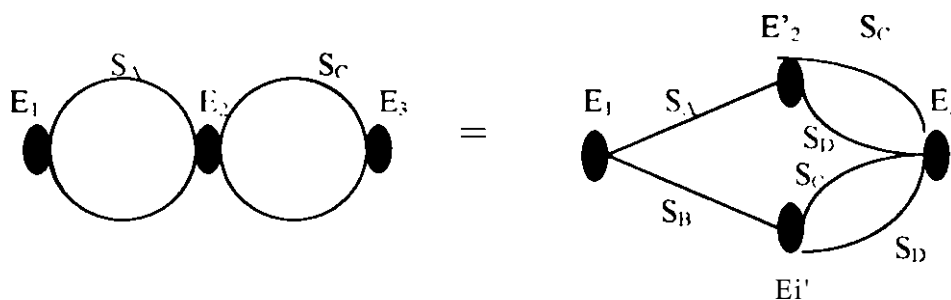


Fig. 3.7: Ramos com loop.

4ª Regra: Um nó pode ser duplicado (dividido em dois nós que podem ser tratados como dois nós separados) resultando no grafo de fluxo contendo um e apenas um ramo de entrada e saída conectados ao nó original. A figura 3.8 mostra um exemplo da regra quatro.



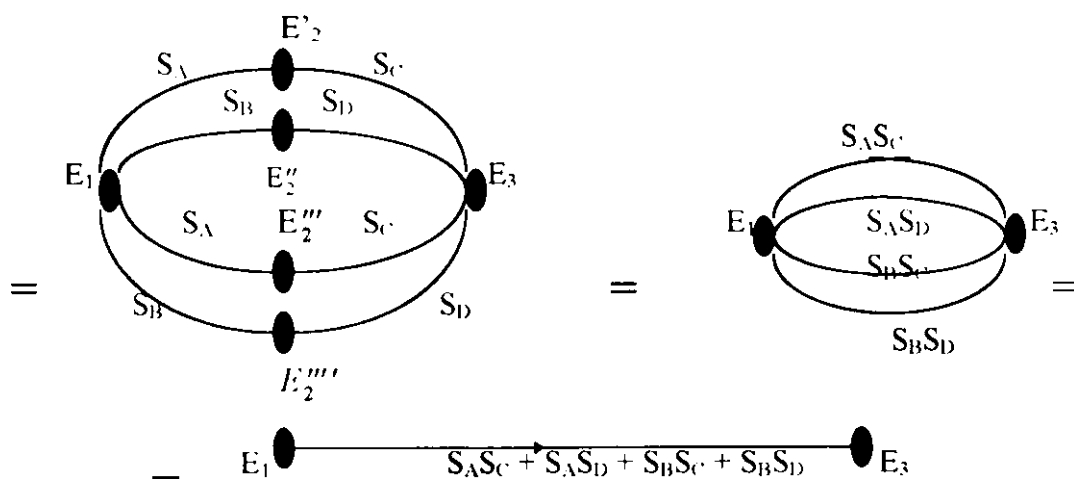


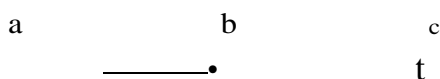
Fig. 3.8: Duplicação de um nó.

3.3 - Aproximação Analítica

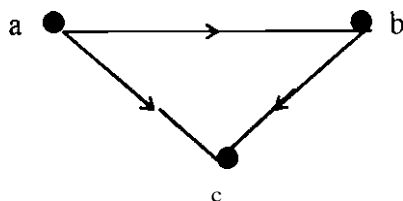
Esta técnica é menos laboriosa em comparação com a técnica da aproximação topográfica, porém mais fácil de ser esquecida. Apesar de o método de aproximação topográfica ser mais longo quanto a resolução do problema, ele tem a vantagem de ser facilmente lembrado. Antes de conhecer o método em si, deve-se primeiro conhecer algumas definições básicas que serão bastante úteis no entendimento deste método.

Definições:

- Caminho - é uma série de ramos em seqüência e na mesma direção de tal maneira que em nenhum nó passa mais do que uma vez. O valor do caminho é o produto dos coeficientes dos ramos pertencentes à rota.



- Laço - é um caminho que começa e termina no mesmo nó.



Laço de 1ª ordem - é um caminho fechado que não passa mais que uma vez por algum nó do caminho. O valor do laço é calculado como o valor do caminho, ou seja, o produto dos valores de todos os ramos encontrados. Na figura 3.9, há três laços de primeira ordem que tem como valores: $S_n T_g$, $S_g^* T_s$, $S_2 i_r, S_2 r_s$.

- Laço de 2ª ordem - é definido como dois laços de primeira ordem onde os laços não tocam em nenhum dos nós. O valor do laço de segunda ordem é o produto dos valores dos dois laços de primeira ordem. Na figura 3.9, há um laço de 2º ordem que tem como valor: $S_1 i_r, S_2 f_s$
- Laço de 3ª ordem ou de ordem maior - são três ou mais laços de primeira ordem que não se tocam em nenhum dos nós. Seus valores são calculados da mesma maneira descrita acima, através da multiplicação dos coeficientes dos ramos utilizados. Na figura 2.10 não há nenhum laço de 3º ordem nem laço de ordem maior do que três.

A expressão para a relação entre variáveis de interesse é:

$T = A/B$ onde A é a variável dependente e B é a variável independente.

$$\frac{\bullet - Z / - ; , + 14 , - Z ' U + - 1 + I \backslash I - t . 4) + Z ' j , - -]}{' - Z ' - , ,] + Z ' i _ 2 , - Z ' _ w +}$$

Onde: $SL_{(1)}$, representa a soma de todos os laços de primeira ordem.

$IL_{(2)}$ representa a soma de todos os laços de segunda ordem.

E assim por diante.

P_i, P_2, P_i, \dots representam os valores de todos os possíveis caminhos que saem do nó da variável independente até a variável dependente.

SL^i , representa a soma de todos os laços de primeira ordem que não tocam no caminho P_i em nenhum nó.

$EL_{(2)}$ representa a soma de todos os laços de segunda ordem que não tocam o caminho P_i em nenhum nó.

E assim por diante.

O grafo de fluxo, de um dispositivo de duas portas em que a porta 1 está conectada a um gerador que apresenta um coeficiente de reflexão T_g e a porta 2 está conectada a uma carga com coeficiente de reflexão f_s , é mostrado abaixo figura 3.9.

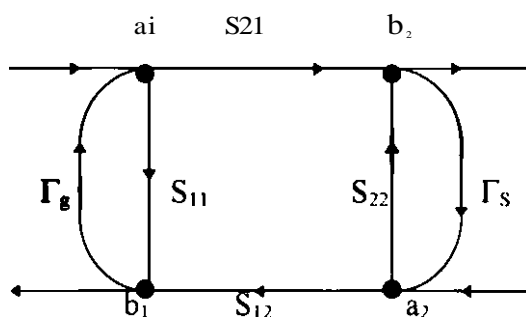


Fig. 3.9: Grafo de fluxo de um dispositivo de duas portas com coeficientes Γ_g e T_s .

Como um exemplo que ilustra o que foi exposto acima, as razões b_j/a_i , b_1/a_2 , b_2/a_1 e b_2/a_2 referentes à figura 3.9 têm as seguintes expressões:

$$\alpha \quad i - (s_{11}r_f + s_{22}r_s + s_{21}r_s + s_{12}r_g) + r_g s_u r_s s_{22} \quad (3)$$

$$\wedge \quad i - (s_{11}r_f + s_{22}r_s + s_{21}r_s + s_{12}r_g) + r_g s_u r_s \tilde{A} \quad (4)$$

$$\alpha \quad a_2 \quad i - (s_{11}r_f + s_{22}r_s + s_{21}r_s + s_{12}r_g) + r_g s_u r_s s_{22} \quad (5)$$

$$a_2 \quad i - (s_{11}r_f + s_{22}r_s + s_{21}r_s + s_{12}r_g) + r_g s_u r_s s_{22} \quad (6)$$

CAPITULO 4

ANÁLISE DE UM REFLECTÔMETRO PELO GRAFO DE FLUXO.

"O fim único da Ciência é a honra do espírito humano, e tanto vale, afinal, uma questão sobre a teoria dos números como um problema sobre o sistema do mundo." (Jacobi)

ANÁLISE DE UM REFLECTÔMETRO PELO GRAFO DE FLUXO

Como foi visto anteriormente, o coeficiente de reflexão (EL) de um dispositivo de microondas é obtido a partir da interseção de três circunferências no plano complexo, onde, idealmente, os raios dependem da potência medida nos detetores e a localização dos centros dependem apenas dos parâmetros de espalhamento dos dispositivos. Contudo, em situações reais, sabe-se que os reflectômetros apresentam algumas imperfeições como descasamentos nos detetores de potência e também aquelas presentes nos acopladores direcionais, bem como os desvios que ocorrem no acoplamento e na diretividade. Essas imperfeições são as possíveis causas de degeneração na localização dos centros dos círculos. Portanto, ao projetar-se um reflectômetro de seis-portas é importante levar em consideração a influência dessas imperfeições. Isto porque, conhecendo-se a priori a qualidade dos componentes do reflectômetro, pode-se ter uma estimativa do comportamento dos centros dos círculos antecipadamente.

O Método da Perturbação combinado com o Método da Superposição constitui um procedimento de análise da influência daquelas imperfeições no desempenho do reflectômetro e que pode levar a resultados satisfatórios. Entretanto, o grau de complexidade envolvido é tão grande para esse caso particular que o seu emprego se torna desaconselhável. Eis porque o Método do Grafo de Fluxo é aqui utilizado e recomendado no presente caso. Esse método além de apresentar um grau de dificuldade bem menor que o anteriormente citado, tem a conveniência de poder levar em consideração todas as imperfeições simultaneamente. Deve-se salientar que o estudo aqui apresentado considera apenas cargas com coeficientes de reflexão de pequena magnitude de forma que somente resultem termos de 1º ordem. Esta proposta para a análise de um reflectômetro pelo Método do Grafo de Fluxo deu origem a um artigo científico [18].

4.1 - Descrição do reflectômetro em estudo.

O reflectômetro que será aqui analisado para explicar o uso do grafo de fluxo, é aquele proposto por Xavier Neto [19] em sua dissertação de mestrado e que se acha descrito na figura 4.1. Ele é formado por dois acopladores direcionais idênticos, tendo as portas 2, 3 e 4 ligadas aos medidores de potência P_1 , P_N e P_4 respectivamente, a porta 2 conectada a uma fonte de microondas, a porta 6 ligada ao dispositivo que se deseja medir e, finalmente, a porta 5 conectada a uma carga Z_j que pode assumir dois valores diferentes.

Um primeiro valor escolhido para Z , que passa a ser conhecido como Z_1 vai gerar duas circunferências no plano complexo. O mesmo ocorrendo para o segundo valor escolhido Z_2 . Portanto, têm-se quatro circunferências, das quais, todavia, apenas três serão escolhidas. Essa escolha é feita automaticamente, haja vista que todo processo é controlado por um microcomputador que possui um programa dedicado para escolher as três circunferências cujos centros estão melhor distribuídos segundo o critério proposto por Engen [14].

Quanto à calibração do reflectômetro, esta pode fazer uso de qualquer um dos métodos conhecidos e descritos na literatura [15, 20-23] para cada um dos valores de Z_j . Quanto ao procedimento de medição, $|T|$ é determinado pela interseção das três circunferências escolhidas.

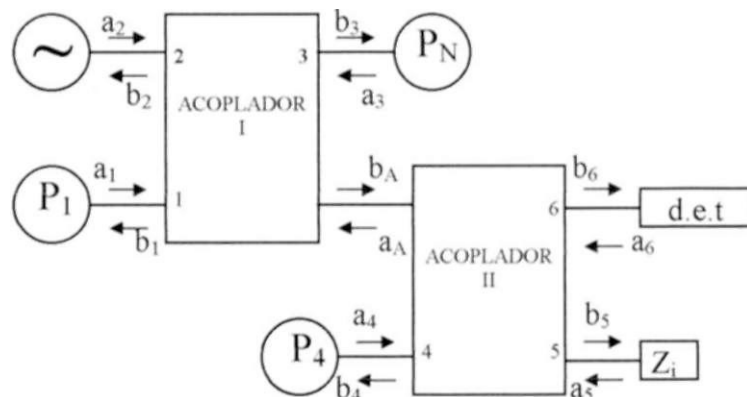


Fig. 4.1: Reflectômetro em estudo.

4.2 - O Grafo de Fluxo.

No circuito da figura 4.1. a cada porta estão associados dois nós. Além disso, também estão associados dois nós ao ponto de união dos dois acopladores. Admite-se que os acopladores sejam idênticos e imperfeitos. Assim S_{n1} , S_{22} , S_{33} , S_{44} , S_{12} , S_{14} , S_{56} , S_{44} , $SA3$ embora pequenos, existem e podem levar os centros dos círculos a uma proximidade ou alinhamento muito grande. Os detetores. P_1 , PN , e P_4 , estão conectados às portas 1, 3 e 4, respectivamente. Como não são ideais, apresentam coeficientes de reflexão pequenos aqui denominados T_1 , T_N e r_4 . Admite-se, também, que a fonte de microondas seja bem casada. Na porta 5, o coeficiente de reflexão denomina-se f_j e está associado ao curto-circuito móvel que assume duas posições distintas; na porta 6 o coeficiente é H .

Os parâmetros de espalhamento da figura 4.1 são representados pelas letras a , v , t , e r e dão nomes aos ramos do grafo de fluxo mostrados na figura 4.2. Logo as expressões para b_1 , b_2 , $D3$, b_4 , b_5 e b_6 são:

$$b_1 = a_{11}a_x + a_{12}a_2 + a_{13}a_3 + r_1a_4 \quad (1)$$

$$b_2 = CT_1^2 + a_{22}a_2 + a_{23}a_3 + r_2a_4 \quad (2)$$

$$h = \frac{1}{2} \left(CT_1^2 + 0.33^3 + 3A^2 \right) \quad (3)$$

$$b_4 = cT_1c/4 + CT_1C7_1 + CT_167_6 + \&_{14}b_1 \quad (4)$$

$$b_5 = cr_{54}c/4 + CT^2CU + tr_{56}67_6 + \&_{56}b_1 \quad (5)$$

$$b_6 = cr_6a_4 + a_{65}a_5 + cr_{66}tf_6 + \&_{66}b_1 \quad (6)$$

(1)

$$r_A = t_{V^4} + r_{15^5} + r_{JfA} + I_{AA\&A} \quad (7)$$

$$r = r_{11} + r_{12*2} + r_{33} + r_{44} + r_{55} + r_{66} \quad (8)$$

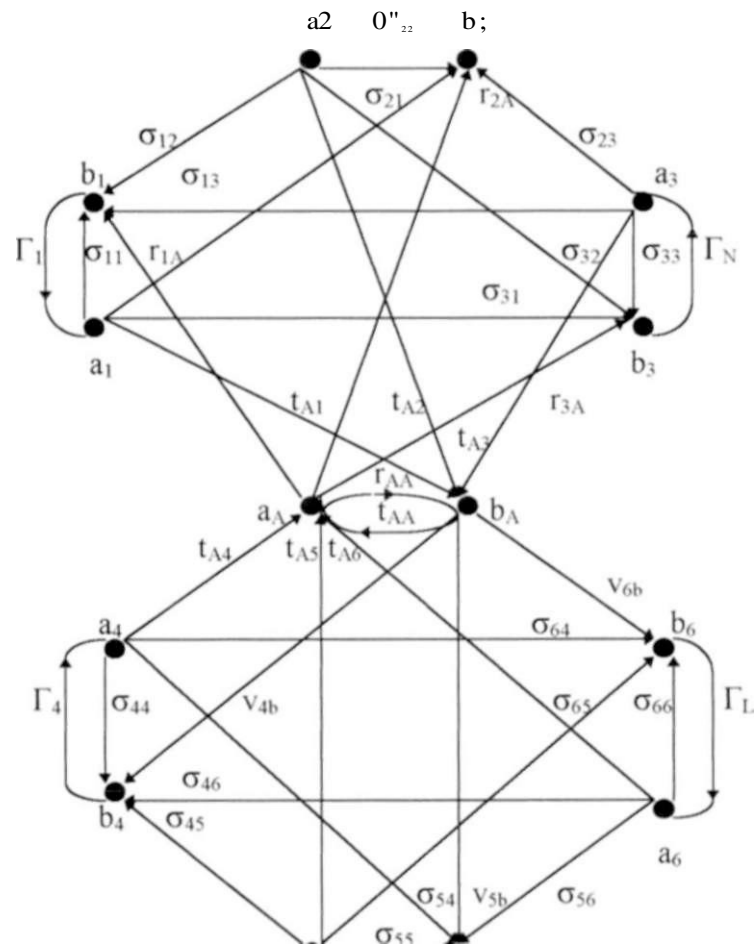


Fig. 4.2: Grafo de fluxo do reflectômetro em estudo.

Após manipulações algébricas e considerando apenas os termos de 1ª ordem (desprezando-se os termos de ordem superior tais como: $r_i r_i$, $a^{\wedge} r^{\wedge}$, etc) pois são considerados pequenos, pode-se chegar a expressões para os centros dos círculos.

Deseja-se obter, então, b_i e b_o de onde se extrai q_i e q_o respectivamente.

A expressão para b_i retirada do grafo de fluxo figura 4.2 é:

Mas,

$$a_i = r_i b_i; \quad a_3 = r_N b^*$$

Desprezando-se os termos de 2º ordem, vem:

$$\dot{h}_j = -cT_{ij} a_i + \langle r_{i3} r_x b_i + r_u a_u \rangle \quad (9)$$

Substituindo-se o valor de a_i , eq. (3), na eq. (9), tem-se:

(10)

Levando-se o valor de a_u , eq. (7), à expressão acima tem-se:

$$h_j = cr_{ij} \ddot{u}_2 + \langle J_u(T_{ij} Y a_j + i_{i,AA} i_{A2} a_2 + /_{i5} r_{i/y}, \dots + i_{i,AA} Y k_c \rangle \quad (11)$$

Levando-se as expressões de b_4 , b_5 , b_6 , b_A a b_i e ainda desprezando-se os termos como $V|V|$, $V|^2$ etc. chega-se a seguinte equação para b_i :

$$h_x = a_2 \frac{iA^* A6^v b^* A2}{i-2cr_{55} r, - r_{u^*} i_{AS} v_{sh} i_{AT} R_x R_x}, \quad f, \quad \text{°}12 \quad \frac{1-2cr_{55} r_c - r_{xA} l_A^h l_M V_x Y}{1-20-55^{\wedge} - r^{\wedge} t^{\wedge} t^{\wedge} T y} \quad (12)$$

$$+ \frac{\frac{1A^* A5^{\circ} U S h t A2^* A^* f}{1-20-55^{\wedge}} + \frac{1A^* A S A A^* l b t A2^* ?}{1-20-55^{\wedge}} + \frac{1A^* A^{\wedge} b^* A2^*}{1-20-55^{\wedge}}}{1-20-55^{\wedge} - r^{\wedge} t^{\wedge} t^{\wedge} T y} \quad \sim 1A^* A i^{***} A2^* S5^{\circ} t$$

Desta última equação tira-se a expressão para q_j :

$$\begin{aligned}
 & \frac{V_{12} + Q \cdot 1.1^{32} \cdot V + iAAA A2 + UAS < 54 5hA24? + \hat{A}^{AA} \wedge A2^{\wedge}}{iA'A6^y6b^*A2} \\
 & , \quad \frac{r_{v4} t_{v5} t_{v6} T, -r_{i4} v_{l4} a_{r2}}{iA'A(y'6hA2)}
 \end{aligned} \tag{13}$$

Expressando os parâmetros de espalhamento do reflectômetro em termos daqueles de um acoplador isoladamente, vem:

$$G_{i2} = S_{i4}; \quad a_{i3} = S_{i3}; \quad (T_{32} = S_{i2}; \quad r_{iA} = S_{12}; \quad IAA = S_{I1}; \quad t_{A2} = S_{13}; \quad (155 = S_n;$$

$$0^{54} = S_{12}; \quad t_{A5} = S_{i3}; \quad V_{5b} = S_{j3}; \quad V_{4b} = S_{14}; \quad \&S6 \sim S_{14}; \quad V(b = S_{12}.$$

Portanto, a equação final para q_i será:

$$\begin{aligned}
 V^2 & \left(\begin{array}{c} \ll 4 \\ \text{"1.V'11} \\ ,2 \end{array} \right) \quad S^2 S^{\wedge} \quad V \quad r \quad v \\
 \text{"12} & \quad \text{"13' 4} \quad S_{1:}^2 \quad , \quad S_{1S} \quad S_{12}^2 \quad V^2 \\
 & \quad \text{"12'13} \quad \text{"12} \quad \text{"12}
 \end{aligned} \tag{14}$$

Também, a expressão para b_i é dada por:

$$b_i = a_{i4} a_4 + a_{i5} a_5 + CT.a_i + \&_{i,b_i}$$

Mas.

$$a_4 = r_4 b_4; \quad a_5 = r_j b_5; \quad \wedge = f, b_6$$

Os termos pequenos de segunda ordem serão desprezados. Logo, tem-se para b_4 :

$$b_4 = 0.45 f i b_5 + a_{i4} X_i b_A + v_{4b} b_A \tag{15}$$

Levando-se b_i , b_j , b_k e DA à equação acima e fazendo algumas manipulações algébricas e ainda lembrando-se de ser \ll pequeno o suficiente para que expressões do tipo r_i , $V_i T_j$ etc sejam desprezadas, tem-se:

$$b_i = a_i \left[-2a_{ij} r_j - a_{ij}^2 r_j r_k \right] - 2a_{ij} r_j - \ll r_i r_j \quad (16)$$

$$\frac{S_{ij} W_{ij} - V_{ij} A_{ij} n_{ij} V_{ij}}{1 - 2 \dots - 1}$$

Portanto.

Expressando os parâmetros de espalhamento em termos dos parâmetros de espalhamento de um acoplador, tem-se:

$$C_{ij} = S_{ij} I_{ij} \quad V_{sb} = S_{ij}; \quad \dot{I}_{AI} = S_{ij}; \quad T_{IA} = S_{ij}; \quad \dot{I}_{A5} = S_{ij} > \quad *A2 = S_{ij} i$$

$$S_{ij} = S_{ij} I_{ij}; \quad I_{AA} = S_{ij}; \quad V_{ij} = S_{ij}; \quad d_{46} = S_{ij}; \quad V_{6b} = S_{ij}$$

Logo, q_i possui a seguinte equação:

$$(S_{ij} - V_{ij}^2 V_{ij}^2 r_j - V_{ij} S_{ij}^2) r_j^2 \quad (17)$$

As primeiras parcelas dos segundos membros das equações (14) e (17) representam os centros dos círculos em situações ideais; ou seja, situação em que todos os dispositivos são considerados perfeitos. As parcelas entre colchetes representam os desvios em primeira ordem dos centros dos círculos de suas posições originais. Nas equações (14) e (17) v , t e r já foram substituídos pelos parâmetros de espalhamento de cada acoplador direcional individualmente.

4.3 - Resultados Numéricos.

Ao projetar-se um reflectômetro de seis-portas, deve-se levar em consideração que os parâmetros de espalhamento dos acopladores como também os coeficientes de reflexão dos detetores de potência variam com a frequência de operação. Fossem os acopladores ideais, as expressões entre colchetes nas equações (14) e (17) seriam nulas. Para o reflectômetro em estudo, os acopladores escolhidos são de 3dB e estão em quadratura. Em situação ideal os parâmetros de espalhamento desse acoplador são: $S_{11} = 0$, $S_{12} = 1/\sqrt{2}$, $S_{13} = -j/\sqrt{2}$, e $S_{14} = 0$. A carga conectada à porta 5 do reflectômetro é um curto-circuito móvel que assume duas posições $z = 0$ e $z = A/8$ resultando, assim, em quatro circunferências e, conseqüentemente, em quatro centros distintos. Em situação ideal, os quatro centros dos círculos obtidos são: -1 , 1 , $-j$ e j . Porém, como foi dito anteriormente, os parâmetros de espalhamento dos acopladores bem como os coeficientes de reflexão dos detetores de potência variam com a frequência de operação.

Para se ter uma idéia do comportamento da variação dos centros dos círculos, a figura 4.3 possibilita ao projetista ter uma idéia da distribuição dos centros a medida que a frequência varia. Entretanto, na construção da figura 4.3 admitiu-se que

P_i , T_i , T_N , S_n , $S|4$ etc seriam quantidades reais e iguais, e sua variação seria de 0 a 0. em intervalos de 0.01 na banda de operação do equipamento.

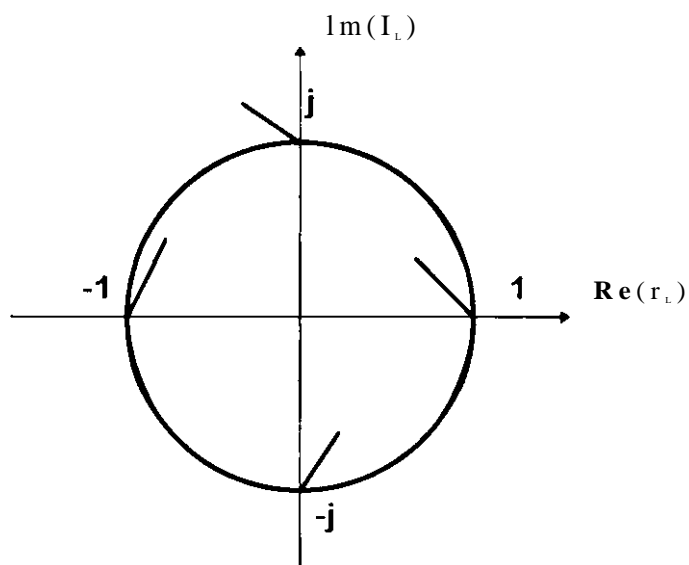


Fig.4.3: Centros dos círculos quando imperfeições são consideradas.

CAPÍTULO 5

ANALISADORES DE REDES

"Viverei contente, certo de que fui criado para ser feliz não só na outra vida, mas também nesta." (João XXIII)

ANALISADORES DE REDES

O analisador de redes de seis portas tem tido grande aceitação entre os metrologistas especialistas em medidas de parâmetros de espalhamento em microondas. Isto porque o reflectômetro de seis portas, com todas as vantagens já conhecidas, é que constitui o principal componente daquele equipamento. Cletus Hoer [8] foi o primeiro a propor o uso do reflectômetro na medição dos coeficientes de transmissão. Em sua versão, dois reflectômetros foram utilizados no projeto do analisador. Posteriormente, outros propuseram a redução desse número a apenas um reflectômetro de forma que uma sensível simplificação era conseguida. Diferiam essas propostas principalmente quanto ao número de cargas-padrão utilizadas na calibração, quanto ao método de medição, quanto à simplicidade do circuito e quanto à facilidade oferecida ao operador em seu manuseio. Este capítulo descreve de forma sumária os principais analisadores encontrados na literatura e, posteriormente, apresenta uma descrição detalhada da versão proposta neste trabalho e que deu origem a um artigo científico[24] em conferência de microondas a realizar-se na Índia em dezembro de 1996.

5.1-0 analisador proposto por Hoer [8]

O analisador proposto em 1977 por Hoer, pesquisador do National Bureau of Standards, Colorado, EUA, é mostrado na figura 5.1. Ele é composto por dois reflectômetros de seis portas, onde se têm 8 medidores de potência, dois atenuadores (A_1 e A_2), um divisor de potência, e um defasador. Os atenuadores e o defasador são introduzidos para possibilitar a realização do procedimento de calibração. Esse procedimento exige o uso de três cargas-padrão, e a medição dos coeficientes de transmissão de um dispositivo é feita sem que haja a necessidade de sua inversão física. Pelo fato de usar dois reflectômetros, o que também significa dois

procedimentos de calibração individuais, e, pelo fato de que na calibração do analisador resultante, nove medidas fazendo uso daquelas cargas-padrão devem ser realizadas, esse analisador não despertou o interesse acadêmico na época.

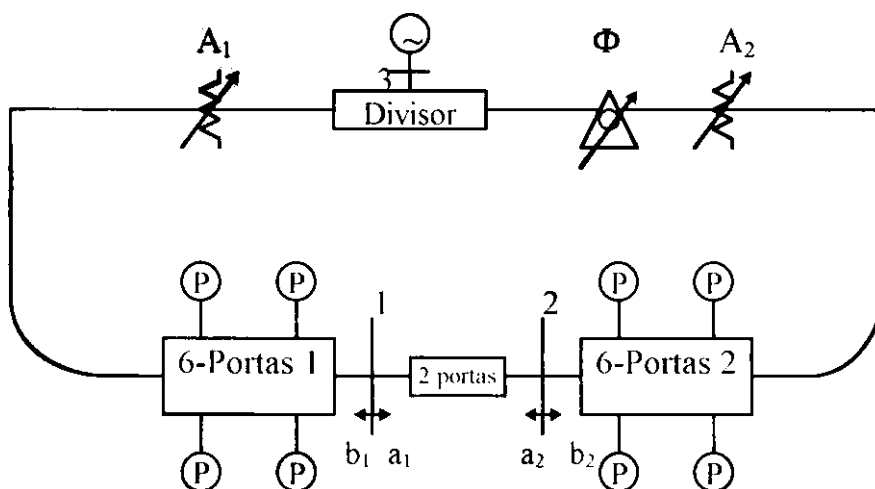


Fig. 5.1: O analisador proposto por Hoer.

5.2 - O analisador de redes proposto por Jia [9]

Em 1984, Sun Jia, pesquisador da República Popular da China, sugere a utilização de apenas um reflectômetro de seis portas na formação do analisador de redes. Seu diagrama esquemático é mostrado na figura 5.2. Ele utiliza, como elementos adicionais, dois isoladores, duas cargas casadas Z_1 e Z_2 , duas chaves e um divisor de potência. No procedimento de calibração, quatro cargas-padrão são empregadas. No procedimento de medição dos coeficientes de transmissão, há necessidade de se inverter o dispositivo de duas portas a ser medido.

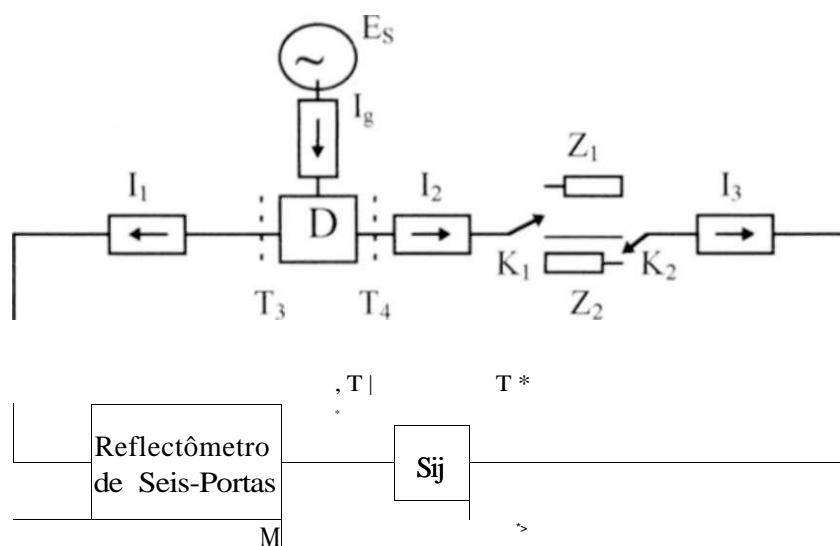


Fig. 5.2: O analisador de redes proposto por Sun Jia.

5.3 - O analisador proposto por Hunter e Somlo [10]

Em 1985, Hunter e Somlo, pesquisadores australianos, também propõem o uso de apenas um reflectômetro no projeto de um analisador de redes. Seu diagrama é mostrado na figura 5.3. Ele inclui dois isoladores, um atenuador opcional, uma chave, uma carga casada e um divisor de potência. Nessa versão por eles proposta, houve uma redução para dois no número de cargas-padrão utilizadas. Entretanto, cinco medidas deveriam ser realizadas com essas cargas para completar a calibração. No procedimento de medição dos coeficientes de transmissão, há a necessidade de inversão do dispositivo em teste.

5.4 - O analisador proposto por S. Abouchahine e outros [11]

Em 1993, Abouchahine e outros propuseram uma versão para o analisador de redes fazendo uso também de um único reflectômetro. A figura 5.4

mostra seu circuito simplificado. O método de calibração proposto utiliza três cargas-padrão e a medição dos coeficientes de transmissão é feita com a inversão do dispositivo em teste.

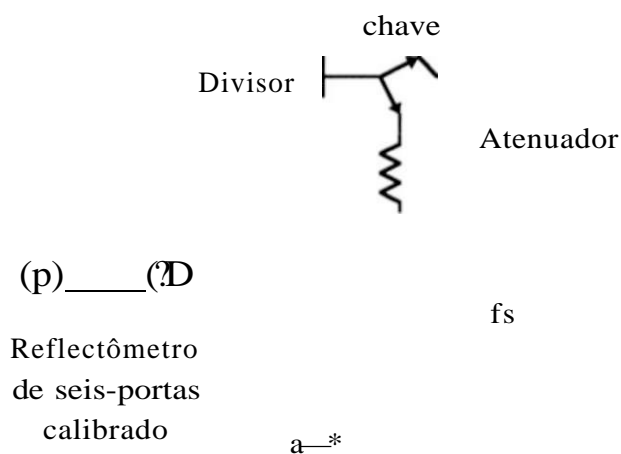


Fig. 5.3: O analisador proposto por Hunter e Somlo.

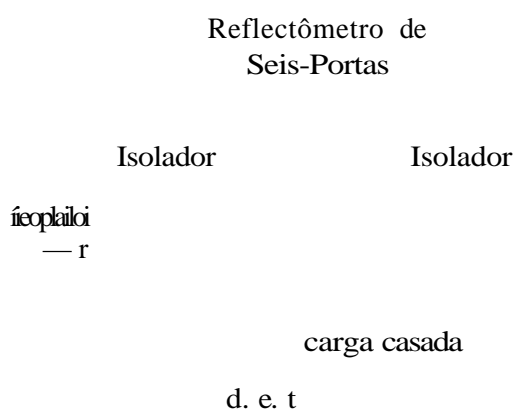


Fig. 5.4: O analisador proposto por Abouchahine e outros.

5.5 - O analisador de redes proposto por Yeo e Cheng [12]

Em 1994, Yeo e Cheng propuseram um trabalho em que um analisador de redes é formado pelo uso simultâneo de duas junções de cinco portas e que fazem uso de seis medidores de potência além de um acoplador direcional e um defasador (figura 5.5).

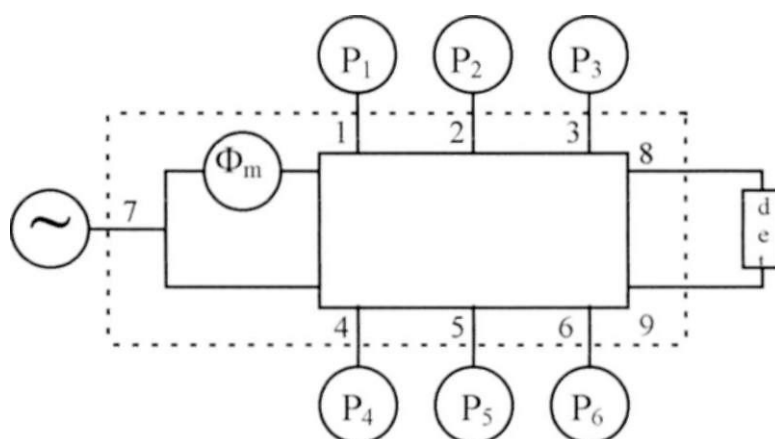


Fig. 5.5: O analisador proposto por Yeo e Cheng.

5.6 - Descrição e estudo do analisador proposto neste trabalho

O diagrama esquemático do analisador de redes de seis portas proposto é mostrado na figura 5.6. Ele é composto por um reflectômetro de seis portas calibrado, dois isoladores, um acoplador direcional e quatro chaves. O isolador 1 quando acionado tem a função de evitar que ondas de potência refletidas atinjam os medidores de potência levando informação sobre T_{\perp} . O isolador 2 tem a função de manter inalterado o valor de T_{\perp} para ambos os modos de operação. Este analisador pode operar em dois modos: reflexão e transmissão.

Reflectômetro de Seis Portas

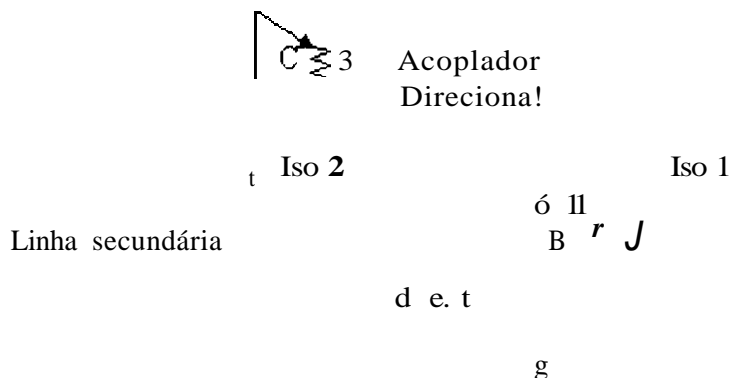


Fig. 5.6: Analisador de redes proposto neste trabalho.

5.6.1 - Modo de reflexão

As chaves A, B, C e D assumem as seguintes posições para o analisador de redes operar no modo de reflexão: chave C em 3; chave D em 4; chave A em 5; e chave B em 6.

O reflectômetro de seis portas envolvido no projeto pode ser qualquer. As ondas de potência que chegam aos detetores i, j, k e n do reflectômetro (não aparecem na figura), este último associado à potência normalizadora, são aqui denominados b_j , b_j , b_k e b_n . A onda b_n pode ser obtida a partir da trajetória do sinal gerado pela fonte até atingir o detetor "i" como será descrito abaixo.

Chamando A_0 , a amplitude da onda de potência gerada pela fonte, parte dela se propaga pelo acoplador direcional na direção do dispositivo em teste onde é parcialmente refletida voltando ao acoplador direcional. sendo aí em parte transmitida

na direção da chave D. Entra, então, no reflectômetro e percorre um caminho através de seus componentes até atingir o detetor " i ". Uma outra parcela de A_o , ao sair da fonte, atinge o detetor " i " ao atravessar o acoplador no sentido direto. Dessa forma, pode-se escrever a onda de potência b_j como sendo:

$$b_j = A_o \delta A_r, y_a + A_c / i \quad (01)$$

onde,

H_i = Coeficiente de reflexão na porta I do dispositivo em teste.

A = Coeficiente de transmissão do acoplador no sentido do acoplamento.

y = Coeficiente de transmissão do acoplador no sentido direto.

a = Coeficiente de transmissão do trajeto entre o ponto 4 e o detetor " i " .

$/3$ = Coeficiente de transmissão entre a saída do gerador e o detetor " i " pelo caminho direto do acoplador.

Analogamente, para as ondas de potência b_j , b_k e $b_{,,}$, tem-se:

$$b_j = A_o A_r, y_a, + A, \xi, \quad (02)$$

$$b_k = A_o A_r, y_a, + A \langle \# \rangle \quad (03)$$

$$b_{,,} = A_o A H y_a, + A \langle \& \rangle \quad (04)$$

onde.

a_i = Coeficiente de transmissão do trajeto entre o ponto 4 e o detetor " j " .

ct_2 = Coeficiente de transmissão do trajeto entre o ponto 4 e o detetor "k".

ot_j = Coeficiente de transmissão do trajeto entre o ponto 4 e o detetor "n".

P_j = Coeficiente de transmissão do trajeto entre a saída do gerador e o detetor " j " pelo caminho direto do acoplador.

f_2 = Coeficiente de transmissão do trajeto entre a saída do gerador e o detetor "k" pelo caminho direto do acoplador.

= Coeficiente de transmissão do trajeto entre a saída do gerador e o detetor "n" pelo caminho direto do acoplador.

As ondas de potências normalizadas em relação a b_0 , podem ser escritas:

$$\hat{a}_i = \dots \quad (05)$$

$$b_i = \frac{X_{ya} Y_i}{\dots} + \dots \quad (07)$$

Ou ainda.

$$\begin{aligned} b &= AT, +B \\ b_n &= MT, +N \end{aligned} \quad (08)$$

(09)

$$\begin{aligned} h &= ET_L + F \\ b, &= MT_L + N \end{aligned} \quad (10)$$

onde $A = A_1$; $B = 1/3$; $C = A_2$; $D = 0$; $E = A_3$; $F = 0$; $M = A_4$ e $N = f t$.

Podem elas ainda ser escritas:

$$\frac{h}{b} = \frac{B}{N} \frac{r_L + 1}{N} \quad (11)$$

(12)

$$\frac{\dot{h}}{b} = \frac{F}{N} \quad (13)$$

Se $X_1 = \frac{h}{N}$; $x = \frac{b}{N}$; $X_2 = \frac{r_L + 1}{N}$; $y = \frac{F}{N}$; $X_3 = \frac{w}{N}$; $w = \frac{z}{N}$, então

as equações (11), (12) e (13) se tornam:

$$\frac{\dot{h}}{b} = X_1 \frac{X_2 + 1}{x} \quad (14)$$

$$\frac{\dot{h}}{b} = X_3 \quad (15)$$

(16)

As potências normalizadas são então dadas por

$$\frac{|b_r|^2}{K} = \frac{|*r_{\xi} + 1|^2}{K} \quad (17)$$

$$\frac{|K|^2}{K} = \frac{|yr_{\xi} + 1|^2}{zT_L + 1} \quad (18)$$

$$\frac{|K|^2}{K} = |4f| \frac{|wT_L + 1|^2}{K} \quad (19)$$

Como foi dito, Γ é o coeficiente de reflexão na porta 1 do dispositivo em teste. A sua expressão pode ser obtida pelo uso do grafo de fluxo da figura 3.9 do capítulo 3 seguindo as orientações do método descrito.

$$\Gamma = \frac{(S_{11} - S_{22}) - \Gamma_{21} S_{12}}{1 - \Gamma_{21} S_{11}} \quad (20)$$

onde c_{11} , c_{22} , c_{12} e c_{21} são os parâmetros de espalhamento do dispositivo a se medir.

Nas equações (17), (18) e (19) as constantes $|X_j|$, $|X_2|$, $|X|$, x , y , w e z são obtidas por qualquer dos métodos de calibração para o reflectômetro encontrados na literatura como, por exemplo, o de Judah descrito em detalhes no capítulo 2.

5.6.2 - Modo de transmissão

Para o modo de transmissão, o analisador tem as chaves nas seguintes posições : chave C em 4; chave D em 3; chave A em 7; chave B em 8.

A expressão para a onda de potência b_j é dado por:

$$b_j = A_{0j} y_k, S k_2 a + A f i \quad (21)$$

onde k_1 e k_2 são os coeficientes de transmissão dos isoladores 1 e 2, respectivamente. S é a relação b_2/a_1 no dispositivo em teste. Sua expressão também pode ser obtida a partir do grafo de fluxo da figura 3.9 do capítulo 3. Sua expressão é dada por:

$$S = \frac{r_{12} r_{21} - r_{11} r_{22}}{r_{12} r_{21} - r_{11} r_{22} + r_{11} r_{22} - r_{12} r_{21}} \quad (22)$$

Analogamente, tem-se para b_1 , b_k e b_n :

$$b_j = A_{0j} y_k, S k_2 a + A q f t \quad (23)$$

$$b_k = A_{0k} y_k, S k_2 a_2 + A (\& \quad (24)$$

$$b_n = A_{0n} y_k, S k_2 a_3 + A (\& \quad (25)$$

Para b_j , b_k e b_n normalizadas em relação a b_1 , tem-se:

$$\frac{b_j}{b_1} = \frac{y_k k_2 a S + p}{y_k k_2 a S + p} \quad (26)$$

$$b_j = \frac{y_k k_2 a S + p}{y_k k_2 a S + p} \quad (27)$$

$$\frac{b_k}{b_n} = \frac{y k k a S + P}{y k k a S + p}$$

Multiplicando e dividindo por A a primeira parcela de cada numerador e denominador das equações acima, vem:

$$\frac{b_k}{b_n} = \frac{t^{kj} + P}{t^{i*2} + P} \quad (29)$$

(30)

(31)

 b_n

Fazendo $K = \frac{k k_2}{A}$ e observando as equações de (5) a (10), vem:

$$\frac{h}{b_n} = \frac{KAS + B}{KMS + N} \quad (32)$$

$$\frac{b_k}{b_n} = \frac{KCS + D}{KMS + N} \quad (33)$$

$$\frac{KES + F}{KMS + N} \quad (34)$$

Procedendo-se similarmente ao que foi feito com as equações (11), (12) e (13) vem:

$$\begin{array}{c|c} \mathbf{A} & \mathbf{KxS} + i \\ \hline \mathbf{K} & \mathbf{KzS} + 1 \end{array} \quad (35)$$

$$\begin{array}{c|c} & \mathbf{KyS} + 1 \\ \hline \mathbf{K} & \mathbf{KzS} + 1 \end{array} \quad (36)$$

$$\begin{array}{c|c} & \mathbf{KwS} + 1 \\ \hline & \mathbf{KzS} + 1 \end{array} \quad (37)$$

5.6.3 - Método de calibração do analisador de redes

A calibração do analisador de redes no modo transmissão consiste na determinação de \mathbf{K} , \mathbf{T}_x , \mathbf{T}_s , haja vista que x , y , w , z , $|\mathbf{X}|$, $|\mathbf{X}_2|$, $|\mathbf{X}_3|$ foram previamente determinados quando da calibração do reflectômetro. Deve-se lembrar de que \mathbf{T}_x e \mathbf{T}_s estão presentes nas equações (35), (36) e (37) através de \mathbf{S} .

Para determinar-se r_s conecta-se inicialmente a linha secundária (figura 5.6) à porta de medição 1 diretamente, significando dizer que um trecho de linha de transmissão de comprimento nulo está sendo introduzido entre a linha secundária e a porta 1. Em seguida, leva-se o sistema ao modo de reflexão em que o reflectômetro mede:

$$\Gamma_{1L} = \frac{\mathbf{A} - \mathbf{S}^2 \mathbf{B}}{\mathbf{A} - \mathbf{S}^2 \mathbf{B}} \quad \text{ou} \quad \Gamma_{1L} = \frac{\mathbf{A} - \mathbf{S}^2 \mathbf{B}}{\mathbf{A} - \mathbf{S}^2 \mathbf{B}}$$

Mas para aquele trecho de linha de comprimento zero os parâmetros de espalhamento são:

$$G_{11} = G_{22} = 0 \text{ e } G_{12} = G_{21} = 1$$

$$\text{Portanto, } T_1 = H.$$

Para determinar-se K , leva-se o sistema ao modo de transmissão mantendo-se as mesmas conexões anteriores. Com as equações (35), (36) e (37), forma-se um sistema de três equações com as quais se determinam $|K|$, $\cos \theta_A$, $\sin \theta_A$.

Mantendo-se o sistema no modo de transmissão, introduz-se uma carga-padrão de duas portas entre os acessos 1 e 2, para a qual G_n , G_{12} , G_{21} e G_{22} são conhecidos. O sistema mede, então, S . Da equação (22), determina-se T_1 . Fica, assim, concluída a calibração.

5.6.4 - Procedimento de medição

Quanto ao procedimento de medição, basta colocar o dispositivo em teste nas portas de medição e manter o sistema no modo de transmissão. S é, então, medido e, da equação (22), tira-se:

$$s_2 i = s [i - G_M r_g - G_{22} r_s - r_g r_s G_{12} G_{21} i + r_g r_s G_n G_{22}] \quad (38)$$

Onde, agora, C , θ_1 , θ_2 e G_{22} são os parâmetros de espalhamento do dispositivo em teste. Sem inverter esse dispositivo, leva-se o sistema para o modo de reflexão. O sistema mede:

$$1 - \frac{\alpha_i (1 - r_s \alpha_{22}) + c r_{21} c r_{12} r_s}{1 - \alpha_{22} r_s}$$

Daí se tira:

$$\alpha_{21} = \frac{(1 - r_s \alpha_{22}) r_s - \alpha_{22} (1 - r_s c r_{22})}{c r_{21} r_s} \quad (39)$$

Leva-se, então, a equação (38) à equação (39) e se calcula α_{21} , uma vez que T_s e r_s foram determinados no procedimento de calibração, e α_{22} e α_{21} foram previamente medidos pelo reflectômetro. Levando-se esse valor à equação (38) determina-se α_{22} .

Fica, assim, concluído o procedimento de medição.

CONCLUSÃO

CONCLUSÃO E SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS

"Porque cada qual só tem em vista o próprio proveito, imediato e desprezível, e não quer considerar primeiro o bem e o proveito da comunidade". (Albert Einstein)

CONCLUSÃO E SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS

Esta dissertação apresenta dois assuntos de destaque, e que foram contribuições da autora para o tema "Seis Portas".

O primeiro diz respeito à realização do estudo sobre a influência das imperfeições presentes nos componentes de um reflectômetro com respeito ao seu desempenho, através do posicionamento dos centros dos círculos no plano complexo. Esse posicionamento é de relevância uma vez que tê-los alinhados ou com grande proximidade entre si significa um possível mau desempenho nas medidas a serem realizadas. O estudo permite que, conhecendo-se antecipadamente os parâmetros de espalhamento dos componentes que formam o reflectômetro e, conhecendo-se os coeficientes de reflexão dos detetores de potência para um certo número de frequências ao longo da faixa em que se deseja operar, é possível antes de adquirir e construir o equipamento, ter-se uma previsão de quão satisfatórias serão as medidas.

Até então, a autora não tem conhecimento de registro na literatura especializada de trabalhos que tratem desse aspecto. O Método do Grafo de Fluxo, já tão bem conhecido e estabelecido, foi utilizado com esse fim. Ele tem a grande conveniência de levar em consideração todas as imperfeições presentes no sistema e poder tratá-las de forma simultânea. Combinando-se o Método da Perturbação e o Princípio da Superposição no mesmo tipo de análise, poderia ser outra alternativa. Há, entretanto, a grande inconveniência de ter o projetista de lidar com cada imperfeição isoladamente. Isto levaria a uma complexidade de análise muito grande.

O segundo assunto de destaque desta dissertação e que foi contribuição da autora trata da concepção de um novo circuito para o analisador de redes de seis portas. Similarmente aos propostos por Jia, Hunter e Somlo, Abouchahine e outros, descritos sumariamente nesta dissertação, o analisador aqui apresentado utiliza um único reflectômetro. Além disso, reduz ao máximo o número de cargas-padrão

utilizadas, ou seja. apenas uma e exige somente três medições para concluir a realização do procedimento de calibração. No procedimento de medição torna-se desnecessário inverter o dispositivo em teste para se obterem seus coeficientes de transmissão **S₁₂** e **S₂₁**. Deve-se observar que todos esses detalhes de operação têm o objetivo de reduzir o esforço do usuário ao lidar com o equipamento. Toma-se-lhe desconfortável ter que conectar e desconectar as cargas-padrão e o dispositivo em teste várias vezes. O uso de quatro chaves (A, B, C e D) que fazem a comutação entre os modos de operação e que aparentemente torna o analisador complicado, exerce um papel oposto a isso. Um simples giro manual do usuário aciona uma dessas chaves. Para o acionamento das quatro chaves, o tempo exigido seria de aproximadamente um segundo. Esta concepção de analisador de redes que aqui se mostra como proposta, traz contribuição ao estado da arte pelas características descritas acima.

Como propostas para trabalhos futuros, sugere-se:

- Uma simulação computacional para a verificação da teoria apresentada.
- A realização experimental do reflectômetro.
- A realização experimental do analisador de redes.
- A concepção de um analisador de redes que tenha desempenho semelhante àquele aqui descrito, mas que possa dispensar o uso de chaves, tendo em vista a suspeita natural de que elas introduzidas no sistema possam ter suas conexões desgastadas pelo uso contínuo, alterando inclusive suas características eletromagnéticas.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

"A conquista de fabulosos meios de produção não trouxe a liberdade, mas as angústias e a fome". (Albert Einstein)

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] - Hoer, C. A.. "The Six-Port Coupler: A New Approach to Measuring Voltage, Current, Power, Impedance and Phase", IEEE Trans. Instrum. Meas., vol. IM-21, No. 4, pp. 466-470, Nov. 1972.
- [2] - Engen, G. F.. "Calibration of an Arbitrary Six-Port Junction for Measurement of Active and Passive Circuit Parameters", IEEE Trans. Instrum. Meas., vol. IM-22, No. 4, pp. 295-299, Dec. 1973.
- [3] - Cullen, A. L., Judah, S. K. and Nikraves, F., "Impedance Measurement Using a 6-Port Directional Coupler", IEE Proc, vol. 127, Pt.H, No. 2, pp. 92-98, Apr. 1980.
- [4] - Riblet, G. P. and Hansson, E. R. B., "The Use of a Matched Symmetrical Five-Port Junction to Make Six-Port Measurements", IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig., pp. 151-153, Jun. 1981.
- [5] - Cullen, A. L. and Yeo, S. P., "Six-Port Reflectometer Theory for Symmetrical Five-Port Junction with Directional Coupler", IEE Proc, vol. 133, Pt.H, No. 4, pp. 277-287, Aug. 1986.
- [6] - Belfort de Oliveira, A. J., Banks da Rocha, A. C, Ferreira da Silva, M. C, Pereira Filho, O. M. C, "A New Version of a 6-Port Reflectometer". Intl. Microwave Sym. Proc, Rio de Janeiro, pp. 1053-1058, Jul. 1987.
- [7] - Belfort de Oliveira, A. J., Xavier Neto, S. P. and Andrade Cabral, H.. "Uma Proposta Para o Reflectômetro de Seis-Portas Visando Alargamento de Faixa", Proc. IV Simpósio Brasileiro de Microondas. SBMO, pp. 191-196, São Carlos, São Paulo, julho de 1990.

- [8] - Hoer, C. A., "A Network Analyser Incorporating Two Six-Port Reflectometers", IEEE Trans. Microwave Theory Tech., Vol. MTT-25, No. 12, pp. 1070-1074, Dec. 1977.
- [9] - Jia. S., "New Application of a Single Six-Port Reflectometer\ Electronics Letters, vol. 20, No. 22, pp. 920-922, Oct. 1984.
- [10] - Hunter, J. D. and Somlo. P. I., "S-Parameter Measurements with a Single Six-Port", Electronics Letters, vol. 21, No. 4, pp. 157-158, Feb. 1985.
- [11]- Abouchahine, S., Huyart. B., Bergeaut, E. and Jallet. L., "Millimetre Network Analyser Using a Single Six-Port Reflectometer", Electronics Letters, vol. 29, No. 3, pp. 256-258. Feb. 1993.
- [12] Yeo, S. P. and Cheng. M., "New Technique for Measuring the Scattering Coefficients of Two-Port Devices", Electronics Letters, vol. 30. No. 23. pp. 1951-1953. Nov. 1994.
- [13] - Zang, Y., Colef. G., Li. Y. and Eichmann. G. "Six-Port Optical Reflectometer", IEEE Trans. Instrum. Meas., vol. 40. No. 5. pp. 869-871. Oct. 1991.
- [14] - Engen, G. F., "An Improved Circuit for Implementing The Six-Port Technique of Microwave Measurements", IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. MTT-25, No. 12. pp. 1080-1083, Dec. 1977.
- [15] - Judah, S. K., "Calibration of Multiport Reflectometers". IEE Proc, vol. 132, Pt. H, No. 7, pp. 468-470, Dec. 1985.

- [16] - Hunton, J. K., "Analysis of Microwave Measurement Techniques by Means of Signal Flow Graphs", IRE Trans. Microwave Theory and Techniques, pp. 206-212. Mar. 1960.
- [17] - Kuhn, "Simplified Signal Flow Graph Analysis", Microwave Journal. Nov. 1963.
- [18] - Belfort de Oliveira. A. J. e Assis, A. C. S., "Influência de Imperfeições em um Reflectômetro de Seis Portas". VII Simpósio Brasileiro de Microondas e Optoeletrônica, XIV Simpósio Brasileiro de Telecomunicações, pp. 905-910. maio de 1996.
- [19] - Xavier Neto, S. P. e Belfort de Oliveira, A. J., " Determinação dos Parâmetros de Espalhamento pela Técnica de Seis-Portas, VI Simpósio Brasileiro de Microondas e Optoeletrônica, Belém, Pará, pp. 204-209, julho de 1994.
- [20] - Qian, c., "An Improved Method for Six-Port Reflectometer Calibration". IEEE Trans Instrum. Meas., vol. IM-34, No. 4, pp. 611-615. Dec. 1985.
- [21] - Ghannouchi, F. M. and Bossio, R. G., "An Alternative Explicit Six-Port Matrix Calibration Formalism Using Five Standards", IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. MTT-36. No. 3, pp. 494-498. Mar. 1988.
- [22] - Jachim, S. P. and Gustscher. W. D., "A Statistical Method for Calibrating the Six-Port Reflectometer Using Nonideal Standards", IEEE Trans. Microwave Theory Tech, vol. MTT-36, No. 11, pp. 1825-1828. Nov. 1989.
- [23] - Sigg, W. and Simon, J., "Reflectometer Calibration Using Load. Short and Offset Shorts with Unknown Phase". Electronics Letters, vol. 27, No. 18, pp. 1650-1651, Aug. 1991.

[24] - Belfort de Oliveira, A. J. and Assis. A. C. S., "An Improved Calibration Procedure for a Six-Port Network Analyser", aceito para publicação dos Anais da 8th Asia Pacific Microwave Conference. Nova Déli. Índia, dezembro de 1996.