

**Universidade Estadual de Campinas
Faculdade de Engenharia Elétrica
Departamento de Microonda e Óptica**

Exemplar da versão final da tese
entregue por Mauro de Lima Coimbra
em 12 02 96 para a Comissão
[Assinatura]

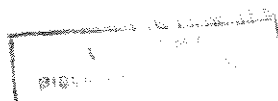
**Contribuições à Técnica de "Feedforward" em
Amplificadores Banda-Larga de Potência em Microondas**

Autor: Mauro de Lima Coimbra

Orientador: Rui Fragassi Souza

Tese apresentada à Faculdade de Engenharia
Elétrica da Universidade Estadual de Campinas
como parte dos requisitos para obtenção do título de
Doutor em Engenharia Elétrica.

Campinas, fevereiro de 1996



9610612

UNIDADE	78C
Nº CHAMADA:	
T	UNICAMP
	C665c
V.	E.
TÍTULO	80/28036
PROC.	667/96
C	☐
D	☒
PREÇO	R\$ 11,00
DATA	23/07/96
Nº CPU	

CM-00050373-4

FICHA CATALOGRÁFICA ELABORADA PELA
BIBLIOTECA DA ÁREA DE ENGENHARIA - BAE - UNICAMP

C665c Coimbra, Mauro de Lima
Contribuições à técnica de feedforward em
amplificadores banda-larga de potência em microondas /
Mauro de Lima Coimbra.--Campinas, SP: [s.n.], 1996.

Orientador: Rui Fragassi Souza.
Tese (doutorado) - Universidade Estadual de Campinas,
Faculdade de Engenharia Elétrica.

1. Amplificadores de microondas. 2. Circuitos elétricos
não-lineares. 3. Medidas de microondas. I. Souza, Rui
Fragassi. II. Universidade Estadual de Campinas.
Faculdade de Engenharia Elétrica. III. Título.

Agradecimentos

É difícil achar palavras para agradecer, na justa proporção, o apoio que tenho recebido da minha mulher e de meus filhos, ao longo de minha vida profissional e pessoal;

Aos pais e irmão, nunca é demais agradecer;

Ao professor, orientador e, mais que isto, amigo, Rui, a minha admiração e reconhecimento profundos, desta vez motivados pela qualidade, dedicação e competência profissional que caracterizaram a sua orientação desta tese.

Finalmente, e não menos importante, foi o apoio que recebi de meus antigos colegas de CPqD, durante todos os quase quinze anos em que lá trabalhei. A eles, a minha grata amizade.

Mauro de Lima Coimbra

Campinas, fevereiro de 1996

RESUMO

Este trabalho visou estender os limites da utilização da técnica de *feedforward* para amplificadores de microondas, tipicamente para aplicações multi-oitavas. Neste sentido, mostrou-se a viabilidade da sua utilização em circuitos para redes faixa-larga (como as de TV-por-Cabo, por exemplo), como também, em sistemas de comunicações ópticas.

Por completitude, o trabalho se inicia, após uma breve introdução, com uma revisão dos conceitos referentes às não-linearidades em amplificadores de potência. Apresenta, também, os métodos mais comuns de análise de circuitos não-lineares, comparando-os quanto às suas vantagens, restrições e condições de utilização. A isto corresponde o Capítulo 2.

O Capítulo 3 apresenta os diversos métodos de linearização de amplificadores de microondas, novamente sob uma óptica comparativa. De especial interesse é a Seção 3.2, na qual se discute a técnica de Pré-Distorção em RF. A Sub-Seção 3.2.2 apresenta uma contribuição deste autor a esta técnica, contribuição esta que permitiu simplificar significativamente a sua implementação. As vantagens potenciais da técnica de *feedforward* ficam patentes, servindo de motivação para o capítulo que se segue.

O Capítulo 4 faz uma revisão da técnica *feedforward*, apontando, também, os efeitos do comportamento não-ideal dos diversos blocos constituintes deste tipo de sistema, sobre o comportamento total de um amplificador linearizado por esta técnica.

No Capítulo 5 são discutidas as formas usuais de implementação desta técnica em amplificadores de microondas. A partir da análise feita destas implementações, propõem-se novas formas de implementação, de forma a não só estender-se o seu funcionamento para operação multi-oitavas, como também, para permitir que seus ajustes e sintonia sejam feitos totalmente por controles elétricos externos. Para tanto, é proposto um método de análise/simulação destes tipos de amplificadores, valendo-se simplesmente de simuladores para circuitos lineares. Por tudo isto, este capítulo é o principal deste trabalho. São utilizados, ou sugeridos, componentes e/ou elementos de circuitos não tão usuais, tendo-se considerado conveniente fazer uma breve descrição de suas características principais.

O Capítulo 6 descreve o protótipo de validação desenvolvido, bem como os resultados medidos em bancada.

As conclusões finais, bem como sugestões para trabalhos futuros, são apresentadas no sétimo (e último) capítulo. O trabalho é complementado por três Anexos.

ABSTRACT

The basic aim of the present work was to extend the application limits of the feedforward technique to microwave amplifiers, mainly for multi-octave operation. It has been shown that it is possible to make use of feedforward linearization for broadband networks (such as CATV) and optical communication circuits as well.

For the sake of completeness, this work begins, just after a brief Introduction, with a review of the foundations of power amplifier non-linearities. Also, the most usual non-linearity analysis methods are presented, their strong and weak points, and conditions of application, in Chapter 2.

In Chapter 3, several linearization methods are discussed and compared. Special attention is paid to Section 3.2, where RF pre-distortion is discussed. Sub-Section 3.2.2 presents this author's contribution to that subject, that results in a simplification of the hardware involved. The potential of the feedforward technique arises, becoming itself a motivation for Chapter 4.

The fourth Chapter presents a review of the feedforward technique, pointing out the effects (on the linearized amplifier performance) of the non-ideal behavior of each feedforward-system building block.

Chapter 5 discusses the usual feedforward system concepts, for microwave amplifiers. Starting from this point, different ways of implementation are proposed, aiming at multioctave operation and a fully electrical controlled system.

To make this possible, an analysis and simulation method has been proposed, using simply linear circuit simulation software. A design procedure is also presented. This chapter is the core of this thesis.

Chapter 6 describes the validation prototype that is developed, together with the measured results. The final conclusions are given on the last chapter, Chapter 7. Three Annexes close the work.

SUMÁRIO

CAPÍTULO I

INTRODUÇÃO	1
------------------	---

CAPÍTULO II

NÃO-LINEARIDADES EM AMPLIFICADORES DE POTÊNCIA

APRESENTAÇÃO	4
LINEARIDADE E NÃO-LINEARIDADE	4
GERAÇÃO DE FREQUÊNCIAS	8
A NÃO-LINEARIDADE	16
Geração de Harmônicos	17
Compressão, Saturação e Perda de Sensibilidade	18
Intermodulação	20
Conversão AM/PM	25
MODELAMENTO DAS NÃO-LINEARIDADES EM DISP. SEMICONDUTORES	26
O Modelamento em Parâmetros Concentrados	28
MÉTODOS DE ANÁLISE DE CIRCUITOS NÃO-LINEARES	41
Introdução	41
Análise por Série de Potências Generalizada	44
O Método do Equilíbrio Harmônico	47
Análise por Série de Volterra	49

CAPÍTULO III

MÉTODOS DE LINEARIZAÇÃO

INTRODUÇÃO	54
REALIMENTAÇÃO NEGATIVA	55
PRÉ-DISTORÇÃO	58
Introdução	58
Uma Estrutura para Pré-Distorção em RF.....	59
A "TÉCNICA DE FEEDFORWARD"	64
COMPARAÇÃO ENTRE OS MÉTODOS	66

CAPÍTULO IV

A LINEARIZAÇÃO POR FEEDFORWARD

APRESENTAÇÃO	68
PRINCÍPIO DE OPERAÇÃO	68
ANÁLISE DO SISTEMA	70
EFEITO DO DESBALANCEAMENTO DO CIRCUITO SOBRE O CANCELAMENTO DOS PRODUTOS DE INTERMODULAÇÃO	76
EFEITOS DECORRENTES DO CANCELAMENTO NÃO-IDEAL	79

CAPÍTULO V

AMPLIFICADORES COM FEEDFORWARD: IMPLEMENTAÇÕES

APRESENTAÇÃO	86
BALUNS	86
Baluns com Linhas de Fenda	95

TRANSISTORES DE EFEITO DE CAMPO DE PORTA DUPLA	105
Introdução	105
Geometria e Princípio de Operação	106
OPÇÕES DE IMPLEMENTAÇÃO DOS AMPLIFICADORES	123
Roteiro de Projeto	128

CAPÍTULO VI

IMPLEMENTAÇÃO DO PROTÓTIPO

APRESENTAÇÃO	133
O AMPLIFICADOR PRINCIPAL	133
A Determin. do Comprimento e da Imp. da Linha de Transmissão de Fase Equivalente	144
Um Método de se Aplainar a Resp. de Freq., de Amp. com Ondulações na Banda	147
O AMPLIFICADOR AUXILIAR DA PRIMEIRA MALHA	153
O AMPLIFICADOR AUXILIAR DA SEGUNDA MALHA	158
O AMPLIFICADOR COM FEEDFORWARD, COMPLETO	163
UMA ESTRUTURA COM CONTROLE TOTALMENTE ELETRÔNICO	170
RESULTADOS MEDIDOS DO PROTÓTIPO IMPLEMENTADO	177

CAPÍTULO VII

CONCLUSÕES E SUGESTÕES	201
------------------------------	-----

ANEXO I

O SOFTWARE EESOF-TOUCHSTONE ^R [24]	210
---	-----

ANEXO II

O ARQUIVO TOUCHSTONE DO CIRCUITO ULTI50.CKT	211
---	-----

ANEXO III

TRABALHOS DO AUTOR USADOS COMO REFERÊNCIA NESTA TESE 213

CAPÍTULO I

1.0 INTRODUÇÃO

A grande maioria dos sistemas de telecomunicações, sejam digitais ou analógicos, necessitam de amplificação linear do sinal. A solução trivial, neste caso, consiste na utilização dos amplificadores operando com potências significativamente menores do que aquelas correspondentes à compressão, e portanto, da saturação. Esta técnica, conhecida como *back-off*, apresenta-se como alternativa adequada para a grande maioria das aplicações de baixa frequência, tipicamente até algumas centenas de megahertz. Foi também, durante muitos anos, a única solução utilizada na faixa de microondas. Abaixo de 1 GHz, os dispositivos ativos (geralmente transistores bipolares) apresentam ganhos de potência elevados. Também, como neste caso o custo dos transistores do estágio de saída ainda é uma parcela pequena em comparação com o da unidade como um todo, pode-se simplesmente projetar o amplificador com um superdimensionamento nas características de potência. À medida em que se sobe em frequência, três desvantagens fazem-se progressivamente presentes, a saber: o custo elevado dos quadripolos ativos; a dificuldade de obtenção - ou até mesmo a inexistência - de transistores que operem linearmente no nível de potência desejado e, finalmente, o decaimento significativo da eficiência dos transistores. Os dois primeiros problemas são autoexplicativos. O terceiro é um pouco mais sutil. Os transistores de potência, na faixa de microondas, apresentam baixa eficiência em classe A, tipicamente 20% na banda C, decrescendo com a frequência. Assim, como a técnica de *back-off* implicaria em um projeto com o ponto de compressão usualmente de 8 a 10 dB acima da potência nominal de operação [1], tanto o consumo quanto a dissipação térmica tornar-se-iam preocupantes.

Um consumo maior impõe a necessidade de se projetar fontes com maiores capacidades de potência, tendo isto duas implicações relevantes: a primeira refere-se à dificuldade progressiva do projeto destas fontes. Em geral, utilizam-se fontes chaveadas [2], tipicamente as do tipo *forward*, quando a potência da alimentação solicitada pelo amplificador já é da ordem de 10 watts . A segunda, mais relevante, diz respeito às restrições quanto à eficiência dos equipamentos profissionais de telecomunicações em estações não-assistidas e/ou em regiões remotas. Nestes casos, quando da queda da rede, o banco de acumuladores (baterias) deve alimentar todo o sistema, sendo, portanto, desejável a minimização do consumo de potência de cada subsistema do equipamento. Uma outra solução, que nos anos 80 começou a ser utilizada, são os bancos de células solares [3], com as suas conhecidas limitações de potência; isto favorece, mais uma vez, os equipamentos pouco demandantes de potência de alimentação.

A dissipação térmica implica no uso de grandes radiadores de calor (dissipadores), que, na faixa de microondas, usualmente mais que dobram o volume e a massa dos amplificadores. Dissipadores mais eficazes implicam em perfis de alumínio com geometrias mais complexas, implicando em ferramentas especiais para a sua confecção, elevando significativamente os custos de produção.

Estas desvantagens, inerentes à técnica de *back-off*, motivaram a busca por métodos de linearização para a amplificação de sinais de microondas, que serão discutidos no Capítulo 3. O presente trabalho começará revendo os conceitos mais relevantes relativos à linearidade e não-linearidade de circuitos eletrônicos. Seguir-se-á com a apresentação dos métodos conhecidos para a linearização de amplificadores de potência, detalhando-se, no Capítulo 4, o método a ser estudado e desenvolvido neste trabalho. O Capítulo 5 visa apresentar as formas de implementação desta técnica, com especial ênfase naquelas que constituirão as contribuições do autor. Por questões de completitude,

alguns elementos de circuito ou dispositivos, ainda não muito difundidos e que serão utilizados nas implementações a serem propostas, serão discutidos. No Capítulo 6, os projetos e os resultados simulados e medidos, dos protótipos de validação, serão apresentados e comentados.

As conclusões do estudo desenvolvido, conjuntamente com algumas sugestões para pesquisas futuras, encerram este trabalho.

CAPÍTULO II

NÃO-LINEARIDADES EM AMPLIFICADORES DE POTÊNCIA

2.0 APRESENTAÇÃO

Neste capítulo faz-se uma revisão dos conceitos básicos relativos à linearidade e não-linearidade de circuitos, visando não apenas estabelecer as bases para os demais capítulos, mas também, introduzir a padronização da nomenclatura a ser utilizada ao longo do trabalho.

2.1 LINEARIDADE E NÃO-LINEARIDADE

Antes de se discorrer sobre não-linearidades, deve-se conceituar devidamente o que seja linearidade. Um circuito é dito linear se o *Princípio da Superposição* for aplicável a ele. Especificamente, se as excitações x_1 e x_2 forem aplicadas separadamente a um circuito gerando as respostas y_1 e y_2 , respectivamente, tem-se como resposta à excitação $ax_1 + bx_2$ a resposta $ay_1 + by_2$ ("a" e "b" são constantes arbitrárias, podendo ser reais ou complexas). O enunciado acima se confunde com as propriedades que uma função deve atender para que represente uma transformação linear, em termos da álgebra linear [4]. Assim, um circuito linear é aquele cuja função de transferência [5,6] constitui uma transformação linear do espaço vetorial de entrada (excitação), sendo as respostas do circuito, a estas excitações, os elementos do espaço vetorial da saída. Cumpre observar que, na definição acima, a resposta do circuito contém o mesmo conteúdo espectral das excitações da entrada. A isto corresponde dizer que os circuitos lineares invariantes no tempo não geram novas frequências. A necessidade da restrição quanto à invariância no tempo deve-se ao fato do chaveamento, com uma frequência de comutação f_1 , de uma forma de onda de frequência f_2 , gerar o batimento das duas frequências, resultando em vários produtos de intermodulação e

harmônicas [7]. Este critério pode ser usado para se distinguir circuitos lineares dos não-lineares, uma vez que os últimos geram um grande número de novas componentes de frequências. É conveniente separarem-se os circuitos não-lineares em dois grupos, correspondendo àqueles fracamente não-lineares e aos fortemente não-lineares. Devido à subjetividade das palavras "forte" e "fraca", não há uma definição formal para o limite entre os dois casos. Porém, um critério que está se tornando consenso é o de se definir como não-linearidade fraca aquela cujo comportamento possa ser satisfatoriamente descrito por uma expansão em série de potências (ou série de Volterra) de suas características de corrente-tensão I/V , carga-tensão Q/V ou fluxo magnético-corrente Φ/I [8,9]. Tem-se, como consequência disto, que estas características são contínuas, com derivadas contínuas, e, para a maior parte das aplicações, necessitam de poucos termos para descrevê-las. Duas outras condições, porém, devem ser impostas neste caso:

- O nível de excitação não deve ser muito alto, para não aumentar o número de termos da série de potências, devido ao conseqüente aumento dos níveis dos produtos de intermodulação;
- As não-linearidades devem ser suficientemente fracas de forma a não perturbarem o ponto quiescente de polarização.

Todas as condições que acabamos de citar costumam ser atendidas pelos projetos usuais de amplificadores de potência em classe A. Os circuitos fortemente não-lineares são aqueles que não se encaixam no conceito de "não-linearidade fraca". A análise de seus comportamentos costuma valer-se de técnicas no domínio do tempo ou da técnica de equilíbrio harmônico. Os diversos métodos de análise de circuitos não-lineares serão apresentados ainda neste Capítulo.

É importante dizer que, na realidade, nenhum circuito ou componente eletrônico é perfeitamente linear em quaisquer condições de operação.

Assim, a linearidade deve ser considerada uma idealização, sendo uma boa aproximação para os circuitos normalmente considerados lineares, dentro de uma faixa de nível da excitação e para uma certa gama de aplicações. Sob esta óptica, surge também o conceito de "quase-linearidade". Diz-se que um circuito é quase-linear quando, para a maioria das aplicações, ele pode ser considerado linear, devendo suas fracas não-linearidades serem consideradas apenas sob o enfoque sistêmico. Neste caso, os níveis de pureza espectral devem ser devidamente controlados, visando atender às especificações do sistema como um todo. Como exemplos de circuitos quase-lineares, tem-se os amplificadores, com quadripolos ativos, para pequenos sinais, ou mesmo, um amplificador de potência classe A, operando relativamente longe (8 dB ou mais) da saturação. Por outro lado, como exemplo de aplicações em que os componentes são utilizados em condições fortemente não-lineares, tem-se os misturadores de frequências ativos, com transistores ou com diodos e os multiplicadores de frequência, tanto com diodos de recuperação rápida (*step recovery diodes*) quanto com transistores. Todas as não-linearidades citadas até o momento referem-se ao comportamento das funções de transferência dos circuitos. É importante, também, se definir as "não-linearidades de dois terminais" [8]. Neste caso, a não-linearidade está restrita ao componente de dois terminais, como, por exemplo, um resistor, um indutor ou um capacitor. Seu comportamento não-linear é função de uma única variável, que pode ser a corrente ou a tensão em seus terminais, chamadas, neste caso, de variável de controle. Deve-se lembrar que, no caso da não-linearidade de transferência, a tensão ou a corrente de controle pode estar em qualquer lugar do circuito, que não em seus terminais. Também, é possível que um componente do circuito tenha mais de uma variável de controle, geralmente sendo uma delas a tensão ou a corrente nos terminais. No mundo real, geralmente os dois tipos de não-linearidades estão presentes. O circuito equivalente completo de um FET, como será visto na Seção 4 deste Capítulo, pode ser tomado como um exemplo, uma vez

que inclui capacitores não-lineares com múltiplas tensões de controle, transcondutância e resistência de dreno-fonte não-lineares. Há grande diferença entre os dois tipos de não-linearidades, como será mostrado no exemplo a seguir [8]: Considere um resistor não-linear [Figura 2.1.1.(a)] e um amplificador com transcondutância não-linear, sendo ideais as suas demais características, Figura 2.1.1.(b). Ambos os circuitos são excitados por uma fonte de tensão, V_s , com impedância interna R_s .

A corrente na saída do amplificador é uma função da tensão de excitação e da função de transferência, podendo ser determinada simplesmente substituindo-se, na função de transferência, a forma de onda da excitação - não dependendo da natureza dos circuitos de entrada e de saída.

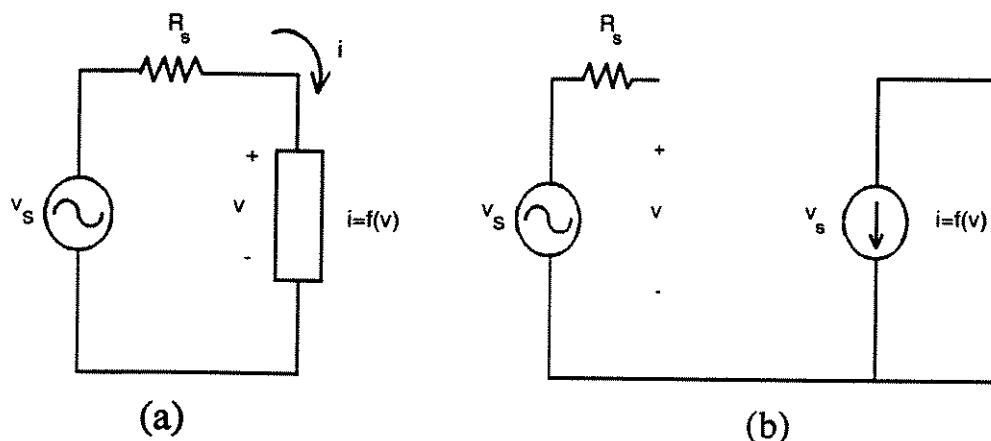


Figura 2.1.1: (a) Não-linearidade de dois terminais; (b) Não-linearidade de transferência.

No caso da não-linearidade de dois terminais, a análise é mais complexa, uma vez que a tensão de excitação gera, no resistor, componentes de corrente em diversas frequências. Estas componentes circulam no resto do circuito, gerando tensões, nestas novas frequências,

no resistor linear R_s , e, portanto, no resistor não-linear. Estas novas componentes de tensão geram novas componentes de corrente. Este processo continua, gerando componentes em todas as frequências possíveis. O modelamento e a simulação deste tipo de não-linearidade em circuitos mais complexos costumam só serem possíveis com métodos computacionais iterativos. Como um bom exemplo, pode-se citar a determinação dos níveis das frequências espúrias geradas em um misturador a diodos [10, 11].

2.2 GERAÇÃO DE FREQUÊNCIAS

Geralmente, demonstra-se a geração de novas frequências em circuitos não-lineares, descrevendo-se as componentes da característica corrente/tensão através de uma série de potências, e considerando-se a tensão de excitação como sendo multitonal. Em [8], este tratamento foi enriquecido com a apresentação da análise de um circuito exemplo, mostrada na Figura 2.2.1.

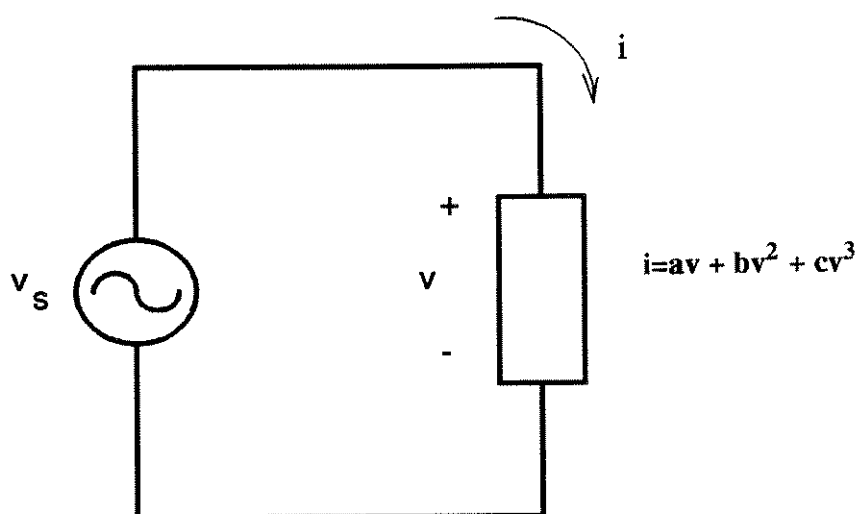


Figura 2.2.1: Um resistor não-linear excitado diretamente por uma fonte de tensão.

Seja v_s a tensão de excitação do circuito apresentado na figura e seja i a corrente resultante. O circuito é, tipicamente, um caso de não-linearidade de dois terminais. Porém, como não há impedância de fonte, a tensão v sobre o resistor não-linear é a própria tensão v_s de excitação. Conseqüentemente, a corrente pode ser determinada substituindo-se a forma de onda da excitação na série de potências, o que, matematicamente, seria análogo ao caso da não-linearidade de transferência do circuito apresentado na Figura 2.1.1 (b).

A corrente é dada por:

$$i = av + bv^2 + cv^3 \quad (2.2.1)$$

com a, b, c constantes reais.

Seja v_s uma excitação de dois tons, da forma:

$$v_s = v_s(t) = V_1 \cos(\omega_1 t) + V_2 \cos(\omega_2 t) \quad (2.2.2)$$

Substituindo-se (2.2.2) em (2.2.1), tem-se:

i) primeiro termo:

$$i_a(t) = a v_s(t) = aV_1 \cos(\omega_1 t) + aV_2 \cos(\omega_2 t) \quad (2.2.3)$$

ii) segundo termo:

$$i_b(t) = b v_s^2(t) = (b/2) \{ V_1^2 + V_2^2 + V_1^2 \cos(2\omega_1 t) + V_2^2 \cos(2\omega_2 t) + 2V_1 V_2 [\cos((\omega_1 + \omega_2)t) + \cos((\omega_1 - \omega_2)t)] \} \quad (2.2.4)$$

iii) terceiro termo:

$$i_c(t) = c v_s^3(t) = (c/4) \{ V_1^3 \cos(3\omega_1 t) + V_2^3 \cos(3\omega_2 t) + \dots \} \quad (2.2.5)$$

$$3V_1^2V_2 [\cos((2\omega_1+\omega_2)t)] + \cos((2\omega_1-\omega_2)t)] + 3V_2^2V_1 [\cos((2\omega_2+\omega_1)t) + \cos((2\omega_2-\omega_1)t)] + 3(V_1^3 + 2V_1V_2^2) \cos(\omega_1t) + 3(V_2^3 + 2V_1^2V_2) \cos(\omega_2t)\}$$

A corrente total no resistor não-linear é a soma das três componentes: i_a , i_b e i_c . Deve ser observado o elevado número de novas frequências geradas pelos termos da expansão em série de potências da corrente, eq.(2.2.1), número este crescente com a ordem do termo considerado. Como a excitação v_s está em paralelo com o elemento não-linear, tem-se apenas componentes de tensão nas frequências angulares ω_1 e ω_2 . Caso houvesse um resistor entre a fonte de tensão v_s de excitação e o elemento não-linear, o número de componentes de tensão seria maior, devido às correntes neste resistor. Estas novas tensões, por sua vez, gerariam novas componentes e assim por diante. Em termos práticos, para se simplificar a análise do problema, deve-se limitar o número das componentes de frequência a serem consideradas. Este número será maior com o crescimento do grau da não-linearidade, da intensidade da excitação e da acuidade desejada dos resultados. As frequências geradas, $\omega_{m,n}$, também chamadas de frequências de intermodulação, são combinações lineares [4] das duas frequências de excitação, ω_1 e ω_2 . Assim:

$$\omega_{m,n} = m\omega_1 + n\omega_2 \quad (2.2.6)$$

com m,n inteiros (... -2,-1,0,1,2,...)

As componentes de corrente nestas frequências são chamadas de produtos de intermodulação. A soma dos valores absolutos de m e n é chamada de "ordem do produto de intermodulação". Também, para que as frequências $\omega_{m,n}$ sejam distintas, ω_1 e ω_2 devem ser não-comensuráveis, ou seja, a razão entre elas não pode ser um número racional. É comum considerar-se que esta condição seja satisfeita quando as duas ou mais excitações são arbitrárias. O significado de

freqüências negativas fica mais claro quando as funções cossenoidais são expressas na forma exponencial:

$$\cos(\omega t) = [\exp(j\omega t) + \exp(-j\omega t)]/2$$

Cumpre observar que, no tratamento de circuitos não-lineares, não se pode excluir as freqüências negativas, diferentemente da análise do estado estacionário (através de fasores) de circuitos lineares. Observando-se as equações (2.2.3) a (2.2.5), vê-se que o k -ésimo termo da série de potências, obtida generalizando-se a eq. (2.2.1), gera freqüências de intermodulação de ordem no máximo igual a k . Estas freqüências são combinações lineares, de ordem k , das freqüências componentes da tensão nos terminais do elemento não-linear. Isto ocorre em decorrência de, neste caso, estas componentes serem as próprias componentes de tensão da excitação. Caso a fonte de excitação tivesse uma resistência interna, que estaria em série com o elemento não-linear, a tensão total nos terminais da carga teria produtos de intermodulação de ordens superiores a k . Vê-se, então, que um elemento não-linear pode gerar freqüências de intermodulação oriundas de todos os harmônicos possíveis das freqüências de excitação, mesmo aquelas nas quais, a soma das ordens dos produtos de intermodulação, $|m| + |n|$, é maior que a maior ordem da série de potências que descreve o comportamento não-linear da corrente com a tensão. Isto ocorre devido ao "batimento" de todas as componentes de freqüência da tensão nos terminais da carga. Pode-se também notar, a partir das equações (2.2.3) a (2.2.5), que os termos de ordem ímpar, da série de potências, geram apenas produtos de intermodulação de ordem ímpar, assim como os termos de ordem par geram produtos de ordem par. Pode-se valer desta propriedade para a eliminação dos termos de ordem par ou dos termos de ordem ímpar, através de estruturas balanceadas. Nestas, as condições de simetria ou de anti-simetria fazem com que as adições vetoriais dos produtos de intermodulação, gerados pelos elementos não-lineares, eliminem, por cancelamento, os termos pares (ou ímpares) da série de potências. Serão

apresentados, a seguir, mais dois exemplos, visando não apenas aprofundar um pouco mais a compreensão do funcionamento dos circuitos não-lineares, como também, apresentar superficialmente, uma forma de análise dos mesmos. Na Figura 2.2.2 tem-se um circuito não-linear, formado por um resistor não-linear e uma fonte de tensão, com resistência interna de 1 ohm.

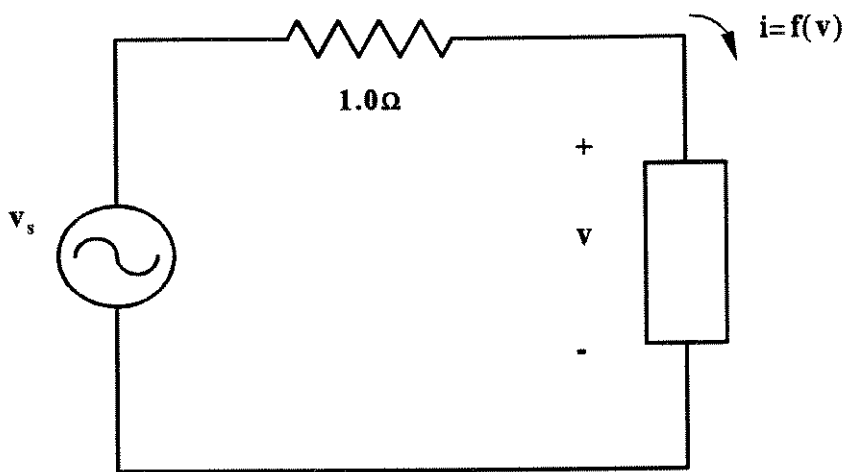


Figura 2.2.2: Um resistor não-linear, alimentado por uma fonte de excitação em série com um resistor linear.

Será suposto que a dependência da corrente com a tensão é descrita somente por termos de ordem ímpar, sendo a série dada por:

$$i = f(v) = v/2 + v^3/7 + v^5/15 \quad (2.2.7)$$

Revertendo-se esta série [12], tem-se:

$$v = f^{-1}(i) = 2,000 i - 2,286 i^3 + 3,570 i^5 + 3,184 i^7 + \dots \quad (2.2.8)$$

A queda de tensão na resistência da fonte é $1xi$. Aplicando-se a Lei de Kirchhoff de tensão ao circuito da Figura 2.2.2, tem-se que:

$$v_s = 3 i - 2,286 i^3 + 3,570 i^5 + 3,184 i^7 + \dots \quad (2.2.9)$$

Revertendo-se, agora, a expressão (2.2.9), fica-se com:

$$i=0,3333v_s+0,02822v_s^3+0,002271v_s^5-0,001375 v_s^7+... \quad (2.2.10)$$

que expressa a corrente de malha como função apenas da excitação (conhecida) v_s . A expressão (2.2.10) contém apenas termos de ordem ímpar, uma vez que todos os elementos que compõem o circuito são descritos apenas por termos de ordem ímpar na série de potências. Note que o resistor linear pode ser considerado como um caso especial de elemento não-linear, tendo apenas o primeiro termo da "série de potências". É importante dizer que a série apresentada na expressão (2.2.10) é infinita, incluindo todos os harmônicos ímpares, e os produtos de intermodulação de ordem (também) ímpar resultantes.

O truncamento faz-se necessário por razões práticas, implicando em menos termos, quanto maior for a convergência da série. Para se visualizar o grau da perturbação introduzida por um elemento não-linear, suponhamos, ainda neste exemplo, alguns valores numéricos. Assim, seja:

$$v_s(t)= 1 + 2 \cos(\omega t) \quad (2.2.11)$$

A Figura 2.2.3 apresenta $v_s(t)$ e a forma da corrente resultante, $i(t)$, não-senoidal, indicando a presença de um forte conteúdo de harmônicos. Para determiná-los, basta substituir (2.2.11) em (2.2.10) e aplicar a mesma manipulação algébrica realizada no desenvolvimento de (2.2.3) a (2.2.5).

Uma outra observação importante deve ser feita em relação à Figura 2.2.3: a componente contínua da corrente é muito maior que 0,364 A - corrente que seria gerada pela componente contínua da excitação sozinha, ou seja, o valor fornecido por (2.2.10) com $v_s=1$ V. Assim, a componente contínua gerada pelos produtos de intermodulação, devido ao elemento não-linear, pode mascarar o ponto de operação quiescente (cc). Este fato é especialmente importante ao se dimensionar

a rede de polarização dos transistores, que deve levar em consideração a tendência à auto-polarização, quando operando em grandes sinais [13]. Isto é também de interesse, não só quando do dimensionamento do radiador térmico do dispositivo, como também, na própria medição dos parâmetros de espalhamento [S] dos transistores.

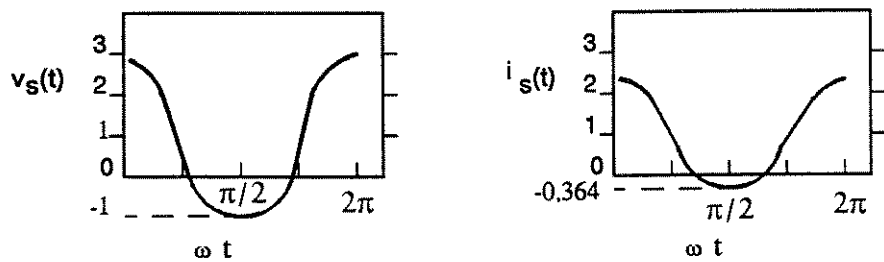


Figura 2.2.3: Formas de onda de tensão e corrente, no circuito da Fig.2.2.2.

Isto é relevante porque a perturbação introduzida na polarização dos transistores modifica tanto as fases como os módulos dos parâmetros dos dispositivos. Como um segundo exemplo, analisemos o mesmo circuito, apenas mudando a característica $I \times V$ do elemento não-linear, que, agora, será considerado de comportamento quadrático "real", descrito por:

$$i = \begin{cases} f(v) = a v^2, & \text{se } v > 0 & (a) \\ 0 & , \text{ se } v \leq 0 & (b) \end{cases} \quad (2.2.12)$$

onde a é uma constante real qualquer.

A restrição em (b) foi imposta para contornar o problema da característica $I \times V$ não ter derivadas definidas quando a tensão de polarização, V_0 , é nula; e, também, para que a expressão da corrente, $i=f(v)$, possa ser revertida. Assim, para que a condição (a) seja satisfeita, supõe-se que o dispositivo opera com uma tensão de polarização, V_0 , suficientemente elevada para garantir que nenhum pulso negativo de excitação possa anular a tensão nos seus terminais. Conseqüentemente, para sinais razoáveis, a expressão (2.2.12(a)) pode ser reescrita de forma a incorporar esta tensão de polarização, ficando-se, então, com

$$f(v+V_0)=a(v+V_0)^2=a(V_0^2+2V_0v+v^2) \quad (2.2.13)$$

onde v é o desvio da tensão em relação ao valor de polarização.

Deve-se observar que a equação (2.2.13) contém um termo linear, $2aV_0v$, implicando que o comportamento do dispositivo é, apenas aproximadamente, quadrático. No mundo real, é praticamente impossível se obter componentes com comportamento quadrático ideal, ou seja, descritos apenas por termos de ordem par na série de potências. Os componentes ditos possuidores de comportamento quadrático, na verdade, contêm pelo menos um termo de ordem ímpar, como ocorre, por exemplo, com os FETs. Este termo de ordem ímpar possibilita a existência de uma corrente de excitação ímpar, no caso de uma tensão de excitação também ímpar (de primeira ordem, por exemplo). Observar que, no caso ideal, seriam possíveis apenas produtos de intermodulação de ordem par. Para complementar este exemplo, observemos o que acontece ao circuito da Figura 2.2.2 quando a não-linearidade tem apenas um termo de ordem ímpar e, os demais, são de ordem par. Escolhendo-se adequadamente os coeficientes da série de potências, que descreve a característica $I \times V$, pode-se assegurar que, para qualquer intervalo de excitações desejado, não se estará criando

resistência negativa.

Seja:

$$i = f(v) = v + 2v^2 + 3v^4 \quad (2.2.14)$$

Revertendo-se esta série, incluindo-se o resistor de 1 ohm, tem-se que:

$$v_s = 2i - 2i^2 + 8i^3 - 43i^4 + 64i^5 \quad (2.2.15)$$

Revertendo-se novamente esta série, obtém-se a expressão da corrente em função de todas as potências de v_s - apesar da série original conter apenas um termo de ordem ímpar, de ordem 1.

A análise destes exemplos visa mostrar que:

- A característica $I \times V$ de um elemento de circuito, ou mesmo de um circuito não-linear, pode ser caracterizada por uma série de potências.
- O k -ésimo termo da série de potências gera produtos de intermodulação de ordem k , das frequências presentes na tensão ou corrente de controle.
- Alguns destes produtos podem coincidir com frequências de ordens inferiores ou superiores (produtos entre outros produtos de intermodulação).

Assim, podemos concluir que um circuito não-linear, descrito tanto por termos de ordem par quanto de ordem ímpar, de uma série de potências, pode gerar todas as frequências de intermodulação possíveis, independentemente da maior ordem de sua não-linearidade.

2.3 A NÃO-LINEARIDADE

Serão apresentadas, a seguir, as propriedades mais comumente observadas em circuitos "não-lineares", sob o ponto de vista sistêmico. Elas são, na realidade, manifestações diferentes do mesmo efeito físico.

Em decorrência deste fato, estas manifestações estão fortemente relacionadas entre si, conforme será discutido ao longo desta seção.

2.3.1 *Geração de Harmônicos*

Conforme já visto, a geração de harmônicos é a propriedade mais marcante dos sistemas não-lineares. O harmônico de ordem k de uma excitação é um sinal com uma frequência de intermodulação de ordem k . Nos sistemas de banda estreita, tipicamente da ordem de 10%, os harmônicos não representam problemas, uma vez que "caem" fora da faixa de interesse (do sinal), podendo ser facilmente removidos por filtros de fácil implementação [14]. Frequentemente, as próprias redes de adaptação de impedâncias, ou mesmo as limitações intrínsecas na resposta de frequência dos componentes utilizados nos circuitos subseqüentes, já constituem um filtro suficiente para, naturalmente, rejeitar estes espúrios. Por outro lado, em sistemas banda-larga (tipicamente os de banda superiores a uma oitava), bem como em transmissores (para os quais as restrições quanto à radiação de espúrios é também "banda-larga", uma vez que visa preservar, de emissões indesejadas, uma faixa larga do espectro), os níveis de espúrios devem ser necessariamente controlados. Isto porque, ao ocorrerem dentro da faixa de interesse, intermodularão, ou até mesmo levarão à saturação, os estágios amplificadores ou detectores subseqüentes que sejam susceptíveis, de alguma forma, à sua presença. A filtragem, nestes casos, é mais complexa, exigindo filtros estreitos e, geralmente, de baixas perdas, tendo normalmente, como banda- passante, a faixa de sinal (um canal apenas). Há casos, também, em que a geração de harmônicos é intencional, sendo amplamente conhecidos os *comb generators* (geradores de um "pente" espectral de harmônicos) [15]. Este tipo de gerador encontra ampla utilização na estabilização de osciladores na faixa de microondas, nos quais o baixo ruído de fase é garantido a partir do "batimento" deste, com harmônicos gerados por um circuito

fortemente não-linear, a partir de um oscilador a cristal usado como referência (*phase locked loop*).

2.3.2 *Compressão, Saturação e Perda de Sensibilidade*

Em qualquer circuito real, a compressão e a posterior saturação necessariamente ocorrem, a partir de um dado nível de excitação, devido ao fato de ser limitada a sua máxima potência de saída.

É importante observar que quando um circuito , por exemplo um amplificador, é excitado com dois sinais: um, de amplitude suficientemente forte para levá-lo à compressão (ou à saturação) e o outro, de pequena amplitude, a saturação devida ao sinal mais forte também faz decrescer o ganho para o sinal mais fraco. Portanto, a saturação causa a diminuição da sensibilidade do sistema. Para entendermos melhor como ocorre a saturação, observemos que, conforme já visto, a componente de corrente na frequência de excitação em um circuito não-linear é, em geral, uma função descrita por uma série de potências, com diversos termos além do linear. Seja a corrente de resposta à excitação descrita por:

$$i(t) = (a v + c v^3) \quad (2.3.1)$$

Caso, por exemplo, o coeficiente do termo de ordem mais alta seja negativo, a corrente irá saturar, ou seja, não aumentará à mesma taxa que a excitação. Fica claro, então, que o projetista de circuitos que operam com fortes sinais, deve dispor da informação sobre qual a maior potência de saída na qual os dispositivos que compõem o circuito a ser projetado, podem operar. Esta informação é usualmente fornecida pelos fabricantes através do "ponto de compressão de 1 dB" - ou seja - a potência de saída onde as não-linearidades do dispositivo reduzem de 1 dB o ganho de potência de pequenos sinais [16].

Assim:

$$G_{1\text{ dB}}(\text{dB}) = G_0(\text{dB}) - 1 \quad (2.3.2)$$

onde $G_0(\text{dB})$ é o ganho linear para pequenos sinais, em decibel.

Como o ganho de potência é definido por:

$$G_p = [P_{\text{saída}}]/[P_{\text{entrada}}] = P_{\text{out}}/P_{\text{in}} \quad (2.3.3)$$

tem-se que:

$$P_{\text{out}}(\text{dBm}) = G_p(\text{dB}) + P_{\text{in}}(\text{dBm}) \quad (2.3.4)$$

e, portanto:

$$P_{1\text{ dB}}(\text{dBm}) = G_{1\text{ dB}}(\text{dB}) + P_{\text{in}}(\text{dBm}) \quad (2.3.5)$$

Assim:

$$P_{1\text{ dB}}(\text{dBm}) - P_{\text{in}}(\text{dBm}) = G_0(\text{dB}) - 1 \quad (2.3.6)$$

É bastante comum se apresentar a curva de potência de saída versus a potência de entrada, $P_{\text{out}} \times P_{\text{in}}$, de forma a explicitar o ponto de compressão de 1 dB - ver Figura 2.3.1. Deve-se observar, nesta Figura, o comportamento linear da potência de saída no intervalo de potências correspondentes à resposta para o menor sinal detectável, $P_{o,\text{msd}}$, e à resposta alguns dB's abaixo do ponto de compressão de 1dB. À medida que a potência de saída se aproxima da compressão, o ganho diminui progressivamente, afastando-se do comportamento linear. Define-se "Região Dinâmica de Saída" à faixa de potência limitada inferiormente pela menor potência de saída detectável do circuito ($P_{o,\text{msd}}$) e, superiormente, pela potência de saída no ponto de compressão, $P_{1\text{ dB}}$.

A menor potência detectável pelo amplificador é função da figura de ruído deste, pois os sinais para serem "reconhecidos" devem estar acima

do nível de ruído.

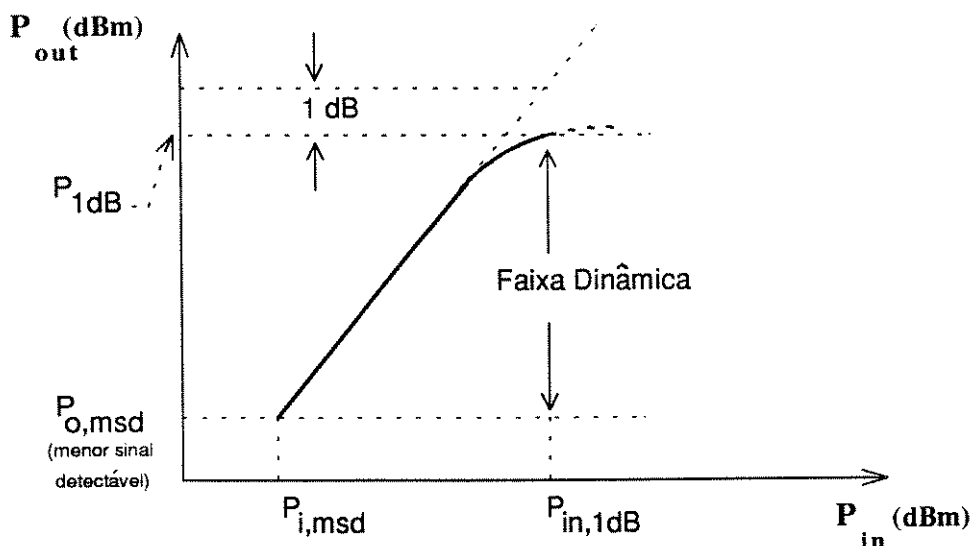


Figura 2.3.1: O Ponto de Compressão de 1 dB e a Faixa-Dinâmica de amplificador de microondas.

2.3.3 Intermodulação

Como já foi discutido anteriormente, as combinações lineares de dois ou mais tons são, também, conhecidas como produtos de intermodulação. A intermodulação ocorre quando dois ou mais tons são suficientemente fortes para levar um dispositivo não-linear a excursionar significativamente ao longo de sua característica não-linear, ou, no caso de dispositivos *quase-lineares*, quando as amplitudes dos sinais são tais que levam o dispositivo a operar próximo à saturação (compressão). Apesar dos produtos de intermodulação serem mais fracos que os tons que os geraram, podem causar problemas, pois, dependendo de onde incidirem, distorcem - ou até mesmo mascaram - o sinal desejado. Como exemplos típicos de situações onde as intermodulações são críticas podemos citar:

-Transceptores, onde os circuitos de recepção sofrem interferência via radiação ou mesmo condução (por compartilhamento de um mesmo oscilador local, por exemplo) provinda dos circuitos do transmissor. Frequentemente, alguns produtos de intermodulação, gerados no transmissor, incidem na faixa de sinal do receptor, com aproximadamente o mesmo nível de potência;

-Os produtos de intermodulação indesejados entre os harmônicos de um VCXO (*oscilador de microondas, cuja frequência de oscilação é controlada por tensão, tendo porém seu ruído de fase reduzido pela interação com um oscilador de referência a cristal*) e os harmônicos do sinal, que incidem na banda de transmissão - eventualmente dentro de um canal - impossibilitando, neste caso, a sua remoção por filtragem.

-Na maioria dos sistemas usuais de telecomunicações, o vazamento de parte da potência do oscilador local pela porta de sinal do misturador de um transmissor, deve ser necessariamente eliminado por filtragem ou por balanceamento (anti-simetria). Caso isto não seja feito, o amplificador de potência, que sucede o misturador, tende a saturar. Isto introduz fortes intermodulações. É importante notar que, nestes sistemas, a frequência do oscilador local está fora da faixa de sinal. Porém, o amplificador de potência, em geral, ainda tem ganho razoável naquela frequência. Este exemplo é de especial interesse por evidenciar o cuidado que deve tomar o projetista de sistemas com circuitos não-lineares. O projeto não deve se limitar apenas à faixa de sinal, mas sim, considerar também os harmônicos e os produtos de intermodulação mais significativos.

Em sistemas onde a banda de frequências de operação é menor que uma oitava, todos os espúrios centrados em $\omega_1 + \omega_2$, $2\omega_1$, $2\omega_2$, $2\omega_1 + \omega_2$, $2\omega_2 + \omega_1$, $3\omega_1$ e $3\omega_2$ caem fora da banda passante, podendo ser facilmente filtrados [9]. Já os produtos de 3ª ordem, por geralmente ocorrerem dentro da banda de sinal, bem como por terem ainda elevada densidade espectral de potência em relação aos produtos de maior ordem,

constituem o maior problema. Assim, é importante que o projetista saiba, ao iniciar o projeto, os níveis aproximados destes produtos de intermodulação, em função da potência de operação e dos componentes ativos que utilizará. A grande maioria dos fabricantes [16, 17] fornece apenas o ponto de compressão de 1 dB. Felizmente, devido à forte correlação entre o ponto de compressão e os níveis de intermodulação - ambos originam-se do mesmo comportamento físico do componente - pode-se estimar razoavelmente (tipicamente com erros inferiores a 3 dB nos níveis de espúrios [18,19]) os produtos de intermodulação de terceira ordem. A forma usualmente utilizada vale-se do fato da potência de saída do sinal ser, para pequenos sinais, proporcional à amplitude do sinal de entrada, enquanto que a potência de saída para o produto $2\omega_1 - \omega_2$, (ou $2\omega_2 - \omega_1$), é diretamente proporcional ao cubo da amplitude do sinal de entrada. Com base nisto, constroi-se um gráfico, em escala log-log (ou seja, ambas as escalas em dBm) tendo na abcissa a potência do sinal de entrada e, na ordenada, as potências do sinal de saída em ω_1 ou ω_2 , e do terceiro harmônico. O resultado são duas retas, com inclinações 1 e 3, respectivamente. De especial interesse é o chamado "ponto de interseção de terceira ordem". Este ponto é definido como sendo a potência de saída extrapolada, na qual ocorre a interseção do prolongamento (teórico) das duas retas, de inclinação 1 e 3. Deve ser observado que a inclinação da reta de inclinação 1 é aquela que corresponde à operação com fracos sinais, longe, portanto, da compressão - ver Figura 2.3.2. Pode-se provar analiticamente [9], que para componentes ou circuitos cujo comportamento não-linear possa ser descrito por uma série de potências de ordem 3 - o que geralmente acontece, como já visto neste trabalho, para amplificadores de potência em Classe A - o ponto de interseção de 3ª ordem, $P_{int.3}$, é aproximadamente 10 dB acima do ponto de compressão de 1dB.

Assim,

$$P_{int.3}(\text{dBm}) = P_{1\text{dB}}(\text{dBm}) + 10 \text{ dB} \quad (2.3.3.1)$$

Pode também ser provado [9,18] que, em geral:

$$2P_{2f1-f2} = 3P_{f1} - P_{int.3}$$

ou

$$P_{f1} - P_{2f1-f2} = (1/3) \cdot (P_{int.3} - P_{2f1-f2}) \quad (2.3.3.2)$$

onde P_{2f1-f2} é a potência do produto de intermodulação do tom em f_2 e o 2º harmônico do tom em f_1 e, P_{f1} é a potência do tom de frequência f_1 .

Para interrelacionar os conceitos vistos até o momento, voltaremos a falar sobre "Faixa Dinâmica", visando explicitá-la como uma função do ponto de interseção de 3ª ordem e, também, do ponto de compressão de 1dB (A Faixa Dinâmica de um amplificador, sem espúrios significativos, é definida como a diferença entre a potência de saída na frequência de excitação, P_{f1} , e a potência do produto de intermodulação de 3ª ordem, P_{2f1-f2} , quando P_{2f1-f2} é igual à menor potência de saída detectável).

Assim, a Faixa Dinâmica, FD, é dada por:

$$FD = (1/3) \cdot (P_{int.3} - P_{o,msd}) \quad (2.3.3.3)$$

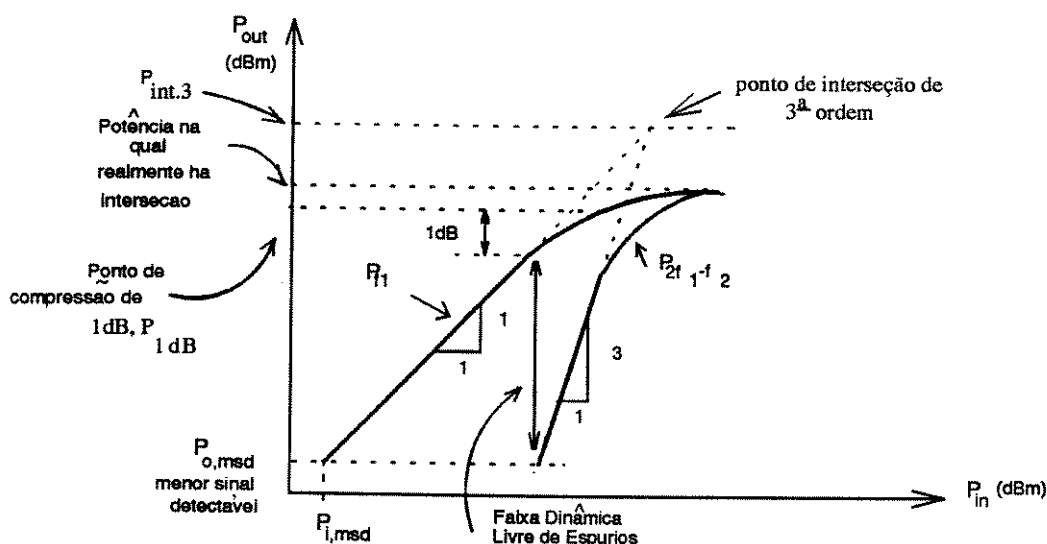


Figura 2.3.2: A Faixa Dinâmica Livre de Espúrios e o Ponto de Interseção de 3ª ordem.

Lembrando agora, que a potência de ruído térmico na saída de um dispositivo de duas portas (no caso, um amplificador), com figura de ruído F , é dada por [18,20,21] :

$$P_{No} = k T B G F \quad (2.3.3.4)$$

com [18]:

$$k T = -174 \text{ dBm (ou } kTB = -114 \text{ dBm/MHz @ 290 K)}$$

G = ganho do dispositivo de duas portas

e considerando que o menor sinal de entrada detectável está X dB acima do nível de ruído térmico, tem-se:

$$P_{o,msd} = -174 \text{ dBm} + 10\log B + F(\text{dB}) + G(\text{dB}) + X(\text{dB}) \quad (2.3.3.5)$$

e, finalmente

$$FD = 1/3.[P_{int.3} + 174\text{dBm} - 10\log B - F(\text{dB}) - G_A(\text{dBm}) - X(\text{dB})] \quad (2.3.3.6)$$

Obs.: Geralmente, toma-se $X(\text{dB}) = 3 \text{ dB}$ [13].

2.3.4 Conversão AM/PM

A conversão AM/PM é definida como a variação na fase da saída devida ao incremento, de 1 dB, na amplitude do sinal de entrada. É um tipo de distorção de fase que ocorre quando um sinal, modulado de alguma forma em amplitude, é transmitido através de um circuito não-linear. A perturbação na fase torna-se uma função da amplitude instantânea do sinal. Assim, a fase do sinal, na saída do circuito, ficará variando em torno de um valor médio. Este tipo de distorção pode ser um problema grave em sistemas cuja informação de fase seja importante. Tipicamente, podemos citar os sistemas de comunicações modulados em fase, como, por exemplo, os *rádios 64, 128 ou 560 QAM*, sendo o problema crescente com o aumento da "constelação do sinal", uma vez que as tolerâncias para flutuações de fase tornam-se progressivamente mais estreitas, para cada um dos estados possíveis. A corrente de resposta na frequência angular ω_1 , no elemento não-linear do circuito apresentado na Seção 2.2, é dada por:

$$i_1(t) = (aV_1 + 3cV_1^3) \cos(\omega_1 t) \quad (2.3.4.1)$$

ou seja, $i_1(t)$ é a soma das componentes em ω_1 , de primeira e terceira ordem, da corrente na entrada. Suponha, agora, que estas componentes não estejam em fase. Deve-se observar que esta possibilidade não foi prevista nas equações de (2.2.1) a (2.2.5), uma vez que elas descreviam não-linearidades "sem memória". Entretanto, é possível existirem defasagens em sistemas tendo não-linearidades capacitivas. Neste caso, a resposta seria a soma de duas grandezas complexas:

$$I_1(\omega_1) = aV_1 + 3cV_1^3 \exp(j\phi) \quad (2.3.4.2)$$

onde " ϕ " é a diferença de fase.

Mesmo se " ϕ " permanecer constante com a amplitude, a fase de I_1 se

altera, devido às variações em V_1 . Comparando-se as equações (2.3.4.1) e (2.3.4.2), é possível ver que a alteração de fase será progressivamente maior, à medida que o circuito aproximar-se da saturação.

2.4 *MODELAMENTO DAS NÃO-LINEARIDADES EM* *DISPOSITIVOS SEMICONDUCTORES*

A caracterização adequada de um circuito não-linear deve dispor de outras ferramentas além da teoria básica de circuitos de múltiplas portas e da conceituação de impedância, uma vez que ambas - principalmente a primeira - pressupõem linearidade. O método que tem se mostrado mais eficaz para a caracterização adequada de circuitos não-lineares, é o modelamento do dispositivo não-linear através de circuitos equivalentes. De especial interesse são os modelamentos dos dispositivos semicondutores, uma vez que são eles a principal fonte de não-linearidades em um circuito de microondas. Porém, pelo que acabou de ser dito, tanto os "Parâmetros-S" quanto os "Parâmetros-Y" (usualmente empregados para a caracterização de dispositivos e de circuitos lineares) são de pouca valia. Sua utilização fica praticamente restrita aos primeiros passos do projeto de circuitos quase-lineares, onde o dimensionamento preliminar das estruturas de adaptação, ou casamento de impedâncias, não precisa levar em consideração as pequenas não-linearidades. Entretanto, mesmo nestes casos, o refinamento do projeto deve considerá-las. Isto se traduz, geralmente, pela inclusão, no circuito, ou no sistema do qual o circuito fará parte, de impedâncias de terminação ou de filtros visando a eliminação dos harmônicos, ou dos produtos de intermodulação, mais críticos. Todos os métodos de modelamento que serão apresentados nesta seção supõem comportamento "quase-estático" dos elementos não-lineares (por exemplo, capacitância e transcondutância), ou seja: *Todos os parâmetros*

destes elementos mudam instantaneamente com a variação de uma ou mais tensões (ou correntes) de controle. A principal vantagem da premissa de comportamento "quase-estático" é que o modelamento para grandes sinais, dos dispositivos, pode ser facilmente obtido a partir do modelo de pequenos sinais. Os modelos de pequenos sinais freqüentemente são fornecidos pelos fabricantes, por serem mais "compactos" do que as longas tabelas contendo os parâmetros de duas portas.

O modelamento começa com a definição da topologia do circuito equivalente do dispositivo, geralmente formado pelos elementos lineares e não-lineares na forma de parâmetros concentrados. Feito isto, deve-se atribuir valores aos elementos resistivos, reativos e às transcondutâncias presentes no modelo. Esta é uma tarefa difícil, uma vez que, diferentemente do que acontece com os circuitos lineares (*onde cada elemento de circuito ou cada fonte controlada é caracterizada por uma, ou no máximo duas constantes*), nos circuitos não-lineares os valores dos elementos são funções de suas tensões ou correntes de controle. Estas funções dificilmente podem ser determinadas *a priori* pelo simples conhecimento do material e da geometria do dispositivo. A forma usual de determiná-las é através de medições sucessivas para diversos níveis de excitação e/ou polarização. A partir de dados experimentais, gera-se uma tabela com os diversos valores de cada um dos elementos do circuito equivalente. Os valores para as situações intermediárias, de polarização e/ou da excitação, podem ser interpolados. De maior interesse, porém, é a determinação de expressões polinomiais, contínuas em um dado intervalo de interesse, explicitando o comportamento de cada elemento do modelo, em função da polarização e excitação. A principal vantagem, em se ter estas expressões, é a possibilidade da inclusão delas em rotinas numéricas (computacionais), o que viabiliza as simulações e otimizações do modelo proposto, ou do circuito que contém o dispositivo modelado. É importante lembrar que o modelo do dispositivo deve manter sua acuidade em uma larga banda de freqüências, uma vez que os produtos de intermodulação e os

harmônicos podem cobrir uma faixa bem mais larga que aquela do sinal. É também necessário lembrar que, como os dispositivos semicondutores não são, na realidade, parâmetros concentrados, é possível se encontrar modelos mais rigorosos, que contenham parâmetros distribuídos. Porém, modelos mais complexos implicam em dificuldades computacionais maiores, não apenas pela quantidade de memória necessária, mas, principalmente, pelo tempo de processamento envolvido. Recomenda-se, portanto, que a topologia do modelo do dispositivo seja a mais simples possível, dentre aquelas que permitam a representação satisfatória do componente, para uma dada aplicação desejada.

2.4.1 *O Modelamento em Parâmetros Concentrados*

Os modelamentos que serão tratados nesta seção baseiam-se em circuitos que contêm fontes controladas, capacitores e resistores. Como os dispositivos semicondutores usuais não apresentam comportamento de indutores não-lineares, os indutores não serão aqui tratados. Há duas formas de se descrever os elementos não-lineares de circuitos. A primeira, faz uso da relação $I \times V$ ou $Q \times V$, quando sob a excitação de grandes sinais. A segunda, utilizada para modelar circuitos "quase-lineares" (operando com pequenos sinais), consiste na descrição do deslocamento da tensão ou da corrente (ou tensão e carga) nas vizinhanças do ponto quiescente de polarização. No primeiro caso, o elemento de circuito pode ser considerado uma "caixa-preta", tendo uma determinada característica $I \times V$ ou $Q \times V$. Já no caso de pequenos sinais, o elemento de circuito é um resistor, capacitor, ou uma fonte de corrente, que é uma função de uma tensão de controle (que pode ser contínua ou variante no tempo). A relação entre estes dois tipos de caracterização (de pequenos sinais e de grandes sinais) será discutida nesta Seção, e, em especial, será visto como a caracterização de pequenos sinais pode ser obtida a partir da caracterização de grandes sinais. Dois conceitos são básicos para o modelamento de dispositivos

semicondutores: O de tensão (ou corrente) de controle e o conceito de quantidades incrementais. O valor de um elemento de circuito, controlado por tensão, depende do valor de uma tensão que pode estar sendo aplicada em seus terminais, ou em qualquer outra parte do circuito. É importante ressaltar que o valor do elemento deve ser uma *função* (na acepção matemática da palavra) da tensão de controle. Isto significa que existirá um único valor do elemento para um dado valor da tensão de controle. Observe-se que dois valores diferentes da tensão de controle podem corresponder a um único valor do elemento de circuito, a recíproca não sendo verdadeira. Como um exemplo típico, tem-se a expressão da capacitância de junção de um diodo, em função da tensão aplicada à junção. Analogamente, um elemento de circuito controlado por corrente é aquele cujo valor é uma função de uma corrente. Muitos elementos podem ser tratados tanto como controlados por tensão quanto controlados por corrente. Como exemplo, tem-se a condutância Schottky, que pode ser expressa como uma função exponencial da tensão ou como uma função linear da corrente em seus terminais. Nestes casos, a escolha de uma ou de outra descrição dependerá apenas da conveniência do projetista. Diferentemente, a corrente - em alguns tipos de diodos - inicialmente cresce, à medida que a tensão da junção aumenta, começando a decrescer para posteriores aumentos de tensão. Este tipo de não-linearidade necessariamente deve ser tratada como "controlada por tensão", uma vez que a tensão de junção não é uma função (matematicamente falando) da corrente. É importante, neste ponto, que se definam os conceitos de resistência, capacitância e transcondutância de pequenos sinais, de um elemento não-linear de circuito. Como um exemplo [8], a característica $I \times V$ de um resistor linear é dada por $V = R \times I$. Suponha-se, agora, que um resistor não-linear faça parte de um circuito no qual é aplicada uma corrente alternada, sobreposta a uma corrente contínua de controle, I_0 . A tensão devida à corrente alternada é dada por $v(t) = r(I_0) \cdot i(t)$, onde $v(t)$ e $i(t)$ são a tensão e a corrente de pequenos sinais, respectivamente.

Através da Figura 2.4.1, é fácil ver que:

$$v(t) = \left[\frac{dV}{dI} \right] \bigg|_{I=I_0} \cdot i(t) \quad (2.4.2.1)$$

e

$$r(I_0) = \left[\frac{dV}{dI} \right] \bigg|_{I=I_0} \quad (2.4.2.2)$$

Observe-se que a equação (2.4.2.1) é exata apenas quando o valor máximo da corrente alternada tende a zero. Esta definição de resistência é conhecida como "resistência incremental", sendo válida apenas para a análise quase-linear. A mesma idéia pode ser aplicada às fontes controladas, tais como aquelas descritas por uma transcondutância linear. Assim,

$$g_m(V_{go}) = \left[\frac{dI_d}{dV_g} \right] \bigg|_{V_g=V_{go}} \quad (2.4.2.3)$$

onde se considerou que a corrente de dreno I_d é uma função apenas da tensão de porta (*gate*), V_g . Caso a corrente dependesse também de outras tensões, a expressão (2.4.2.3) seria reescrita em termos de derivadas parciais.

É interessante notar que o tratamento visto acima é aplicável tanto para um simples componente quanto para uma fonte controlada.

A diferença entre os dois é que, numa condutância, a tensão de controle é aplicada nos terminais do componente, ao passo que, no caso de uma fonte controlada, a tensão de controle pode estar em qualquer lugar do circuito.

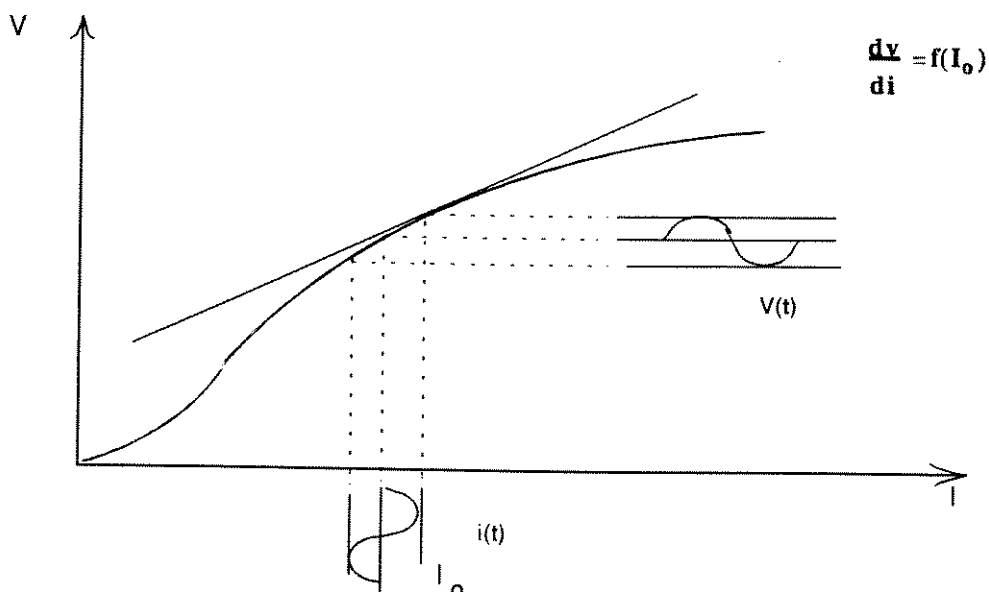


Figura 2.4.1: Resistência incremental para pequenos-sinais, de um resistor não-linear.

O Teorema da Substituição [5] define a equivalência entre um elemento de circuito e uma fonte controlada: "um elemento de circuito resistivo, linear ou não, tendo a característica $i=f(v)$, é equivalente a uma fonte de corrente controlada, tendo a mesma característica, sendo "V" a tensão nos terminais". Apesar da definição ser dada em termos de "V" e "I" para grandes sinais, o Teorema da Substituição é igualmente aplicável, por analogia, a elementos capacitivos bem como a elementos controlados por corrente. Como um exemplo de aplicação do teorema da substituição, considere-se o caso de uma condutância não-linear, cuja característica $i \times V$ seja dada por:

$$i = f(v) = G_1 v + G_2 v^2 + G_3 v^3 + \dots \quad (2.4.2.4)$$

Observando-se a expressão acima, vê-se que o elemento não-linear pode ser descrito por um circuito equivalente, contendo uma condutância linear, G_1 , e fontes controladas representadas pelos termos de ordens superiores. Ainda pelo mesmo teorema, tem-se que G_1 não é a condutância incremental (que é a derivada da curva $(I \times V)$); igualam-se, apenas, em $v=0$.

2.4.1.1 Resistências e Condutâncias Não-lineares

Nesta Seção, as resistências e as condutâncias não-lineares serão tratadas supondo-se a condição de operação quase-linear. Assim, a análise estará restrita aos casos em que o elemento de circuito a ser modelado está polarizado com uma tensão de controle V_0 , tendo, também, aplicada sobre ele, uma onda de tensão de pequena amplitude, $v(t)$. Nestas condições, ou seja, quando $v \ll V_0$, pode-se expandir a corrente em uma série de Taylor em torno de V_0 , para determinar a sua componente alternada*:

$$f(V_0+v) = f(V_0) + \left[\frac{df(V)}{dV} \right]_{V=V_0} v + \frac{1}{2} \left[\frac{d^2f(V)}{dV^2} \right]_{V=V_0} v^2 + \dots \tag{2.4.2.5}$$

donde a corrente "i", de pequenos sinais, é dada por:

$$i = \underbrace{f(V_0+v)}_V - f(V_0) = \left[\frac{df(V)}{dV} \right]_{V=V_0} v + \frac{1}{2} \left[\frac{d^2f(V)}{dV^2} \right]_{V=V_0} v^2 + \dots \tag{2.4.2.6}$$

* obs.: Para simplificar as equações, a dependência temporal do sinal $v(t)$ será suprimida, ao longo de toda essa seção. Assim, $v(t)$ será grafado como v apenas. O mesmo procedimento será adotado para a dependência temporal das cargas e das correntes.

O detalhe importante na eq.(2.4.2.6) é que a corrente de pequenos sinais, i , possui também componentes contínuas, além das componentes alternadas. Note-se que v possui apenas componentes alternadas. As componentes contínuas surgem dos termos pares da eq.(2.4.2.6). Para ficar mais claro, deve-se lembrar que a função $f(x)=\cos x$, por exemplo, tem valor médio nulo, o que não é o caso das funções de ordem par, $f(x)=\cos^2 x$; $f(x)=\cos^4 x$, etc. Porém, sob a hipótese de "pequenos sinais", o deslocamento do ponto quiescente de operação é muito pequeno (em comparação com $f(V_0)$), pois v^2 , v^4 , v^6 , etc, geralmente podem ser desprezados. Isto é exatamente o que acontece, quando um dos elementos do circuito opera em condição quase-linear. Neste caso, os termos de ordem maiores que a unidade podem ser desprezados.

Assim:

$$i = \left. \frac{df(V)}{dV} \right|_{V=V_0} v = g(V_0) v \quad (2.4.2.7)$$

onde $g(V_0)$ é a condutância incremental em V_0 .

Para o caso não-linear, a expressão(2.4.2.6) pode ser expressa por:

$$i = g_1 v + g_2 v^2 + g_3 v^3 + \dots \quad (2.4.2.8)$$

sendo que, valendo-se do teorema da substituição, o elemento não-linear pode ser modelado conforme mostrado na Figura 2.4.2, onde g_1 é a condutância incremental.

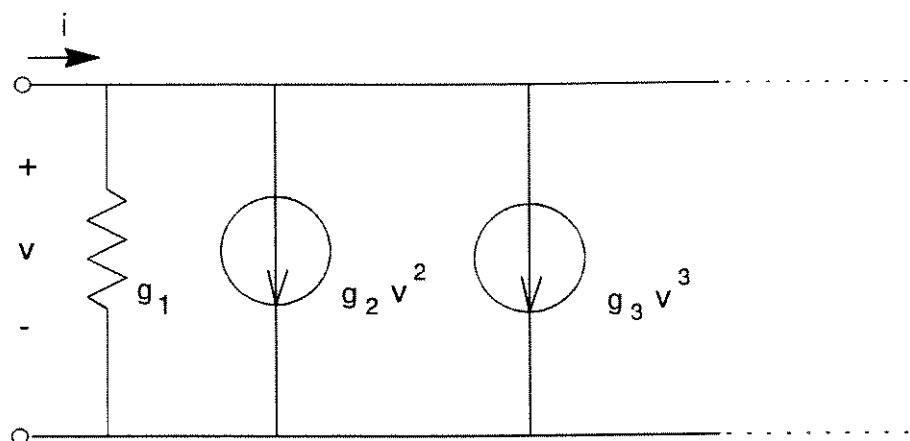


Figura 2.4.2: Circuito equivalente não-linear, de uma condutância não-linear.

Freqüentemente, um elemento não-linear de circuito é controlado por mais de uma tensão ou corrente. O circuito equivalente simplificado de um FET (ver Fig. 2.4.3) é um bom exemplo, uma vez que a corrente de dreno, I_d , é uma função tanto da tensão de porta (*gate*), V_g , quanto da tensão de dreno, V_d .

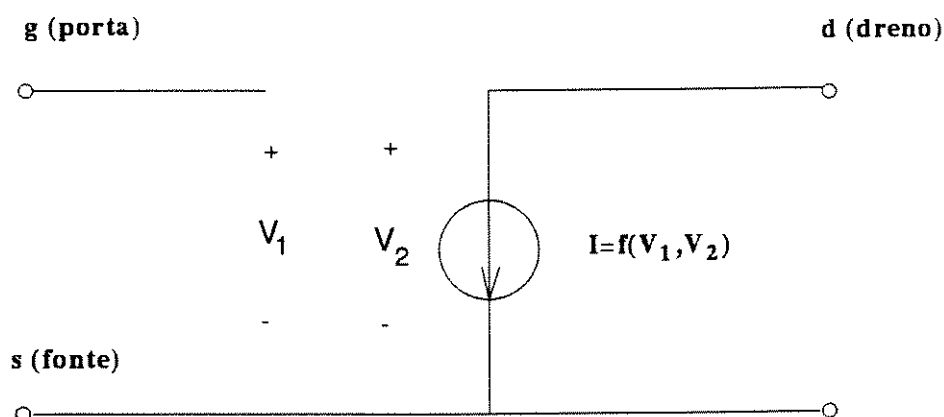


Figura 2.4.3: Um elemento não-linear com controle múltiplo.

Assim, $I_d = f(V_g, V_d)$ pode ser expandida em uma série de Taylor bidimensional, desenvolvida em torno dos pontos de polarização de porta, V_{g0} , e de dreno, V_{d0} , respectivamente. Como já foi visto, no caso quase-linear, os termos de ordem superior podem ser desprezados, ficando-se então com:

$$i_d = \frac{\delta f}{\delta V_g} v_g + \frac{\delta f}{\delta V_d} v_d \quad (2.4.2.9)$$

onde,

$$\frac{\delta f}{\delta V_g} = g_m = \text{transcondutância do FET} \quad (2.4.2.10)$$

$$\frac{\delta f}{\delta V_D} = G_D = \text{condutância de dreno} \quad (2.4.2.11)$$

A extensão das equações acima para o caso de resistências, ou de fontes de tensão controladas por corrente, é imediata: tudo o que se tem a fazer é permutar I e V , bem como i e v , nas equações de (2.4.2.5) a (2.4.2.11). Também, as mesmas expressões podem ser usadas para fontes de tensão controladas por tensão ou para fontes de corrente controladas por corrente, apenas substituindo-se adequadamente as diversas variáveis.

2.4.1.2 O Capacitor Não-Linear

Assim como qualquer elemento de circuito que apresente uma dependência não-linear da corrente com relação à tensão pode ser tratado como uma resistência ou uma condutância, qualquer elemento que armazene carga pode ser tratado como um capacitor. Porém, diferentemente de um capacitor linear, para o qual a razão entre a carga e a tensão é dada por uma constante - a capacitância, um capacitor

não-linear apresenta uma dependência da carga com a tensão, dada por:

$$Q_c = f_Q(V) \quad (2.4.2.12)$$

onde Q_c é a carga no capacitor.

Expandindo-se f_Q em uma série de Taylor, supondo-se que a tensão nos terminais do capacitor, $V=V_o$, é a única tensão de controle e, além disso, subtraindo-se a componente contínua da carga, chega-se à expressão da carga. Lembrando que a corrente é a derivada da carga em relação ao tempo, tem-se que:

$$i = \frac{dq}{dt} = \left. \frac{df_Q(V)}{dV} \right|_{V=V_o} \cdot \frac{dv}{dt} + \left. \frac{d^2f_Q(V)}{dV^2} \right|_{V=V_o} \cdot v \cdot \frac{dv}{dt} + \left. \frac{1}{2} \frac{d^3f_Q(V)}{dV^3} \right|_{V=V_o} \cdot v^2 \cdot \frac{dv}{dt} \quad (2.4.2.13)$$

onde, novamente, omitiu-se a dependência temporal da tensão e da carga, para não sobrecarregar a notação. Observa-se que a equação (2.4.2.13) pode ser reescrita como:

$$i = [C_1(V_o) + C_2(V_o) v + C_3(V_o) v^2 + \dots] \cdot \frac{dv}{dt} \quad (2.4.2.14)$$

onde a expressão entre colchetes é a capacitância incremental, descrita por uma série de potências.

Para o caso quase-linear, tem-se que:

$$i = C_1(V_o) \cdot \frac{dv}{dt} \quad (2.4.2.15)$$

onde

$$C_1(V_0) = \left. df_Q(V)/dV \right|_{v=V_0} \quad (2.4.2.16)$$

Há casos em que a capacitância é controlada por mais de uma tensão, como tipicamente acontece em muitos componentes semicondutores (ex.: MESFET em arseneto de gálio, GaAs). Nestes casos, a característica $Q \times V$ para grandes sinais é da forma:

$$Q_c = f_Q(V_1, V_2, V_3, \dots) \quad (2.4.2.17)$$

Felizmente, na maioria dos casos práticos, raramente devem ser consideradas mais que duas tensões de controle. Nestes casos, a expressão para a corrente pode ser obtida expandindo-se $Q_c = f_Q(V_1, V_2)$ em uma série de Taylor bidimensional, em torno dos pontos de polarização, subtraindo-se, em seguida, as componentes contínuas de carga (para se ficar apenas com a carga devida ao sinal alternado) e, finalmente, derivando-se com relação ao tempo. A expressão resultante é, geralmente, muito extensa. Porém, como a dependência da corrente é, na maioria das vezes, significativamente maior com uma tensão de controle do que com a outra, consegue-se chegar, após simplificações, a expressões mais fáceis de serem utilizadas. Atenção especial deve ser dada, quando das simplificações, para que, ao fazê-las, não se esteja também eliminando produtos de intermodulação que deveriam ser considerados, sob o ponto de vista sistêmico.

Tomando-se os termos de ordem mais baixa da expressão para a corrente, tem-se a expressão para pequenos sinais (caso quase-linear):

$$i = \left. \frac{\delta f_Q}{\delta V_1} \right|_{\substack{V_1 = V_{10} \\ V_2 = V_{20}}} \frac{dv_1}{dt} + \left. \frac{\delta f_Q}{\delta V_2} \right|_{\substack{V_1 = V_{10} \\ V_2 = V_{20}}} \frac{dv_2}{dt} =$$

$$C_1(V_{10}, V_{20}) \cdot \frac{dv_1}{dt} + C_2(V_{10}, V_{20}) \cdot \frac{dv_2}{dt} \quad (2.4.2.18)$$

É importante dizer que, para o modelamento de dispositivos a semicondutores, é geralmente mais fácil se obter as expressões em séries de Taylor para as características $I \times V$ ou $Q \times V$, a partir das expansões em séries das características $C \times V$ ou $G \times V$. Isto ocorre porque é relativamente fácil se medir a variação da capacitância e da condutância, com as variações nas tensões de polarização.

Pela equação (2.4.2.8), tem-se que:

$$i = g_1 v + g_2 v^2 + g_3 v^3 + \dots$$

onde:

$$i = f(V_0 + v) - f(V_0) \quad (2.4.2.19)$$

Assim,

$$f(V_0 + v) = f(V_0) + i = f(V_0) + g_1 v + g_2 v^2 + g_3 v^3 + \dots \quad (2.4.2.20)$$

Como $G(V) = df(V)/dV$, tem-se, após derivação da eq.(2.4.2.16) com relação à tensão, que:

$$G(V_0 + v) = g_1 + 2g_2 v + 3g_3 v^2 + \dots \quad (2.4.2.21)$$

Fazendo-se o mesmo procedimento para a expansão em série de Taylor para a característica $Q \times V$, chega-se a:

$$Q(V_0 + v) = f_Q(V_0) + C_1 v + C_2 v^2 + C_3 v^3 + \dots \quad (2.4.2.22)$$

e que:

$$C(V_0 + v) = C_1 + 2C_2 v + 3C_3 v^2 + \dots \quad (2.4.2.23)$$

2.4.1.3 O Modelamento de MESFETS

Na Figura 2.4.4 é apresentado um modelo para MESFET, em parâmetros concentrados, aplicável tanto para pequenos sinais quanto para fortes sinais.

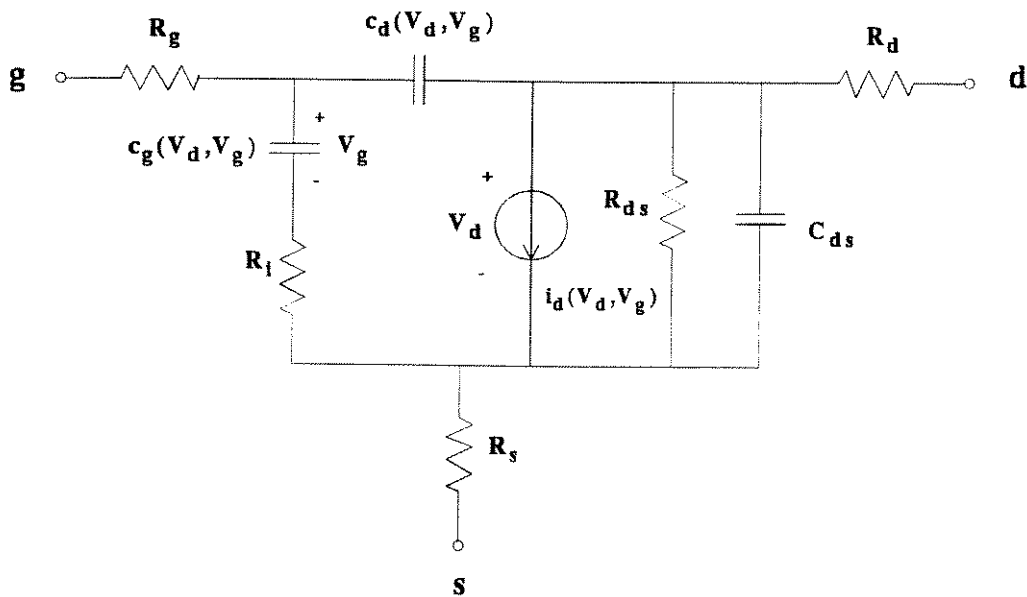


Figura 2.4.4: Um circuito equivalente para um MESFET GaAs

No modelo, R_g é a resistência ôhmica da porta, R_s e R_d são as resistências de contato ôhmico da fonte e do dreno, respectivamente.

R_1 é a resistência de canal, na região entre a porta e a fonte do FET. C_{ds} é a capacitância entre o dreno e a fonte. Esta capacitância é devida, principalmente, à metalização. Por este motivo, pode ser considerada constante. De maior interesse são C_g e C_d (capacitâncias responsáveis pela corrente de deslocamento através da região de depleção da porta), por serem geralmente não-lineares, assim como a fonte controlada da corrente de dreno. I_d , C_g e C_d são funções das tensões de porta e de dreno, V_g e V_d . É importante não confundí-las com V_{gs} e V_{ds} , que são as tensões "externas", ou seja, nos terminais da porta e do dreno do dispositivo. A determinação dos elementos lineares do modelo da Figura 2.4.4 é trivial, diferentemente do que acontece para as capacitâncias não-lineares C_g e C_d e I_d . Eles podem ser estimados a partir do conhecimento do material (permissividade, resistência ôhmica do substrato), do processo de fabricação do dispositivo (espessura da metalização e composição das camadas dielétricas) ou através de medições relativamente simples [8, 13]. É importante lembrar que o modelo da Figura 2.4.4 guarda grande semelhança com a geometria do dispositivo, simplificando a análise. Para o modelamento das capacitâncias e do comportamento não-linear da corrente, o mais comum é se utilizar um "traçador de curvas de semicondutores" e um medidor de capacitância (geralmente uma ponte capacitiva), para a determinação *direta* do comportamento das capacitâncias e da corrente, em função das tensões de polarização. Um outro método seria a determinação *indireta* deste parâmetros, ou seja, os valores dos componentes do circuito equivalente são inferidos a partir da determinação de outros parâmetros. Como exemplo mais freqüente, tem-se a determinação dos valores dos componentes do circuito equivalente de um FET através de seus *parâmetros-S*, medidos para várias polarizações e níveis de excitação. Por este método, os valores dos componentes do modelo são ajustados empiricamente (geralmente por rotinas computacionais de otimização, [22]) até que os *parâmetros-S* do modelo sejam satisfatoriamente próximos dos resultados medidos no transistor real,

numa faixa de frequências significativamente maior do que a banda de sinal (de forma a possibilitar a previsão do comportamento da estrutura em estudo, valendo-se da simulação do comportamento do circuito equivalente obtido).

2.5 *MÉTODOS DE ANÁLISE DE CIRCUITOS NÃO-LINEARES*

2.5.1 *Introdução*

Vários fatores têm contribuído fortemente para o crescente interesse em se ter modelamentos cada vez mais acurados para os circuitos utilizados em sistemas de telecomunicações: A implementação do mesmos, cada vez mais presente, sob a forma de "circuitos integrados" (o que, praticamente, inviabiliza ajustes posteriores em bancada); o aumento significativo da complexidade dos circuitos e da escala de produção (fazendo com que qualquer ajuste posterior, ainda que possível, implique em elevados custos de produção) e, finalmente, a disponibilidade cada vez maior de recursos computacionais. Os anos 80 viram surgir uma grande variedade de programas de computador de simulação e/ou otimização de circuitos lineares. Por outro lado, diferentemente do caso linear, onde os métodos de modelamento, síntese e análise de circuitos eram bem conhecidos, as técnicas de projeto de circuitos não-lineares ainda não estavam bem consolidadas. Com isto, a grande maioria dos circuitos não-lineares projetados até então, em especial aqueles operando na faixa de microondas, tinha parte de seu projeto desenvolvido ou otimizado "na bancada". A experiência pessoal do projetista era fundamental... Também, os métodos de análise disponíveis até então eram, tipicamente, pouco eficazes quanto a todos os aspectos relevantes, a saber:

-Acuidade: os métodos tradicionais eram incapazes de prever quantitativamente, de forma confiável, o comportamento não-linear de até mesmo um único componente [7]. Pior acontecia, ao se tentar

descrever um circuito, no qual mais de uma fonte de não-linearidade estivesse presente;

-Tempo de processamento e/ou capacidade de memória demandados: Não apenas devido à baixa eficiência dos métodos (convergência lenta, número muito elevado de variáveis), como também devido à baixa velocidade e capacidade de processamento dos computadores de pequeno porte então disponíveis;

-Facilidade de utilização: ou seja, interação homem-máquina muito limitada, pouco "amigável".

Atualmente, dispõem-se de métodos que minimizam estes problemas, sendo possível agrupá-los em três grupos [22], dependendo de como os elementos de circuitos, lineares e não-lineares, são tratados:

.Métodos no "Domínio do Tempo", onde todos os elementos são analisados no domínio do tempo (como exemplo mais conhecido, tem-se o *SPICE* [23] e, mais recentemente, o *EESOF ACADEMY* [24], para circuitos de microondas);

.Métodos no "Domínio da Frequência", onde os elementos são tratados neste domínio (exemplo: expansão em série de Volterra [8,9]) e, finalmente, os

.Métodos "Híbridos", nos quais combinam-se as técnicas nos dois domínios. Neste caso se inclui o "Método do Equilíbrio Harmônico" (*harmonic balance*), que é empregado nos programas comerciais *Harmonica* [25] e *Libra* [24].

As limitações e as vantagens de cada um destes métodos serão discutidas, sucintamente, a seguir.

Os simuladores baseados em técnicas no domínio do tempo podem ser utilizados tanto para circuitos analógicos quanto para circuitos digitais, podendo conter tanto respostas em transiente quanto em regime

estacionário. Entretanto, a aplicabilidade da análise no domínio do tempo encontra sérios problemas no caso dos circuitos de microondas. Isto se deve, principalmente, à natureza distribuída dos elementos de circuitos e, também, ao grande espaçamento entre as frequências envolvidas na determinação dos produtos de intermodulação. Neste caso, a simulação do comportamento do circuito implica em um processamento multifrequencial, resultando em problemas não apenas quanto ao tempo de processamento para a resolução numérica do sistema, como também, em limitações de faixa dinâmica (para os produtos de ordens superiores, de menores amplitudes). Por outro lado, os métodos no domínio da frequência abrem mão da generalidade, em favor de maior eficiência. Estes métodos determinam a resposta em regime estacionário, de um circuito excitado por um número pequeno de entradas senoidais. Como exemplo mais comum de um método deste tipo, tem-se a Análise por Série de Volterra. Esta técnica é adequada à análise multifrequencial, estando, entretanto, limitada à análise de pequenas não-linearidades e pequenos sinais. Esta limitação decorre da crescente complexidade algébrica das funções de transferência, com o aumento da ordem das séries que as descrevem. Tipicamente, trabalha-se com séries de até 3ª ordem [22].

Os métodos híbridos conseguem, de certa forma, valerem-se do melhor das duas técnicas: Neles, os elementos lineares do circuito são analisados no domínio da frequência, sendo os elementos não-lineares analisados no domínio do tempo. Considerando-se que, na maioria dos circuitos práticos, apenas poucos elementos são não-lineares, os métodos híbridos conseguem manter parte da eficiência dos métodos no domínio da frequência; possuem a vantagem de poder, também, analisar circuitos fortemente não-lineares. A única dificuldade relevante seria a de se compatibilizar os dois domínios - tempo e frequência, o que é feito através da Transformada de Fourier. Porém, isto coloca uma restrição: As frequências consideradas devem ser ou próximas entre si ou harmonicamente relacionadas. Este fato limita a capacidade do método

no modelamento de misturadores, bem como de alguns casos de intermodulação.

O objetivo desta seção será o de apresentar, ainda que superficialmente, os métodos mais utilizados atualmente para análise e simulação de circuitos não-lineares de microondas.

2.5.2 *Análise por Série de Potências Generalizada*

Uma Série de Potência Generalizada nada mais é do que uma série de potências contendo defasagens no tempo, dependendo da ordem de cada termo e, contendo também, coeficientes complexos, conforme mostrado abaixo:

$$y(t) = \sum_{r=0}^{\infty} \left\{ a_r \left[\sum_{k=1}^N b_k \cdot x_k(t - \tau_{k,r}) \right] \right\} \quad (2.5.2.1)$$

onde " $y(t)$ " é a saída do sistema; " r " é a ordem dos termos da série de potências; a_r é um coeficiente complexo; " $\tau_{k,r}$ " é um atraso no tempo que depende tanto da ordem do termo da série, quanto do índice da componente da frequência de entrada; b_k é um coeficiente real. A conveniência em se expressar os elementos não-lineares usando uma série como a recém-descrita é que, para uma excitação multifrequencial, com " N " componentes, da forma:

$$x(t) = \sum_{k=1}^N x_k(t) = \sum_{k=1}^N |x_k| \cdot \cos(\omega_k t + \phi_k) \quad (2.5.2.2)$$

o fasor da " q -ésima" componente de frequência angular " ω_q ", da resposta " y " na saída, é dado por:

$$Y_q = \sum_{n=0}^{\infty} \dots \sum_{n_N} Y'_q \quad (2.5.2.3)$$

com $|n_1| + \dots + |n_N| = n$

$$\text{onde: } \omega_q = \sum_{k=1}^N n_k \omega_k ,$$

com cada conjunto de n_k 's definindo um produto de intermodulação, sendo "n" a ordem da intermodulação.

Uma vez dispondo-se da descrição pela série de potências generalizada do dispositivo ou do circuito - que, como já se viu, é uma representação no domínio do tempo - e da representação do sinal de entrada no domínio da frequência (como, por exemplo, os fasores de tensão), é possível se determinar a representação da saída no domínio da frequência (no caso, fasores de corrente), [26,27]. Além disso, existem fórmulas que permitem calcular o ganho em função da frequência e a compressão do sinal de saída em relação ao nível de potência na entrada [26,27]. Os somatórios em (2.5.2.3) são efetuados sobre um número infinito de produtos de intermodulação (os Y'_q), fornecendo a q-ésima componente da saída. Como já foi visto anteriormente neste trabalho, quando um circuito não-linear é excitado por um número finito de senóides, o conteúdo espectral da resposta a esta entrada contém um número infinito de componentes de frequência. Por isto, para que seja viável a análise destes circuitos por métodos numéricos, é necessário que o número de componentes a serem consideradas seja truncado. Este método se assemelha, em muitos aspectos, ao do equilíbrio harmônico. Em ambos os métodos, o circuito é dividido em um circuito linear e em outro, não-linear. Ambos os métodos determinam a solução em regime

estacionário, através da minimização de uma função erro, E , referente aos fasores das tensões dos nós. Esta função é a soma dos quadrados das correntes totais (calculadas a partir dos valores atribuídos a estes fasores de tensão), em cada um dos nós comuns aos dois sub-circuitos, ou seja:

$$E = \sum_{p=1}^M \sum_{q=1}^N |I_{pq} + I_{pq}'|^2 \quad (2.5.2. 4)$$

onde I_{pq} é a corrente entrando no sub-circuito linear, no nó "p" e na frequência "q", e, analogamente, I_{pq}' é a corrente entrando no sub-circuito não-linear, no nó "p" e frequência "q"; "M" é o número de nós; e "N", o número de componentes de um sinal multifrequencial de entrada.

Em regime, a corrente entrando no sub-circuito linear deve ser igual e oposta à corrente entrando no sub-circuito não-linear, para cada frequência. Assim, "E" deve ser igual a zero. A avaliação da "função erro" é feita atribuindo-se valores para os fasores de tensão dos nós, calculando-se, em seguida, os fasores de corrente e o erro. A tensão estimada inicialmente (geralmente supondo-se comportamento "quase-linear", decorrente de uma excitação de pequenos sinais) é, então, atualizada a cada iteração do processo. Para tal, pode-se usar, por exemplo, o método de "Newton-Raphson", [28]. Esta rotina cessa quando o erro é reduzido a um valor pré-determinado como aceitável. Este valor depende das intensidades das correntes presentes no circuito.

É interessante notar que, tanto o método de análise por série generalizada, quanto o método por equilíbrio harmônico, calculam as correntes do sub-circuito linear valendo-se das técnicas de análise de circuitos no domínio da frequência, já bem conhecidas. Eles diferem quanto à forma de se calcular as correntes no sub-circuito não-linear.

Como será visto, os métodos baseados em equilíbrio harmônico valem-se da transformada de Fourier para converter as tensões para o domínio do tempo, aplicando, em seguida, métodos no domínio do tempo para calcular as correntes (neste domínio). Estas correntes são, então, convertidas para o domínio da frequência (Fourier), para que se estime o erro no equilíbrio harmônico. No caso da análise por série de potências generalizada, as tensões no domínio da frequência são usadas, conjuntamente com as expansões em séries de potências das não-linearidades, como dados de entrada para as fórmulas que determinam, diretamente, as correntes no domínio da frequência. Em seguida, o erro é, com elas, determinado. Surge daí uma diferença importante: Não são necessárias as transformadas de Fourier, o que implica que o método por série de potências generalizada não fica restrito ao caso de excitação por sinais harmonicamente relacionados.

2.5.3 O Método do Equilíbrio Harmônico

Este método é um caso especial do "Método de Galerkin", (método este usado, por exemplo, para a análise de onda completa de linhas de transmissão e guias de onda), podendo ser também considerado como sendo a extensão, ao caso não-linear, da análise fasorial, [29]. Convém lembrar que, na análise fasorial, a solução da equação diferencial linear, em regime estacionário, e com um estímulo senoidal, é determinada supondo-se que:

- i) A solução é da forma $x(t) = \text{Re} (X e^{j\omega_0 t})$; onde "X" é a transformada de Fourier de $x(t)$;
- ii) Substituindo-a na equação diferencial;
- iii) Calculando-se as derivadas;
- iv) Resolvendo-se a equação *algébrica*, em X, resultante.

Quando a equação diferencial é não-linear, a solução, apesar de geralmente não ser uma função harmônica simples no tempo, pode ser razoavelmente aproximada por uma função simples. Nos Métodos de Equilíbrio Harmônico, o que se faz é supor a solução puramente senoidal e ajustar-se o módulo e a fase desta solução, de forma a atender à equação diferencial *apenas para essa fundamental*. Assim, a solução aproximada $x(t) = \text{Re} (X e^{j\omega_0 t})$ é substituída nesta equação (ignorando-se todas as componentes de frequências diferentes da fundamental), resolvendo-se a equação algébrica resultante para X. É importante dizer que a solução inicialmente proposta não necessariamente precisa ser puramente senoidal. Assim, uma combinação linear de senóides também poderia ser considerada. De maior interesse é o caso em que estas senóides estão harmonicamente relacionadas, correspondendo a dizer que a solução será periódica (pela análise de Fourier), [6]. Substituindo-se esta solução aproximada na equação diferencial; aplicando-se a transformada de Fourier à expressão resultante, e fatorando-a como uma soma de termos puramente senoidais, tem-se que, devido à ortogonalidade das funções senoidais dos diferentes harmônicos,

$$\int_0^T [\text{sen}(m \omega t) \text{sen}(n \omega t)] dt = 0, \text{ se } m \text{ diferente de } n;$$

e, da superposição (devido à linearidade da adição), a expressão resultante pode ser subdividida em um conjunto de expressões mais simples (uma para cada harmônico). Estas equações são, então, resolvidas através da determinação do conjunto de coeficientes das senóides da solução proposta, que equilibram (ou seja, "resolvem") a equação para cada harmônico. Daí o nome do método.

Foi lembrado, na Seção anterior, que a maior parte dos circuitos usuais de telecomunicações pode ser considerada linear, com modelamento e análise mais simples. Assim, também para este método, é interessante dividir-se o circuito analisado em circuitos lineares e não-

lineares, de forma a se reduzir o número de variáveis a serem otimizadas. Feito isto, descrevem-se os sub-circuitos por suas séries de Fourier, ajustando-se depois, numericamente, os coeficientes destas séries, de forma que, tanto as relações topológicas e constitutivas de cada sub-circuito, quanto as equações resultantes da interconexão destes sub-circuitos (de forma a "restaurar" o circuito original), sejam satisfeitas. Em linguagem mais direta, a isto corresponderia dizer que os nós comuns dos diversos sub-circuitos devem respeitar a "lei dos nós".

A descrição do Método do Equilíbrio Harmônico, recém-feita, visa tão somente, situar o leitor quanto aos diferentes métodos existentes para a análise de circuitos não-lineares. Para alguém que deseje conhecê-lo em profundidade, recomenda-se fortemente a leitura da referência [30].

2.5.4 *Análise por Série de Volterra*

2.5.4.1 *Introdução*

A maioria dos métodos baseados em série de potências tem aplicação restrita a sistemas sem memória (circuito nos quais as distorções são dependentes apenas da frequência), [9], uma vez que a análise fornecida por eles limita-se às não-linearidades de amplitude. Isto ocorre devido à impossibilidade de se representar a fase valendo-se, unicamente, da série de potências. Nos casos em que as distorções de amplitude são preponderantes em relação às de fase, isto não se constitui em problema maior. Entretanto, esta representação é inadequada à maioria dos sistemas de comunicações, onde a conversão AM-PM é de grande importância (exemplo: os sistemas 64 ou 256-QAM). Uma alternativa para se contornar este problema já foi anteriormente apresentada neste trabalho: a introdução dos atrasos, dependentes da frequência, bem

como a inclusão dos coeficientes complexos, resultando na "Série Generalizada de Potências". Uma outra, que será discutida a seguir, é o uso da "Série de Volterra", uma série de potências "com memória". Esta representação é especialmente útil para o caso de pequenas não-linearidades, quando então, poucos termos já são suficientes para caracterizá-las. Finalmente, é importante lembrar que, na prática, todos os sistemas com memória têm não-linearidades de amplitude e de fase.

2.5.4.2 A Análise Utilizando a Série de Volterra [31]

(a) O método:

Em um sistema com memória, o sinal de saída, em um instante t , depende do sinal de entrada em todos os instantes que o precederam. Matematicamente, tem-se que o sinal de saída no instante t , $y(t)$, é um funcional do sinal de entrada, $x(\tau)$, para $\tau < t$. Como é bem conhecido, no caso linear este funcional é uma integral de convolução do tipo:

$$y(t) = \int_{-\infty}^{\infty} h_1(\tau) x(t-\tau) d\tau \quad (2.5.4.1)$$

Porém, em um sistema não-linear, o sinal de saída relaciona-se com o sinal de entrada através de uma série funcional, da forma:

$$y(t) = \int_{-\infty}^{\infty} h_1(\tau) x(t-\tau) d\tau + \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} h_2(\tau_1, \tau_2) x(t-\tau_1) x(t-\tau_2) d\tau_1 d\tau_2 + \\ \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} h_3(\tau_1, \tau_2, \tau_3) x(t-\tau_1) x(t-\tau_2) x(t-\tau_3) d\tau_1 d\tau_2 d\tau_3 + \dots \quad (2.5.4.2)$$

onde o número de termos é função das não-linearidades do sistema.

Fazendo-se uma analogia com o caso linear, tem-se que cada núcleo de ordem "n", ou seja, $h_n(\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_n)$, da equação acima, pode ser chamado de *resposta impulsiva não-linear de ordem "n"*. Sua transformada de Fourier seria considerada, então, a "função de transferência não-linear de orden n".

Reescrevendo-se (2.5.4.2) como:

$$y(t) = \sum_{n=1}^{\infty} y_n(t) \quad (2.5.4.3)$$

onde $y_n(t)$ é a componente de saída de ordem "n", dada por:

$$y_n(t) = \int_{-\infty}^{\infty} \dots \int_{-\infty}^{\infty} h_n(\tau_1, \dots, \tau_n) x(t-\tau_1) \dots (t-\tau_n) d\tau_1 \dots \tau_n \quad (2.5.4.4)$$

A relação espectral entrada-saída fica sendo:

$$Y(\omega) = \sum_{n=1}^{\infty} Y_n(\omega) \quad (2.5.4.5)$$

onde $Y_n(\omega)$ é a componente do espectro de saída, de ordem n, dada por:

$$Y_n(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} \dots \int_{-\infty}^{\infty} H_n(\omega_1, \dots, \omega_n) \delta(\omega - \omega_1 \dots - \omega_n) \cdot \prod_{i=1}^n X(\omega_i) d\omega_i \quad (2.5.4.6)$$

O termo de ordem "n" da expansão da saída em função do espectro de entrada, $X(\omega)$, é dado por:

$$y_n(t) = \int_{-\infty}^{\infty} \dots \int_{-\infty}^{\infty} H_n(\omega_1, \dots, \omega_n) \cdot \prod_{i=1}^n X(\omega_i) \exp(j\omega_i t) d\omega_i \quad (2.5.4.7)$$

(b) Determinação das Funções de Transferência Não-Lineares:

Um método conveniente para se calcular as funções de transferência não-lineares é o da Sondagem (também conhecido como o "Método da Entrada Harmônica"). Este método baseia-se no fato de ser a saída, decorrente de uma entrada harmônica, também harmônica, sempre que a equação (2.5.4.2) for válida.

Seja então

$$x(t) = \exp(j\omega_1 t) + \exp(j\omega_2 t) + \dots + \exp(j\omega_n t) \quad (2.5.4.8)$$

a entrada aplicada a um circuito. A transformada de Fourier desta entrada é uma soma de funções delta:

$$X(\xi) = \delta(\xi - \omega_1) + \delta(\xi - \omega_2) + \dots + \delta(\xi - \omega_n) \quad (2.5.4.9)$$

A expansão de Volterra da saída resultante é dada por:

$$Y(t) = \sum_{n=1}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \dots \int_{-\infty}^{\infty} H_n(\xi_1, \dots, \xi_n) \cdot \prod_{i=1}^n [\delta(\xi_i - \omega_1) + \dots + \delta(\xi_i - \omega_n)] \cdot \exp(j\xi_i t) d\xi_i \quad (2.5.4.10)$$

Resolvendo-se a equação (2.5.4.10) e agrupando-se termos idênticos, fica-se com:

$$Y(t) = \sum_{n=1}^{\infty} \sum_m \left\{ \left[\frac{n!}{(m_1! \dots m_n!)} \right] \cdot H_n(\omega_{k_1}, \dots, \omega_{k_n}) \exp[j(\omega_{k_1} + \dots + \omega_{k_n})t] \right\} \quad (2.5.4.11)$$

onde cada subscrito k_i varia de 1 a n (correspondendo a uma permutação dos " ω 's"), e m , no segundo somatório, indica que o somatório inclui todos os conjuntos distintos $\{ m_i \}$, tais que:

$$m_i < m_{i+1}, \text{ e } \sum_{i=1}^m m_i = n. \quad (2.5.4.12)$$

Assim, a função de transferência não-linear, $H_n(\omega_1, \dots, \omega_n)$, pode ser obtida, analiticamente, como o coeficiente de $n! \exp[j(\omega_1 + \dots + \omega_n)t]$, na expansão da saída do sistema, quando a entrada for uma soma de exponenciais, como na equação (2.5.4.8)).

Como informação final, é de interesse dizer que, uma vez dispondo-se da expansão em série generalizada de potências das características de entrada e saída de um sistema, pode-se determinar, através desta, as "funções não-lineares de transferência" de Volterra deste sistema.

CAPÍTULO III

MÉTODOS DE LINEARIZAÇÃO

3.0 INTRODUÇÃO

A crescente sofisticação dos equipamentos rádio de microondas, bem como a crescente saturação do espectro de frequências, decorrentes do esforço em se atender as demandas de serviços (voz, dados e vídeo), implicou em restrições cada vez mais severas quanto à linearidade destes equipamentos. Todo o espectro disponível deve ser ocupado com informação inteligente, e não, com espúrios. Nos sistemas rádio, tanto analógicos quanto digitais, o principal responsável pela geração de espúrios (produtos de intermodulação) são os amplificadores de potência. A explicação para isto é simples: Como são eles os maiores consumidores da potência da fonte de alimentação e, também, pelo aumento "exponencial" do preço dos componentes ativos com a potência (ou até mesmo pela dificuldade tecnológica em fabricá-los), seu dimensionamento, quanto à potência de operação, é crítico. Assim, pode-se afirmar que, na prática, um rádio é tão linear quanto o é o seu amplificador de potência.

Há, como já foi dito anteriormente neste trabalho, duas formas de se garantir operação linear:

a) Através de *backoff* - situação na qual o amplificador opera vários decibéis abaixo da potência de saturação (o *quanto* abaixo depende das especificações do sistema, sendo, tipicamente, 11 dB para os sistemas de 64-QAM, [1]);

b) "Linearização" - quando a adição de algum tipo de circuito permite estender o limite superior da potência de operação, uma vez que os produtos mais importantes de intermodulação, ou seja, os que incidem na banda de sinal, são por ele cancelados, em amplitude e em

fase, na saída do amplificador.

Nesta Seção serão discutidas três formas usuais de linearização, enfatizando as vantagens e desvantagens de cada uma delas.

3.1 REALIMENTAÇÃO NEGATIVA

Este é o mais antigo dos métodos de linearização. A realimentação negativa foi amplamente estudada, principalmente devido à sua importância para amplificadores de áudio, onde ela não apenas aumenta a linearidade, como também a largura de banda plana dos equipamentos. A sua utilização em microondas foi, por muitos anos, restrita ao caso de frequências não elevadas, por diversos fatores:

- No caso dos amplificadores a válvulas, as dimensões dos circuitos de realimentação eram tais, que a variação da fase do sinal amostrado poderia levar, facilmente, o amplificador à oscilação;

- Para os circuitos transistorizados, os maiores limitantes para a utilização de realimentação, eram:

- Baixo ganho, que ficaria ainda menor após a realimentação;

- Inexistência de resistores *chips* (no caso de substratos plásticos como, por exemplo, o "PTFE"), fazendo com que os resistores apresentassem impedâncias complexas, ao invés de puramente resistivas;

- Complexidade de modelamento, análise e simulação da malha realimentação, quanto ao seu comportamento em função da frequência, antes da disponibilidade de ferramentas de *software* de simulação/otimização de circuitos de alta-frequência;

- A rápida variação de fase da função de transferência (e conseqüentemente de S_{21}), decorrente das dimensões dos

transistores bipolares ou das portas dos FET's, disponíveis àquela época, tendiam a colocar os transistores realimentados em condição de oscilação, ainda que operando em bandas estreitas de frequência.

Mais recentemente, entretanto, amplificadores realimentados, operando na faixa de microondas, têm sido intensivamente usados, na técnica de integração monolítica. Outra forma de implementação, que está se tornando comum, são os circuitos híbridos em miniatura, nos quais, além dos elementos de circuitos em parâmetros distribuídos, tem-se também outros elementos passivos (capacitores, indutores espirais, furos metalizados), realizados em *parâmetros concentrados* ou em *parâmetros quase-localizados*, [32]. Com o aparecimento dos resistores miniaturizados [33], até os circuitos em substratos flexíveis passaram a poder se valer da realimentação, [34,35]. A Figura 3.1.1 apresenta a configuração típica de um amplificador realimentado de microondas, [36].

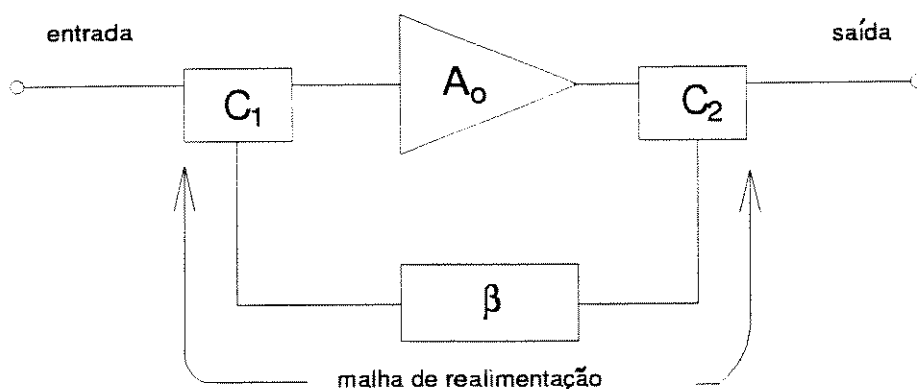


Figura 3.1.1: Um amplificador realimentado de microondas, onde: A_0 = Ganho de tensão de malha aberta; c_1 = Fator de acoplamento da híbrida de entrada, ($c_1 < 1$); c_2 = Fator de acoplamento da híbrida de saída, ($c_2 < 1$); β = Função de transferência da malha de realimentação. No caso da implementação monolítica, os acopladores (responsáveis por " c_1 " e " c_2 ") são geralmente substituídos por resistores concentrados, para minimizar a área do *wafér*.

A função de transferência de tensão, do amplificador realimentado, é dada por:

$$A_f(\omega) = A_o(\omega) / [1 - A_o(\omega)\beta(\omega)c_1c_2] = A_o(\omega) / F(\omega) \quad (3.1.1)$$

Os coeficientes de reflexão de entrada e de saída são dados por:

$$\Gamma_{if}(\omega) = \Gamma_i(\omega) / F(\omega) \quad (3.1.2-a)$$

$$\Gamma_{of}(\omega) = \Gamma_o(\omega) / F(\omega) \quad (3.1.2-b)$$

É importante dizer que a entrada e a saída do amplificador, em malha aberta, devem ser adaptadas de forma que os módulos do coeficiente de reflexão acima sejam menores que 1, ou seja, que o sistema seja incondicionalmente estável em todas as frequências, [36].

A realimentação diminui a razão entre as amplitudes dos produtos de intermodulação em relação à do sinal, na proporção de:

$$| 1 / [1 - A_o(\omega)\beta(\omega)c_1c_2] | \quad (3.1.3)$$

Pode ser demonstrado, derivando-se a equação (3.1.1) em relação à frequência, ω , que a planura de ganho também melhora com a realimentação, o que é o efeito mais conhecido deste método. Finalmente, resta dizer que um tratamento mais rigoroso dos efeitos da realimentação de amplificadores, sobre as linearidades dos mesmos, deve incluir a caracterização de "fortes-sinais", em malha aberta.

3.2 PRÉ-DISTORÇÃO

3.2.1 Introdução

A pré-distorção é uma forma mais eficaz e complexa, comparativamente à realimentação, de reduzirem-se os níveis dos produtos de intermodulação. A idéia básica dos pré-distorcedores é a de se gerarem, a partir de uma amostra do sinal incidente, produtos de intermodulação, em dispositivos não-lineares (incluídos no circuito exatamente para este fim), e reintroduzi-los no circuito - ajustados em amplitude e fase - de forma a cancelarem, na saída, os produtos de intermodulação gerados pelo amplificador.

O uso de algum tipo de pré-distorção, para amplificadores de potência, é bem conhecido. Pré-distorcedores em frequência intermediária têm sido freqüentemente preferidos, devido não só à simplicidade do circuito envolvido, como também, devido à disponibilidade de componentes de baixo custo naquelas bandas de frequência (tipicamente inferiores a 200 MHz.). Mais recentemente, a pré-distorção diretamente em R.F. começou a ser utilizada. A principal vantagem deste caso, em relação ao anterior, é que o amplificador passa a poder ser visto como uma "caixa-preta", em termos de engenharia de sistemas. O que se quer dizer com isto é que no caso de ocorrência de uma falha, a unidade pode ser quase que imediatamente substituída por outra - *sem prejuízo da qualidade do sistema* - dado que o novo amplificador já terá sido previamente ajustado e compensado quanto às intermodulações. É interessante notar que, caso se tivesse optado pela pré-distorção em frequência intermediária, quase que certamente todo o sistema teria que ser reajustado, de forma a compensar os novos níveis de intermodulação gerados pelo amplificador recém-substituído. Tal tarefa costuma ser muito difícil em campo, não só devido aos equipamentos de medidas que se fazem necessários (e geralmente não-disponíveis em campo), como também, devido à qualificação do técnico responsável por esses ajustes.

Diversas estruturas já foram apresentadas na literatura, [37]-[39].

A seguir, será descrita e explicada a estrutura básica de um pré-distorcedor em R.F., apontando-se, inclusive, as maiores limitações por ela apresentada. Uma vez compreendido seu princípio de funcionamento, será descrito um pré-distorcedor proposto pelo autor, conjuntamente com o Eng^o. Paulo R. Favaretto, [40].

3.2.2 Uma Estrutura para Pré-Distorção em RF.

A Figura 3.2.1 apresenta o circuito mais comumente utilizado para a pré-distorção em RF.

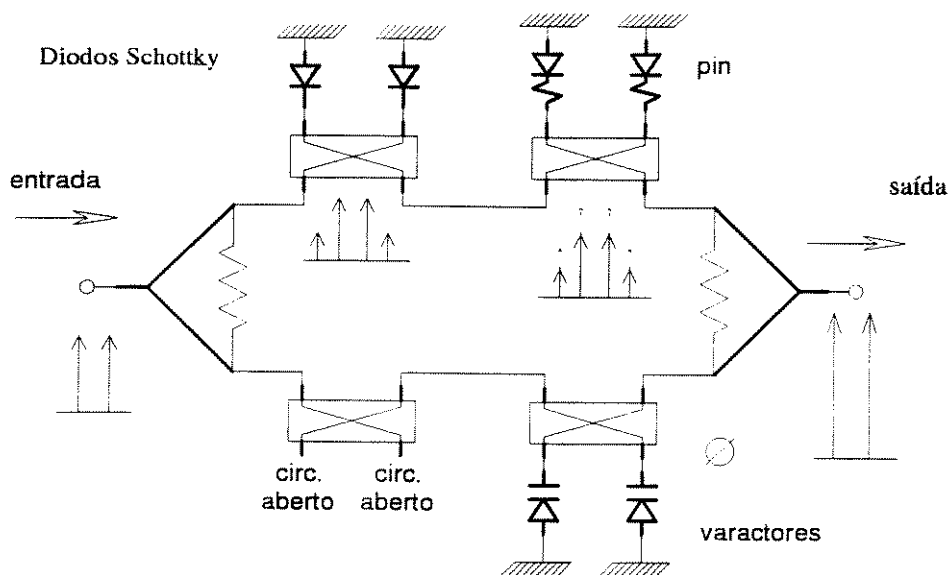


Figura 3.2.1: Uma topologia para pré-distorção.

Neste tipo de circuito, o sinal recebido é separado em dois. Uma metade irá "bombear" os diodos Schottky, gerando os produtos de intermodulação, cujos níveis são controlados pelos diodos "PIN". A outra metade da potência de sinal passa por uma híbrida de 90°, com as

duas portas de saída terminadas em aberto, cuja única função é a de se manter a simetria de percurso dos dois caminhos do sinal. O ajuste fino de fase é feito pelo defasador constituído pelos varactores. Os sinais propagantes em ambos os braços são, então, recombinados pelo combinador "Wilkinson", do lado direito da mesma Figura. Este circuito apresenta alguns problemas inerentes a ele, a saber:

a) A perda de inserção costuma ser elevada, por três razões:

- Uma parte considerável da potência de sinal é utilizada no bombeio dos diodos Schottky;
- Uma potência razoável é perdida no atenuador PIN;
- A perda de inserção do combinador "Wilkinson" é, geralmente, bem superior aos 3 dB, uma vez que os sinais que alimentam as suas duas portas não estão em fase.

b) O ajuste (ou sintonia) costuma ser demorado, uma vez que há três estruturas, com híbridas, para serem ajustadas. Isto pode ser ainda mais complexo (ainda que resultando, provavelmente, em um melhor desempenho) quando permite-se que cada dispositivo semiconductor tenha suas polarizações ajustadas separadamente.

c) Finalmente, pode-se dizer que a estrutura convencional costuma apresentar dimensões físicas maiores do que as correspondentes a *uma versão diferente, proposta pelo autor*, em [40]. Esta versão será *reapresentada a seguir*. Nela, *utilizam-se polarizações externas para os diodos Schottky, além de se valer de uma forma diferente de combinação dos sinais*. Como será visto, as modificações introduzidas não apenas

simplificam o circuito responsável pela pré-distorção, como também melhora o seu desempenho.

A idéia de se controlar a polarização dos diodos surge do fato dos níveis dos produtos de intermodulação, gerados por um diodo, aumentarem quando a barreira de potencial diminui, para uma mesma potência de "bombeio" (no caso, o sinal). Assim, caso deseje-se aumentar os níveis de intermodulação, o diodo (usado para este fim) deve ser "piorado", pela aplicação de uma corrente de polarização direta. Analogamente, a recíproca é verdadeira. Este fato traz outra vantagem: sob estas condições, menos potência de RF se faz necessária para o bombeamento do diodo usado com gerador de intermodulação, para que se obtenha um determinado nível de produtos de intermodulação desejado. Além disso, é bem conhecida a forte influência da corrente de polarização sobre a impedância de um diodo, alterando a fase e o módulo do coeficiente de reflexão do dispositivo, em relação às impedâncias de carga. A estrutura proposta pelo autor se vale da polarização individual do par de diodos, geradores de intermodulação, para fazer o ajuste da fase entre os dois caminhos percorridos pelo sinal. Um ajuste adicional é obtido com os varactores (inseridos no circuito justamente para isto). A Figura 3.2.2 apresenta o pré-distorcedor recém-descrito. Nele, o sinal dividido pelo "Wilkinson" sofre uma alteração de fase na híbrida H_1 , sendo parcialmente convertido em produtos de intermodulação pelos diodos conectados à híbrida H_2 . As duas componentes são recombinadas pelo acoplador H_3 . A influência da alteração das correntes de polarização sobre a relação de fase, entre os sinais que percorrem os dois caminhos, é bem maior do que a devida aos varactores em paralelo com capacitores fixos. Estes capacitores fixos foram colocados no circuito para permitir o ajuste da faixa de valores de capacitância fornecida pelos varactores (dispõe-se, comercialmente, de apenas alguns poucos valores de capacitância para varactores de microondas).

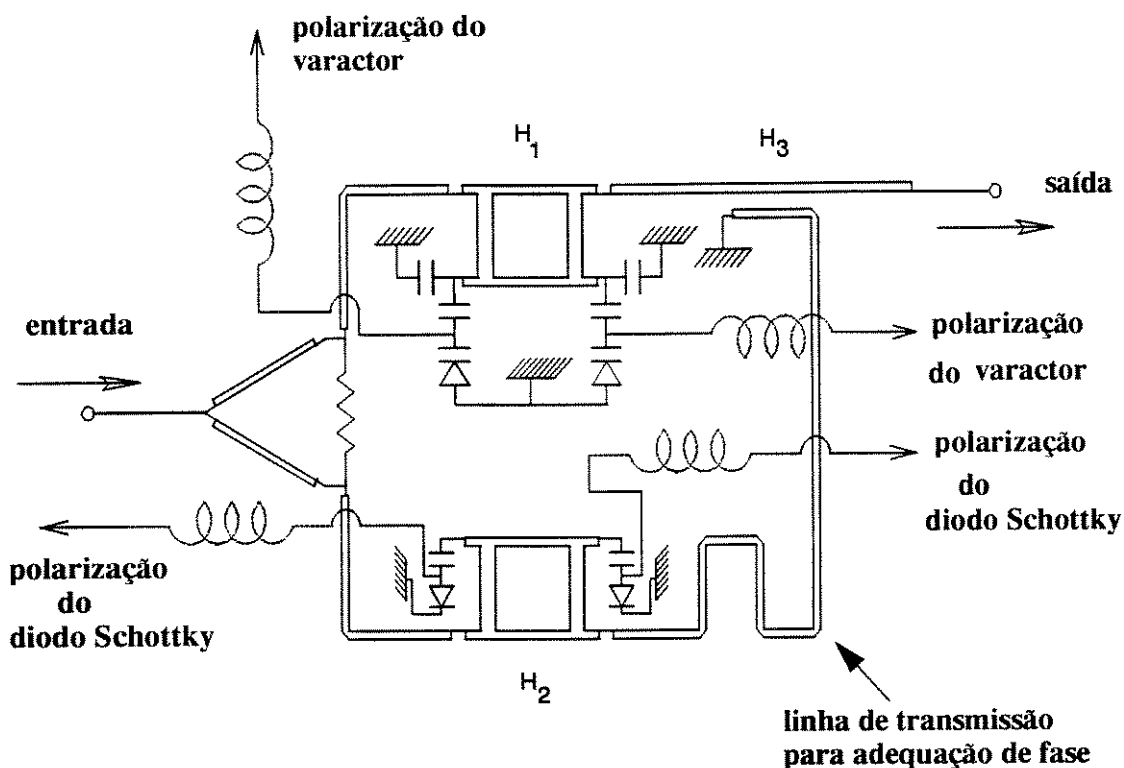


Figura 3.2.2: O Pré-distorcedor descrito em [40].

Soma-se a isto, a possibilidade de se diminuir a sensibilidade da capacitância da associação resultante, às variações das tensões aplicadas aos varactores. Os sinais são recombinados no acoplador, que faz uma adição assimétrica dos dois sinais, reduzindo a contribuição dos produtos de intermodulação na porta de saída. É importante que o acoplador, no braço principal do sinal, tenha baixa perda de inserção, para não prejudicar a eficiência do amplificador. Consegue-se, tipicamente, 15 dB de melhoria [40], nos níveis dos produtos de intermodulação de 3ª ordem, com a incorporação deste pré-distorcedor.

Um diagrama mostrando os blocos constituintes de um amplificador de potência operando com pré-distorção em R.F., é mostrado na Figura 3.2.3. É interessante destacar a importância de dois blocos: o *circuito de controle e polarização*, e o *circuito de controle automático de ganho*.

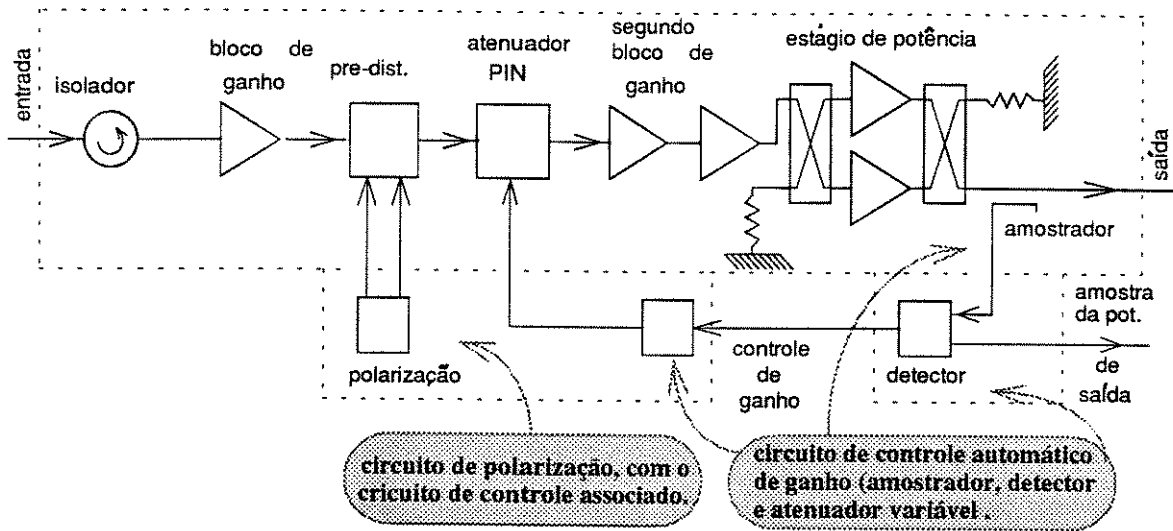


Figura 3.2.3: Um amplificador de potência com pré-distorção de RF.

O circuito de polarização permite o ajuste individual das polarizações de cada diodo Schottky, bem como de cada varactor do pré-distorcedor, de forma a se ajustar a amplitude e a fase dos produtos de intermodulação adicionados ao sinal. Com isto, consegue-se ajustar o ponto ótimo de cancelamento dos produtos de intermodulação na saída do amplificador. O controle do circuito de polarização é responsável pela alimentação temporizada dos FET's, ou seja, garante que as portas estejam polarizadas negativamente quando da polarização ou do desligamento dos drenos, protegendo os transistores de potência. O controle automático de ganho é fundamental para o correto funcionamento do pré-distorcedor: Garantir que a potência de saída seja mantida constante é o mesmo que dizer que os espúrios gerados pelo

estágio de saída têm nível de potência constante. Esta invariância no tempo é fundamental para o ajuste dos níveis de potência e polarização do pré-distorcedor, uma vez que ele se baseia no cancelamento, em fase e em amplitude, dos produtos de intermodulação. Deve-se lembrar que a potência de entrada está sendo considerada constante, o que, geralmente, implica em uma segunda malha de controle de ganho, normalmente em FI.

3.3 A "TÉCNICA DE FEEDFORWARD"

A Figura 3.3.1 apresenta o diagrama de blocos, de um amplificador de potência, usando esta técnica [41]. A técnica consiste em:

- Amostrar a entrada (não distorcida) e a saída (distorcida) do amplificador principal, obtendo-se, por cancelamento em amplitude e fase dos tons de sinal, os produtos de intermodulação isoladamente;

- Através de um amplificador auxiliar, ajustam-se as amplitudes destes produtos, de forma que se igualem aos produtos de intermodulação à saída do amplificador principal. Isto é feito para que a subtração dos produtos que se propagam no braço auxiliar, efetuada sobre a saída do amplificador principal, resulte apenas em sinal amplificado (não-distorcido). As linhas de retardo, responsáveis pelos atrasos τ_1 e τ_2 , visam igualar os comprimentos elétricos dos dois caminhos, principal e auxiliar. A habilidade com que uma implementação desta técnica consegue manter, ao se variar a frequência, aproximadamente iguais estes dois comprimentos elétricos, como também a defasagem de 180° (para os cancelamentos em amplitude e fase envolvidos), determina a eficácia da utilização do método.

Observe-se que isto implica, também, na escolha adequada da estrutura de acoplamento: Ela deve propiciar o acoplamento mais plano possível, ao longo da banda de frequências de interesse, e "rodar" a fase o mínimo possível, de forma a ser facilmente compensável (por uma linha

de transmissão, por exemplo) o seu comprimento elétrico equivalente. A perda de retorno de todos os blocos também deve ser otimizada, para que se evitem as re-reflexões internas, o que "espalharia" a fase das frequências envolvidas. Também, perdas de retorno baixas contribuem

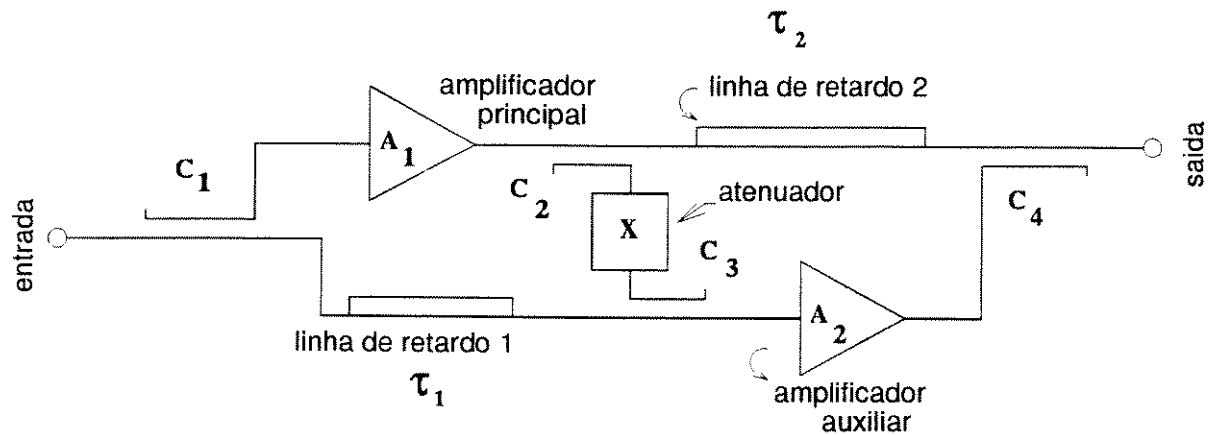


Figura 3.3.1: Diagrama de blocos de um amplificador de potência com *feed forward*.

para o aumento dos níveis de alguns produtos de intermodulação, devido ao batimento de espúrios e sinais refletidos, decorrentes das não-linearidades (ainda que pequenas) dos estágios de amplificação.

Ainda sobre os acopladores, é de interesse lembrar que existe um fator de acoplamento ótimo, para cada acoplador do sistema, uma vez que, um acoplamento muito elevado, introduziria uma perda muito elevada no caminho principal e, se muito fraco, implicaria na necessidade de um ganho muito elevado no amplificador auxiliar (o que não apenas aumentaria o custo como, também, aumentaria a complexidade do sistema, uma vez que o comportamento da fase do coeficiente de transmissão direta, S_{21} , fica mais difícil de ser modelado, com o aumento do número de estágios deste amplificador).

3.4 COMPARAÇÃO ENTRE OS MÉTODOS

Apesar do desempenho da linearização depender, obviamente, da qualidade do projeto e de sua implementação, algumas vantagens e limitações básicas são inerentes a cada uma das técnicas que foram, superficialmente, discutidas.

A realimentação destaca-se das demais pela sua simplicidade e decorrente compacidade. Graças a isto, encontra larga utilização em aplicações onde o ganho de potência dos transistores é elevado e de "baixo custo". Nesta categoria incluem-se, tipicamente, os amplificadores de sinal, monolíticos ou não. Tem ainda a vantagem de ser inerentemente banda-larga e, também, pouco sensível a variações de temperatura. Em contrapartida, esta técnica é a menos eficaz, dentre todas as apresentadas neste trabalho, quanto à redução dos níveis dos produtos de intermodulação, uma vez que ela o faz, às custas do ganho do sistema.

A pré-distorção tem a vantagem de ser um recurso que pode ser utilizado em amplificadores já existentes [40,41]. Basta que o amplificador tenha sua potência de saída mantida constante por uma malha fechada de controle de ganho. Permite a redução dos níveis de espúrios, tipicamente superior a 15 dB, quase sem comprometimento do ganho do amplificador e de consumo de potência (baixas correntes de polarização do pré-distorcedor). É importante dizer que um pré-distorcedor, colocado externamente a um amplificador, quase que certamente deverá incluir um estágio de amplificação, de forma a garantir um nível adequado de bombeamento dos diodos responsáveis pela geração de distorção. No caso de um amplificador já projetado com pré-distorcedor, esta função é desempenhada pelo estágio excitador do amplificador. As estruturas de implementação deste método, até onde é do conhecimento do autor, resultam em bandas significativamente mais estreitas do que no caso de realimentação. Isto porque, praticamente, as estruturas de casamento dos transistores, e as híbridas utilizadas, têm

limitações significativas de banda (geralmente ficam abaixo de 20% , no caso dos circuitos usuais de telecomunicações). Agrava este efeito, o fato destas estruturas apresentarem comportamentos diferentes para os diferentes harmônicos, e produtos de intermodulações, das frequências envolvidas. Convém lembrar que a estrutura apresentada em [41], onde é citada a capacidade da técnica de pré-distorção em operar em banda-larga, é ideal. Neste caso, inexistem os problemas recém-citados.

O próximo método a ser detalhado, e comparado aos demais, é a técnica de *feedforward*. É, sem dúvida, a de implementação mais complexa e volumosa (maiores dimensões). Em compensação, é sem dúvida também, a mais versátil, por permitir a operação em diferentes níveis de potência. Uma vantagem adicional é que, nesta técnica, os produtos de intermodulação, usados para cancelar a distorção do amplificador principal, são uma amostra do próprio sinal distorcido, ou seja, uma cópia exata da distorção gerada pelo amplificador, diferentemente do que ocorre no caso do pré-distorcedor, onde diodos são utilizados para este fim. Eram dois os principais empecilhos para a larga utilização desta técnica, a saber: *o custo*, uma vez que implica na utilização de um amplificador adicional, e a *difículdade de operação em banda-larga*, com os recursos tecnológicos de implementação de circuitos, disponíveis nos anos 70 e 80. Como estas limitações foram superadas, a técnica de *feedforward* apresenta-se como promissora na época atual.

CAPÍTULO IV

A LINEARIZAÇÃO POR *FEEDFORWARD*

4.0 APRESENTAÇÃO

Neste Capítulo, a técnica de linearização por *feedforward* será discutida detalhadamente. Inicialmente, será descrito o princípio básico de funcionamento. Seguir-se-á analisando-se os efeitos do desbalanceamento sobre o cancelamento dos produtos de intermodulação, bem como os efeitos do cancelamento não-ideal destes produtos, no desempenho do amplificador completo. Os detalhes das diferentes alternativas de implementação serão deixados para o próximo Capítulo.

4.1 PRINCÍPIO DE OPERAÇÃO

O princípio de funcionamento de uma sistema operando com a técnica de *feedforward* pode ser facilmente compreendido ao se analisar o diagrama de blocos apresentado na Figura 4.1.1, [42].

Um sinal, $A_1 e^{j\omega t}$, entra no sistema através do acoplador C_1 , sendo dividido (*igualmente*, para simplificar a análise) em duas portas isoladas: uma, $A_1 e^{j\omega t}$, que irá excitar o amplificador principal (com ganho K e atraso τ) até próximo à saturação; a outra, que segue para o *braço auxiliar* (ou de *referência*). O sinal de referência, que trafega pelo braço de referência, sofre um atraso igual ao tempo de trânsito através do amplificador principal, de forma a manter o faseamento entre ele e o sinal que atravessa o amplificador. O sinal $A_1 e^{j\omega(t-\tau)}$, de referência e que não tem distorções, é, então, subtraído da saída do amplificador principal (que contém todos os produtos de intermodulação), através do conjunto constituído pelos dois acopladores, C_2 e C_3 , e pelo atenuador, de atenuação $1/K'$. *Também para simplificar a presente*

análise, considerar-se-á que o valor da atenuação é o inverso do ganho, ou seja, que $1/K' = 1/K$.

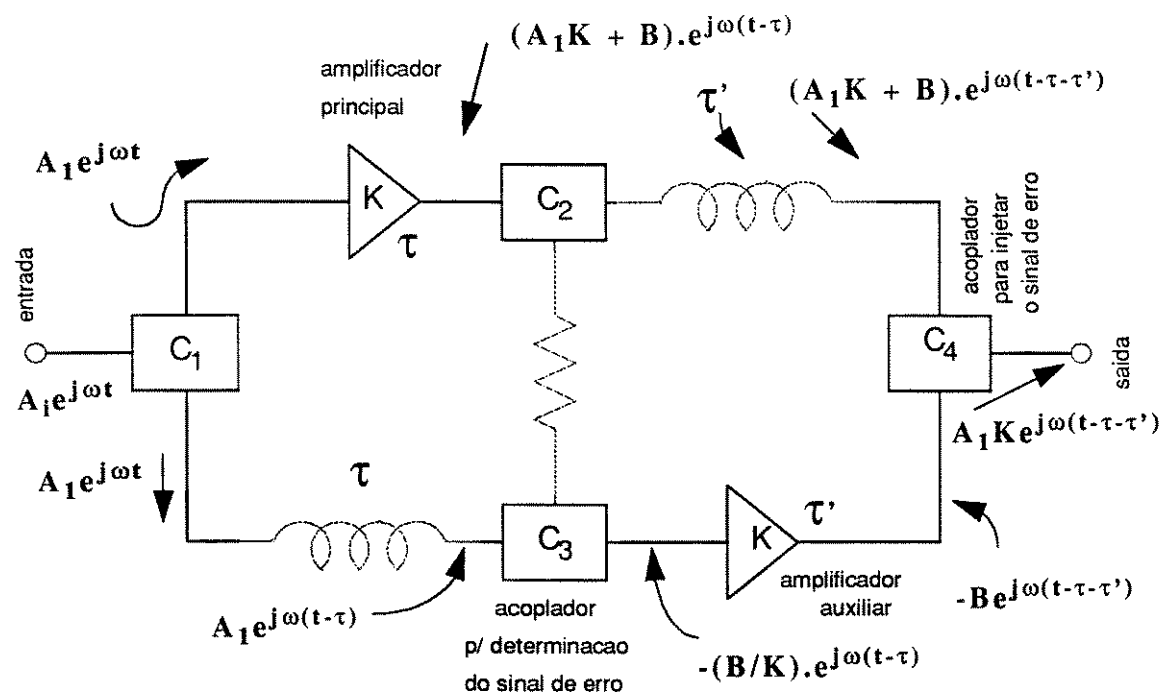


Figura 4.1.1: Diagrama de blocos de um sistema com *feedforward*.

Assim, representando-se o sinal à saída do amplificador principal por $(A_1K + B).e^{j\omega(t-\tau)}$, tem-se que o resultado desta subtração (que denominar-se-á de *signal de erro*) é dado por $-(B/K).e^{j\omega(t-\tau)}$, que contém todos os produtos de intermodulação gerados pelo amplificador principal. Para que ocorra o cancelamento da distorção, é necessário que o nível de potência desta subtração seja levado ao mesmo nível dos produtos de intermodulação à saída do amplificador principal. Isto é possível graças à inclusão de um amplificador auxiliar com uma defasagem de τ' e com ganho K (*este ganho não precisa realmente ser*

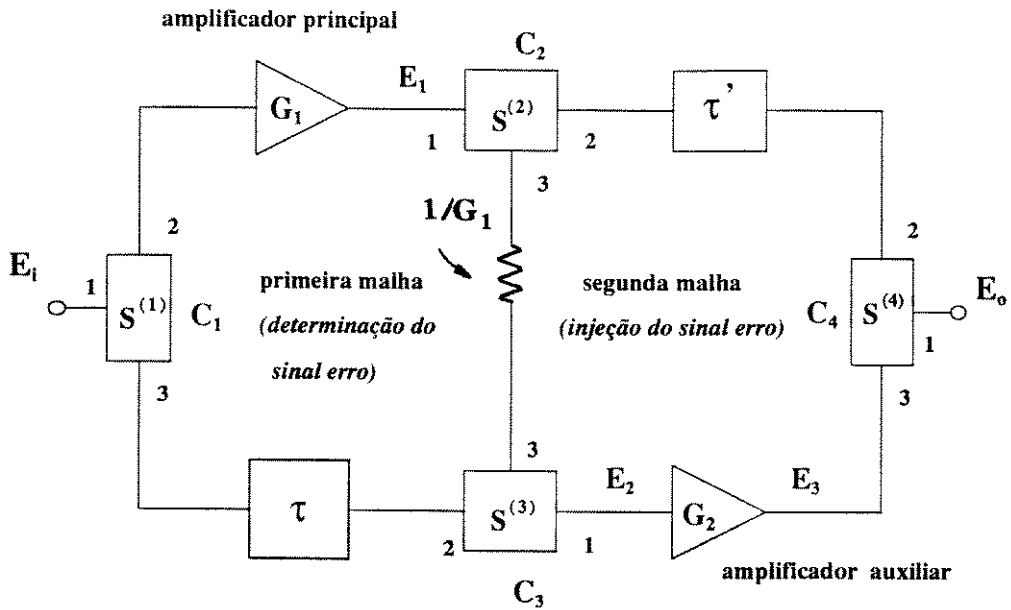
igual ao do amplificador principal, como será discutido mais adiante. Foi aqui considerado apenas para simplificar a análise). O atraso introduzido pelo amplificador auxiliar é compensado pela inclusão de uma linha de retardo de mesmo atraso, τ' , no braço principal. Finalmente, o sinal de erro, $-Be^{j\omega(t-\tau-\tau')}$ e o sinal do amplificador principal, atrasado, $(A_1K + B)e^{j\omega(t-\tau-\tau')}$ são combinados no acoplador C_4 . O sinal resultante, $A_1Ke^{j\omega(t-\tau-\tau')}$, emerge, sem distorções, da porta de saída deste acoplador.

4.2 ANÁLISE DO SISTEMA

Como mostrado na Fig. 4.2.1, [42], um sistema de *feedforward* é formado por duas malhas. A primeira, é a malha de determinação do erro; a segunda, a malha de injeção do erro. Cumpre lembrar que os produtos de intermodulação, sem o sinal, são o que entende-se aqui como *erro*.

Como os acopladores são intensivamente usados nesta técnica de linearização, convém também lembrar sua Matriz Espalhamento, [43]. De especial interesse é o caso de um acoplador direcional de três portas, [39,44] (um acoplador direcional de quatro portas, no qual uma de suas portas se encontra perfeitamente *casada*). Assim, um acoplador de três portas pode ser representado por uma Matriz Espalhamento 3x3:

$$[S] = \begin{bmatrix} s_{11} & s_{12} & s_{13} \\ s_{21} & s_{22} & s_{23} \\ s_{31} & s_{32} & s_{33} \end{bmatrix} \quad (4.2.1)$$



onde:

E_i = Sinal de entrada

E_1 = Saída do amplificador principal

E_3 = Sinal de saída do amplificador auxiliar

E_2 = Sinal de entrada do amplificador auxiliar

E_o = Sinal de saída do sistema

G_1, G_2 = Ganhos do amplificador principal e auxiliar, respectivamente

τ, τ' = Linhas de retardo necessárias para compensar os tempos de trânsito através dos amplificadores principal e auxiliar

$S^{(i)}_{(i=1,4)}$ = Matrizes de Espalhamento, (S), dos acopladores C_1, C_2, C_3 e C_4

Fig. 4.1.2 : Diagrama de blocos de um sistema feedforward.

Para simplificar a obtenção das expressões para o ganho do sistema, é conveniente abstrair-se as considerações temporais, bem como considerarem-se ideais as condições de operação, [42].

As condições para que ocorra o equilíbrio perfeito, entre a primeira e a segunda malha do sistema, podem ser obtidas a partir da análise da Fig. 4.1.2. A saída do amplificador principal é dada por:

$$E_1 = E_i s_{21}^{(1)} G_1 + E_D \quad (4.2.2)$$

onde E_D é a soma de todos os produtos de intermodulação. O *signal de erro* é:

$$E_2 = -E_1 s_{31}^{(2)} s_{13}^{(3)} + E_i s_{31}^{(1)} s_{12}^{(3)} \quad (4.2.3)$$

 *inversão de sinal devido ao acoplador/ inversor C_3*

ou

$$E_2 = [-s_{21}^{(1)} G_1 s_{31}^{(2)} s_{13}^{(3)} + s_{31}^{(1)} s_{12}^{(3)}].E_i - [E_D s_{31}^{(2)} s_{13}^{(3)}] \quad (4.2.4)$$

Pela equação (4.2.4), para que ocorra o cancelamento de todas as portadoras, em C_3 , é necessário que:

$$-s_{21}^{(1)} G_1 s_{31}^{(2)} s_{13}^{(3)} + s_{31}^{(1)} s_{12}^{(3)} = 0 \quad (4.2.5)$$

Esta é a condição para o perfeito equilíbrio da primeira malha, nas

freqüências fundamentais. Substituindo-se (4.2.5) em (4.2.4), tem-se que:

$$E_2 = -E_D s_{31}^{(2)} s_{13}^{(3)} \quad (4.2.6)$$

que contém todos os produtos de intermodulação, constituindo-se, também, na entrada do amplificador auxiliar.

O sinal de saída do sistema, na *porta 1* do acoplador C_4 , pode ser descrito por:

$$E_o = E_2 G_2 s_{13}^{(4)} + E_1 s_{21}^{(2)} s_{12}^{(4)} . e^{j\omega(t-\tau')} \quad (4.2.7)$$

Substituindo (4.2.2) e (4.2.4) em (4.2.7), obtém-se:

$$E_o = [(-s_{21}^{(1)} G_1 s_{31}^{(2)} s_{13}^{(3)} + s_{31}^{(1)} s_{12}^{(3)}) E_i - E_D s_{31}^{(2)} s_{13}^{(3)}] \\ \cdot G_2 s_{13}^{(4)} + (E_i s_{21}^{(1)} G_1 + E_D) s_{21}^{(2)} s_{12}^{(4)} . e^{j\omega(t-\tau')}$$

ou

$$E_o = [(-s_{21}^{(1)} G_1 s_{31}^{(2)} s_{13}^{(3)} + s_{31}^{(1)} s_{12}^{(3)}) G_2 s_{13}^{(4)} + \\ s_{21}^{(1)} s_{21}^{(2)} s_{12}^{(4)} G_1 . e^{j\omega(t-\tau')}] E_i + \\ (-s_{31}^{(2)} s_{13}^{(3)} G_2 s_{13}^{(4)} + s_{21}^{(2)} s_{12}^{(4)} . e^{j\omega(t-\tau')}) E_D \quad (4.2.8)$$

A condição de equilíbrio perfeito da segunda malha, nas frequências dos produtos de intermodulação, pode ser obtida a partir de (4.2.8):

$$s_{21}^{(2)} s_{12}^{(4)} .e^{j\omega(t-\tau')} = s_{31}^{(2)} s_{13}^{(3)} G_2 s_{13}^{(4)} \quad (4.2.9)$$

Observando-se (4.2.8), pode-se ver que se a condição (4.2.9) for satisfeita, os termos em E_D , da equação (4.2.8), são cancelados na saída, pelo uso do acoplador C_4 .

De (4.2.5), (4.2.8) e (4.2.9) pode-se ver que, quando ambas as malhas estão em condição de equilíbrio perfeito, ou seja, que as condições expressas por (4.2.5) e (4.2.9) estão satisfeitas, o ganho total do *sistema feedforward* é dado por:

$$G = E_o/E_i = s_{21}^{(1)} G_1 s_{21}^{(2)} s_{12}^{(4)} .e^{j\omega(t-\tau')} \quad (4.2.10)$$

onde pode-se constatar que o ganho do sistema independe do ganho do amplificador auxiliar, G_2 .

Também de interesse é o caso no qual a segunda malha está em equilíbrio, porém o mesmo não ocorrendo com a primeira malha. Neste caso, por (4.2.8) e (4.2.9) tem-se que o ganho do sistema é dado por:

$$G = E_o/E_i = [(-s_{21}^{(1)} G_1 s_{31}^{(2)} s_{13}^{(3)} + s_{31}^{(1)} s_{12}^{(3)}) G_2 s_{13}^{(4)} + s_{21}^{(1)} s_{21}^{(2)} s_{12}^{(4)} G_1 .e^{j\omega(t-\tau')}] \quad (4.2.11)$$

A expressão acima mostra que o ganho é, agora, dependente tanto de G_1 quanto de G_2 . Isto acontece porque, quando a primeira malha não é perfeitamente equilibrada, o *signal de erro*, E_2 , contém parte do sinal fundamental, E_1 . Como E_2 é a entrada do amplificador auxiliar, a saída E_3 , deste amplificador, deve também conter parte do sinal fundamental. Quando E_3 é adicionado à saída do amplificador principal, E_1 , defasado de 180° (ou seja, subtraído, na verdade), uma parte de E_1 , contida em E_1 , é cancelada. Assim, o ganho total do sistema será alterado, ficando função de G_2 .

Considere-se, agora, a condição oposta, quando a primeira malha está perfeitamente equilibrada, o mesmo não ocorrendo com a segunda. Tem-se, por (4.2.5) e (4.2.8), que:

$$E_o = s_{21}^{(1)} s_{21}^{(2)} s_{12}^{(4)} G_1 \cdot e^{j\omega(t-\tau')} \cdot E_i + (-s_{31}^{(2)} s_{13}^{(3)} G_2 s_{13}^{(4)} + s_{21}^{(2)} s_{12}^{(4)} \cdot e^{j\omega(t-\tau')}) E_D \quad (4.2.12)$$

O ganho do sistema é dado por:

$$G = E_o/E_i = s_{21}^{(1)} s_{21}^{(2)} s_{12}^{(4)} \cdot e^{j\omega(t-\tau')} G_1 + (-s_{31}^{(2)} s_{13}^{(3)} G_2 s_{13}^{(4)} + s_{21}^{(2)} s_{12}^{(4)} \cdot e^{j\omega(t-\tau')}) \cdot (E_D/E_i) \quad (4.2.13)$$

onde, o segundo termo de (4.2.13),

$$(-s_{31}^{(2)} s_{13}^{(3)} G_2 s_{13}^{(4)} + s_{21}^{(2)} s_{12}^{(4)} \cdot e^{j\omega(t-\tau')}) \cdot (E_D/E_i) \quad (4.2.14)$$

descreve os produtos de intermodulação, remanescentes na porta de saída do sistema. Entretanto, quando a segunda malha está razoavelmente equilibrada (ou seja, quando E_D está 10 dB abaixo do

nível original, [42]), o termo descrito por (4.2.14) é pequeno, em relação ao ganho total do sistema (dado por (4.2.13)). Isto significa que o ganho do sistema é controlado, principalmente, pelo ganho do amplificador principal, G_1 . O mesmo acontece na situação na qual a primeira malha não está perfeitamente equilibrada, estando equilibrada apenas a segunda malha. Observando-se (4.2.11), vê-se que o seu primeiro termo é um número pequeno, se comparado ao segundo termo, desde que a primeira malha esteja razoavelmente equilibrada.

Conclui-se, daí, que na maioria das condições práticas, pode-se considerar que o ganho total do sistema depende, principalmente, do ganho do amplificador principal, G_1 , e das perdas de inserção dos acopladores C_1 , C_2 , e C_4 .

4.3 EFEITO DO DESBALANCEAMENTO DO CIRCUITO SOBRE O CANCELAMENTO DOS PRODUTOS DE INTERMODULAÇÃO

A Figura 4.3.1 reapresenta, por questão de comodidade, um *diagrama de blocos* de um amplificador operando com a técnica de *feedforward*, [44].

Como já visto, a operação correta deste circuito é fortemente dependente do desempenho dos acopladores C_3 e C_4 . Foi visto, também, que o grau de redução nos níveis dos produtos de intermodulação é determinado pelo cancelamento que ocorre no acoplador C_4 , cabendo ao acoplador C_3 o cancelamento dos sinais fundamentais, de forma a evitar que parte da potência útil de sinal seja cancelada em C_4 . Além disso, caso este cancelamento das fundamentais não seja eficaz, o nível elevado de potência que entrará no amplificador auxiliar será tal que poderá levá-lo próximo à saturação, gerando intermodulações adicionais.

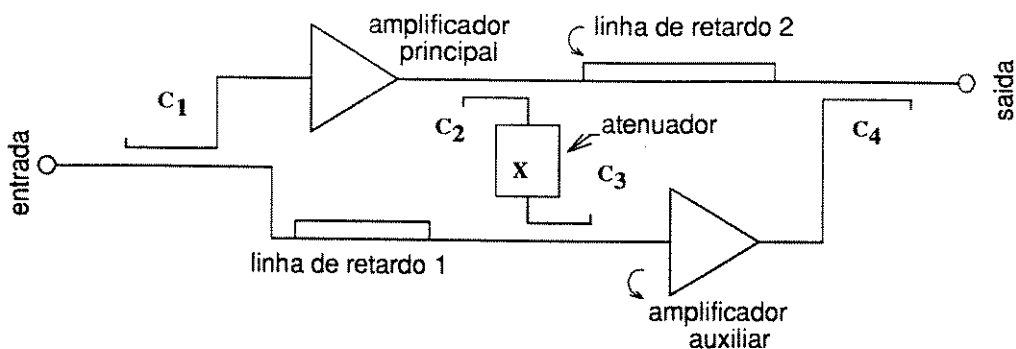


Figura 4.3.1: Um amplificador operando com *feedforward*.

A seguir, será apresentado, de forma didática, o efeito das imperfeições nas equalizações do módulo e da fase entre os amplificadores e as linhas de retardo. Considere-se a subtração de duas senóides, de diferentes amplitudes e fases, em um acoplador, para uma dada frequência. Estas senóides representam os sinais dos dois "braços", o principal e o auxiliar.

Após a subtração, tem-se:

$$resíduo = V_1 \cos \omega t - V_2 \cos(\omega t + \theta) \quad (4.3.1)$$

$$= (V_1 - V_2 \cos \theta) \cos \omega t + V_2 \sin \theta \sin \omega t \quad (4.3.2)$$

e, portanto,

$$|resíduo| = [(V_1 - V_2 \cos \theta)^2 + V_2^2 \sin^2 \theta]^{1/2} \quad (4.3.3)$$

ou seja, o *grau de cancelamento* é dado por:

$$|resíduo|/V_2 = [(V_1/V_2 \cdot \cos\theta)^2 + \sin^2\theta]^{1/2} \quad (4.3.4)$$

A Figura 4.3.2 representa graficamente a equação (4.3.4). Nela, o *grau de cancelamento* (CG) é apresentado, em decibel, como uma função da diferença de fase, θ (em graus) e da razão entre as amplitudes, V_1/V_2 (em decibel). Da figura, pode-se ver que um cancelamento de 20 dB requer, no casos extremos, aproximadamente 6° de defasamento máximo (*sem nenhum desbalanceamento de amplitude*) ou 1 dB de desbalanceamento de amplitude (*sem nenhum desbalanceamento de fase*), entre os dois caminhos. Estas especificações são exequíveis, tolerando-se desbalanceamentos de amplitude inferiores a 1 dB, de forma a serem aceitáveis desbalanceamentos de fase não-nulos, porém inferiores a 6 graus.

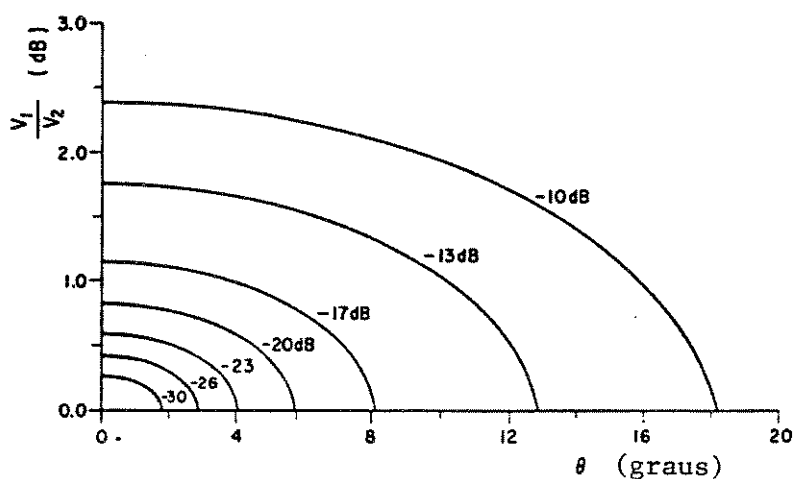


Figura 4.3.2: Representação gráfica da equação (4.3.4), [44].

4.4 EFEITOS DECORRENTES DO CANCELAMENTO NÃO-IDEAL

Na Seção 4.2 fez-se uma análise detalhada do comportamento dos sistemas *feed forward*, incluindo os efeitos decorrentes do cancelamento não-ideal dos produtos de intermodulação, no desempenho do sistema. Nesta Seção, esta análise será repetida, porém, sob uma forma mais conveniente para o projetista, uma vez que se valerá das simplificações que, na maioria das vezes, são possíveis no caso real, [44]. Assim, os acopladores serão considerados iguais entre si e caracterizados, simplesmente, em termos de seus fatores de acoplamento e de transmissão. Esta aproximação simplifica a análise e é razoável, uma vez que, na prática, conseguem-se facilmente dispositivos cujas características de transmissão, acoplamento, diretividade e perdas de retorno nas portas, são quase idênticas.

A Figura 4.4.1 apresenta um amplificador operando com *feed forward*, onde o ganho (ou perda) de cada elemento formador do circuito é explicitado. O coeficiente de transmissão dos acopladores é $T_c(j\omega)$ e o fator de acoplamento é $C(j\omega)$.

É interessante observar, também, que o acoplador C_3 é um acoplador com defasagem, na porta acoplada, de 180° (ou seja, é um acoplador que faz a "subtração" do sinal acoplado). Os amplificadores têm ganhos $G_1(j\omega)$ e $G_2(j\omega)$, podendo, na prática, serem um pouco diferentes entre si. As linhas de retardo têm coeficiente de transmissão $T_L(j\omega)$, e o atenuador $A(j\omega)$.

Os diferentes níveis de sinal, em diversos pontos do circuito (S_i , S_1 , S_2 , e S_o), estão indicados na Figura 4.4.1. O sinal de saída do amplificador principal, $S_1(j\omega)$, é dado por:

$$S_1 = C G_1 S_i \quad (4.4.1)$$

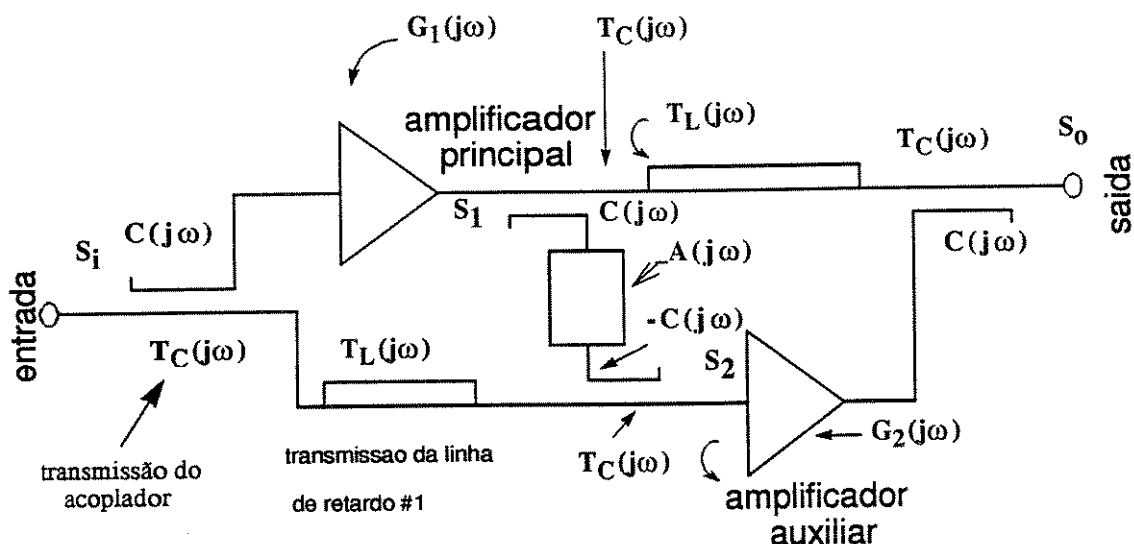


Figura 4.4.1: Um amplificador operando com *feedforward*, onde o ganho (ou perda) de cada elemento formador do circuito é explicitado, [44].

onde todas as quantidades na equação (4.4.1) são fasores, assim como os são nas equações apresentadas a seguir.

O sinal à entrada do amplificador auxiliar é expresso por:

$$S_2 = T_c^2 T_L S_i - C^2 A S_1 \quad (4.4.2)$$

Substituindo-se (4.4.1) em (4.4.2), tem-se que:

$$S_2 = (T_c^2 T_L - C^3 A G_1) S_i \quad (4.4.3)$$

O sinal de saída é dado por:

$$S_o = T_c^2 T_L S_1 + C G_2 S_2 \quad (4.4.4)$$

Substituindo-se (4.4.1) e (4.4.3) em (4.4.4), obtém-se:

$$S_o = (T_c^2 T_L C G_1 + T_c^2 T_L C G_2 - C^4 A G_1 G_2) S_i \quad (4.4.5)$$

Portanto, o ganho total do sistema é dado por:

$$G = S_o / S_i = T_c^2 T_L C G_1 + T_c^2 T_L C G_2 - C^4 A G_1 G_2 \quad (4.4.6)$$

A equação (4.4.6) permite que se examine a influência do cancelamento não ideal, nas malhas, sobre o ganho do sistema.

Para que haja cancelamento perfeito na primeira malha, é necessário que:

$$T_c^2 T_L = C^3 A G_1 \quad (4.4.7)$$

Substituindo-se (4.4.7) em (4.4.6) obtém-se:

$$G = T_c^2 T_L C G_1 \quad (4.4.8)$$

onde, à semelhança do resultado apresentado na Seção 4.2, demonstra-se que o ganho do sistema é independente do valor do ganho G_2 , quando a malha de entrada está perfeitamente equilibrada. Isto é intuitivamente razoável, uma vez que o amplificador auxiliar (ou *de erro*), sob esta condição, não é excitado por nenhuma fração de potência dos sinais fundamentais.

Observe-se, agora, o caso no qual a segunda malha esteja perfeitamente equilibrada: nesta condição, consegue-se eliminar completamente toda e qualquer distorção (intermodulação) do amplificador principal, G_1 . Observando-se a Figura 4.4.1 vê-se, facilmente, que para a obtenção deste equilíbrio é necessário que:

$$T_c^2 T_L = C^3 A G_2 \quad (4.4.9)$$

ou seja, o ganho do sistema é agora independente do ganho do amplificador principal, G_1 . Isto é importante, uma vez que, devido às dispersões dos parâmetros dos componentes do sistema (em especial, dos semicondutores), uma flutuação no ganho de transdução deve ser esperada, inerente à fabricação em série dos amplificadores de potência. Entretanto, é importante notar que, se o valor do ganho se afastar do valor nominal, o ganho do sistema pode ser mantido constante pelo amplificador auxiliar, G_2 . Isto é feito através da amplificação dos sinais fundamentais, colocados à sua entrada, seguida pela rejeição no acoplador de saída, de forma a corrigir o ganho.

Portanto, é desejável que o amplificador principal tenha algum tipo de malha de realimentação de ganho (*controle automático de ganho*), caso já se espere uma dispersão significativa nos ganhos das unidades a serem produzidas. Isto, para evitar que o amplificador auxiliar comece a operar com um nível elevado de potência de sinal, aproximando-se da saturação, e portanto, gerando produtos adicionais de intermodulação.

Substituindo-se (4.4.9) em (4.4.6), tem-se:

$$G = T_c^2 T_L C G_2 \quad (4.4.10)$$

Substituindo-se, agora, (4.4.9) em (4.4.10) chega-se à expressão para o ganho total do sistema:

$$G = (T_c^4 T_L^2) / (C^2 A) \quad (4.4.11)$$

É interessante notar que, substituindo-se (4.4.7) em (4.4.8), chega-se também à equação (4.4.11). Isto quer dizer que *a expressão do ganho total do sistema é a mesma, independentemente de se apenas uma ou se ambas as malhas estão equilibradas*. Os resultados recém-apresentados são ilustrados graficamente na Figura 4.4.2.

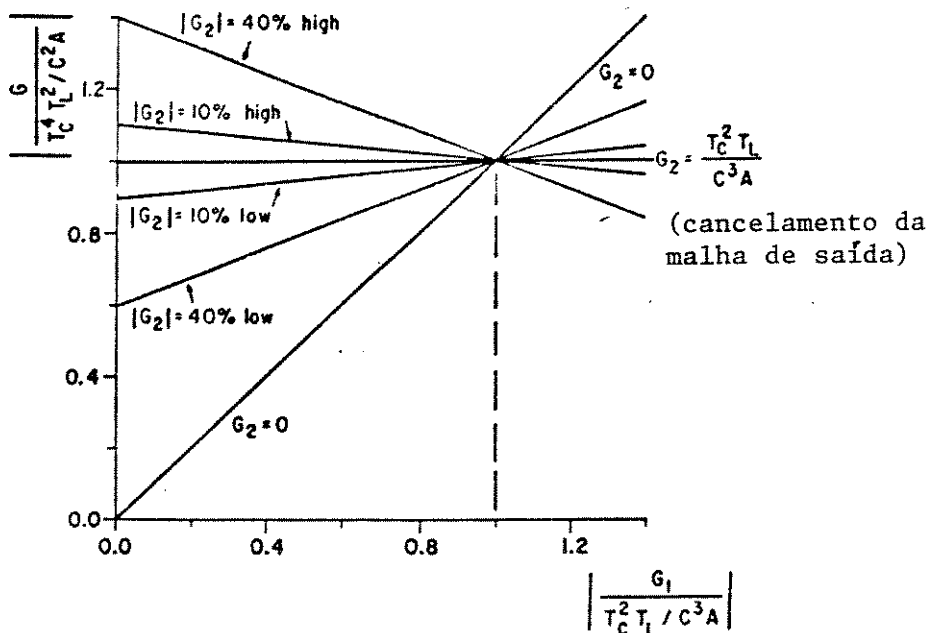


Figura 4.4.2: Simulação do ganho total versus o ganho do amplificador principal, para vários graus de cancelamento da malha de saída; [40].

Nesta Figura, o módulo do ganho normalizado do sistema (*total*), dado por $|G / [T_c^4 T_L^2 / (C^2 A)]|$, e calculado a partir de (4.4.6), é

representado como uma função de $|G_1/[T_c^2 T_L/(C^3 A)]|$, ou seja, $|G_1/G_2|$, tendo G_2 como parâmetro. Este comportamento do ganho total do sistema, em função da relação entre G_1 e G_2 , deve-se ao fato do braço auxiliar influir no ganho total do sistema, quando as malhas estão desbalanceadas. Para se entender como ocorre esta dependência, observe-se que quando a primeira malha está desbalanceada, o cancelamento das frequências fundamentais não é total. Assim, esta potência não-nula é injetada na segunda malha, amplificada pelo amplificador auxiliar e, finalmente, reinjetada no braço principal do sistema amplificador, alterando o seu ganho total. Analogamente, caso o ganho do amplificador auxiliar seja excessivo, haveria uma sobrecompensação do ganho do amplificador principal, afetando também o ganho total do sistema. Note-se que para a análise desta Figura, considerou-se que as malhas de entrada e saída estavam equilibradas em fase, ou seja (a partir das equações 4.4.7 - 4.4.9):

$$\angle G_1 = \angle G_2 = \angle T_c^2 T_L / (C^3 A) \quad (4.4.12)$$

Observando-se a Figura 4.4.2, fica claro que se a malha de entrada estiver equilibrada, ou seja, se $G_1 = T_c^2 T_L / (C^3 A)$, o ganho total do sistema será independente de G_2 , e dado por $G = (T_c^4 T_L^2) / (C^2 A)$. Se a malha da saída estiver equilibrada, ou seja, se $G_2 = (T_c^2 T_L) / (C^3 A)$, então o ganho do sistema é independente de G_1 , igualando-se a $(T_c^4 T_L^2) / (C^2 A)$.

Na Figura 4.4.2 também são apresentadas curvas de $|G_2|$, para seus valores menores e maiores do que o valor dado por (4.4.9), ainda considerando-se a condição dada por (4.4.12). Estas curvas possibilitam observar a sensibilidade do módulo do ganho, $|G|$, a variações no módulo do ganho, G_1 , do amplificador principal, para pequenos desequilíbrios (desbalanceamentos) da malha de saída. Pode-se observar que $|G|$ varia linearmente com $|G_1|$, e que, 10% (dez por cento) de variação em $|G_1|$ altera $|G|$ em apenas 1 por cento, para valores de $|G_2|$ dez por cento acima ou abaixo do valor crítico [dado pela equação (4.4.9)].

Conclui-se daí que o ganho total do sistema é altamente desensibilizado a variações do ganho do amplificador principal, para cancelamentos iguais ou maiores do que 20 dB na malha da saída, [44].

CAPÍTULO V

AMPLIFICADORES COM *FEEDFORWARD*: IMPLEMENTAÇÕES

5.0 APRESENTAÇÃO

Neste Capítulo serão apresentadas algumas alternativas para a implementação de amplificadores empregando a técnica de *feed forward*. Ênfase especial será dada a duas topologias, por consistirem-se em contribuições originais do autor. Como estas contribuições utilizam-se de componentes ou estruturas pouco usuais, ou até mesmo inéditas, iniciar-se-á este capítulo com uma descrição sucinta delas, visando facilitar sua compreensão ao leitor deste trabalho. Para o leitor que deseje aprofundar seus conhecimentos quanto aos dispositivos e estruturas que serão apresentadas, recomenda-se a leitura das referências sugeridas.

5.1 BALUNS

Há, freqüentemente, necessidade de se construir estruturas que façam a adaptação de uma linha de transmissão (ou circuito) *balanceada*, ou seja, com anti-simetria de corrente ou de tensão em seus condutores (ou portas), com uma *desbalanceada* (linha "viva" em relação a um plano-terra). Para adaptações em banda-estreita de freqüências, existem várias alternativas simples. A mais fácil delas constitui-se na divisão simétrica, em dois ramos, do sinal oriundo da linha desbalanceada, sendo um dos ramos (de comprimento elétrico θ) conectado a um dos terminais da linha balanceada e o outro ramo, de comprimento elétrico $\theta + \pi$, conectado ao outro terminal, conforme mostrado na Figura 5.1.1(a).

À medida que a banda de freqüências de operação aumenta, há

necessidade de estruturas progressivamente mais complexas, envolvendo diferentes tipos e comprimentos de linhas de transmissão [45]. Assim, para operação em banda-larga, ou seja, tipicamente aquelas superiores a 20%, torna-se necessário o uso de estruturas especialmente criadas para este fim. Tais estruturas são usualmente denominadas *Baluns*, acrônimo de *Balanced to Unbalanced* (balanceado para desbalanceado, em inglês). Dentre elas, a mais simples consiste em uma linha de transmissão afilada (*tapered*), cuja geometria migra de uma microfita com plano-terra (*microstrip*) para uma linha balanceada simétrica, ao longo de um quarto-de-onda, Figura 5.1.1(b). O seu princípio de funcionamento é simples: A microfita tem, progressivamente, o seu plano terra estreitado. Isto acarreta dois efeitos - um menor confinamento dos campos elétrico e magnético, bem como o aumento da impedância característica, decorrente da progressiva diminuição da capacitância por unidade de comprimento da linha de transmissão. Este menor confinamento é inerente à linha balanceada de duas fitas, podendo-se manter constante a impedância característica alargando-se, adequadamente, a largura da fita.

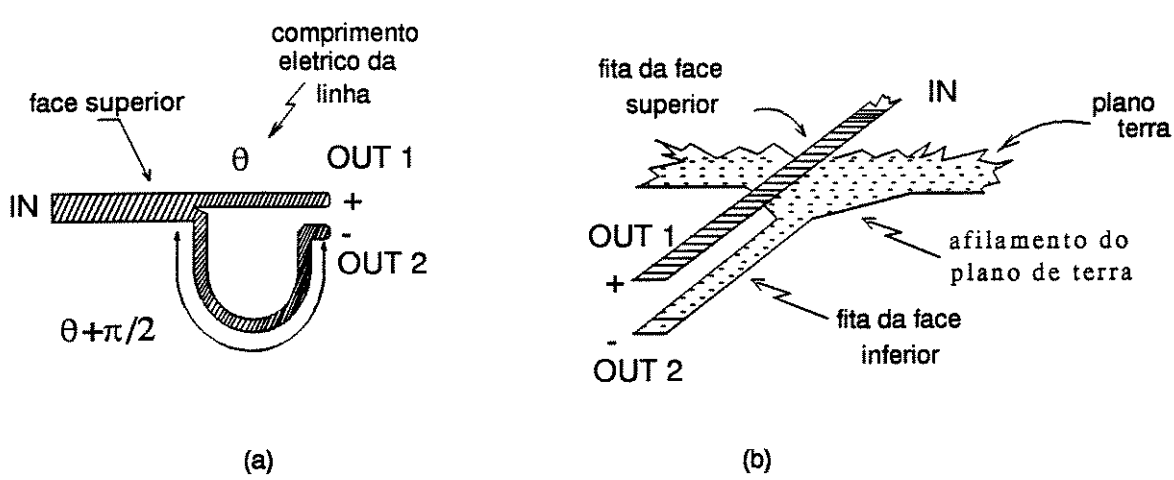


Figura 5.1.1: Dois exemplos de adaptadores de linha desbalanceada para linha balanceada: (a) Defasamento por linha de transmissão; (b) por *Balun*.

A obtenção da geometria ótima pode ser determinada por métodos numéricos, em função da banda de operação e dos níveis de impedância desejados, uma vez que pode-se usar uma estrutura deste tipo para, simultaneamente, alterarem-se os níveis de impedância e adaptar-se uma linha desbalanceada a uma balanceada. É interessante notar, que a $\lambda/4$ do curto-circuito, devido ao plano-terra, tem-se um circuito-aberto, ou seja, a extremidade balanceada desta estrutura não "vê" nenhuma condição de contorno imposta pelo plano-terra da extremidade desbalanceada. Portanto, para frequências tais que o comprimento elétrico da estrutura seja maior que um quarto-de-onda, tem-se o modo TEM balanceado. É fácil depreender que este *balun* tem seu desempenho limitado inferiormente em frequência, ou seja, para frequências baixas. Ele costuma ser bastante utilizado acima de 2 GHz (ex. *baluns* para misturadores de frequências, [46]). Devido à sua simplicidade e pequenas dimensões (quarto-de-onda), constitui-se em boa opção para aplicações que dispensam resposta em baixas-frequências. Para aplicações banda-larga, incluindo baixas-frequências, os *baluns* mais indicados são os que se valem de transformadores com linhas de transmissão. A utilização, pura e simples, de transformadores convencionais não é viável, por dois fatores: limitações quanto à capacidade de responder às altas-frequências, devido à indutância dos enrolamentos, e a incapacidade de operar com grandes níveis de potência, devido à saturação do núcleo magnético do transformador, [45]. Como um exemplo muito comum destes dispositivos, tem-se os adaptadores 300/75 ohms, para antenas de receptores de televisão. Estas limitações são praticamente inexistentes nos *baluns* com linhas de transmissão. Neles, a energia é transmitida à saída, principalmente por um modo de linha de transmissão (na maioria das vezes, *quase-TEM*), ao invés de por acoplamentos de fluxos magnéticos. Com isto, evita-se a saturação do núcleo. Também, a indutância é minimizada, uma vez que o campo magnético fica preferencialmente confinado entre os dois condutores da linha de transmissão. A indutância por unidade de

comprimento é compensada pela capacitância por unidade de comprimento na linha de transmissão. Portanto, assim com acontece com uma linha de transmissão TEM ideal, a resposta em frequência seria ilimitada superiormente. Na prática, porém, pequenas reatâncias parasitas começam a comprometer o desempenho da estrutura, à medida que a frequência de operação aumenta, tornando finito o limite superior de operação como *balun*, [45]. No caso de *baluns* sem transformação do nível de impedância, ou seja, 1:1, a impedância de entrada é a mesma que a da linha de transmissão que o constitui, dada por:

$$Z_{in} = Z_0(Z_L + jZ_0 \tan \beta l) / (Z_0 + jZ_L \tan \beta l) \quad (5.1.1)$$

onde:

Z_0 = impedância característica da linha de transmissão; Z_L = impedância da carga; l = comprimento da linha de transmissão; $\beta = 2\pi/\lambda$, é a constante de fase; λ é o comprimento de onda efetivo, na linha de transmissão (ou seja, o comprimento de onda guiado).

Pela equação 5.1.1 é fácil ver que mesmo quando o comprimento de linha de transmissão que compõe o *balun* é menor que um quarto-de-onda, porém, com Z_L menor que Z_0 , ambas as impedâncias reais, a parte real da impedância de entrada será maior que a da impedância da carga Z_L . O reverso também vale. Esta variação na relação de transformação do *balun* torna-se mais aparente quando o comprimento da linha de transmissão torna-se maior que $0,1 \lambda$ (um décimo do comprimento de onda). Estudos práticos desenvolvidos no CPqD-TELEBRÁS indicaram, como comprimento ótimo para *baluns* bifilares, 0,07 do comprimento de onda.

O núcleo em torno do qual a linha de transmissão (bifilar ou trifilar) é enrolada costuma ser de ferrita, [47], devido à sua alta permeabilidade magnética. Ele tem como principal função, evitar a propagação do *modo-*

comum (modo par). Observe-se que, no modo comum, inexistente o modo de linha de transmissão (que é ímpar). Com isto, há fluxo magnético no núcleo (geralmente um toróide) e, portanto, alta-impedância (devido à alta indutância apresentada pelas espiras que constituem o *balun*), [47].

Nos *baluns* com linha de transmissão, a limitação de potência deve-se a dois fatores: a capacidade de corrente dos condutores metálicos e a espessura e rigidez dielétrica do material dielétrico presente entre os condutores (para que não surja um arco-voltáico entre eles), [45]. De especial interesse, no presente caso, são os *baluns* 1:1, ou seja, aqueles nos quais os níveis de impedância da porta balanceada e da desbalanceada são iguais. Isto, por duas razões, a saber: mantém-se o nível de 50 ohms, padrão para os circuitos de microondas e, também, por poderem ser usados como simples inversores de 180°. Observe-se que, se conectarmos ao *terra* um dos terminais da porta balanceada, a estrutura torna-se uma do tipo *desbalanceada-para-desbalanceada*. Observe-se que, dependendo de qual terminal for conectado, tem-se ou não uma inversão de 180° do sinal, conforme mostrado nas Figuras 5.1.2, (a) e (b).

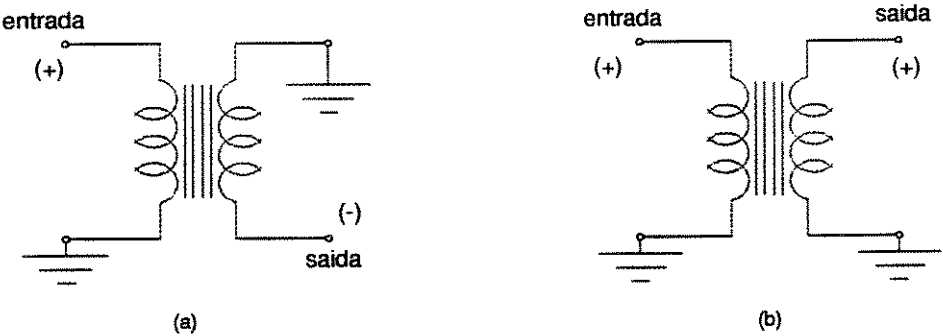


Figura 5.1.2: *Balun* usado: (a) como *Inversor*; (b) como *Não-Inversor*.

Devido a isto, e também, pela capacidade de operação em banda-larga

(característica esta fundamental para equipamentos de comunicações ópticas), optou-se, neste trabalho, por se usar *baluns* montados como inversores, utilizando estruturas bifilares e núcleo de ferrita. A Figura 5.1.3 apresenta a estrutura projetada, indicando, também, as especificações do núcleo de ferrita empregado. Foram construídos dois *baluns*, ambos com núcleos de ferrita: o primeiro, montado como uma estrutura banda-larga inversora de fase, e, o segundo, de construção idêntica à primeira, apenas montado de forma a ser não-inversor.

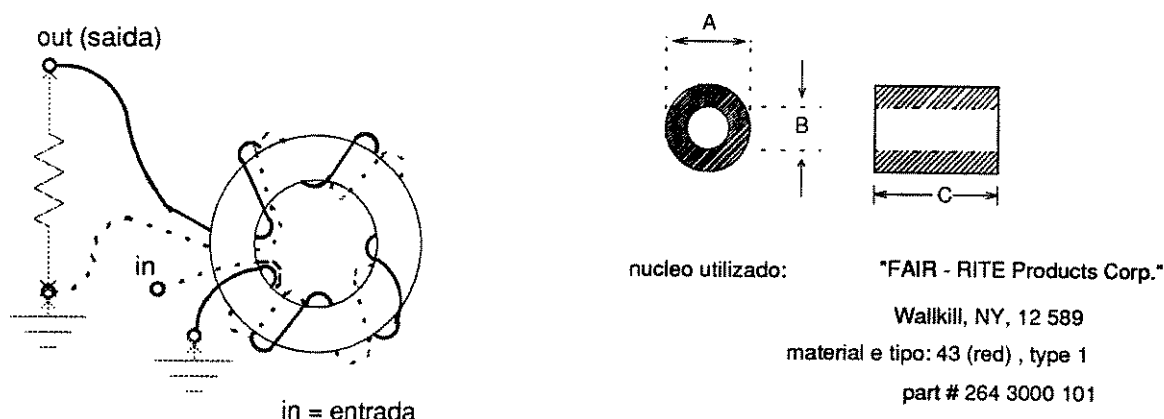


Figura 5.1.3: O *Balun* projetado, e as especificações do núcleo de ferrita utilizado .

Esta estrutura não-inversora, aparentemente sem nenhuma utilidade prática, uma vez que não altera o nível de impedância e mantém entrada e saída desbalanceadas, é necessária sempre que for importante a *diferença* de fase entre duas malhas, ao invés da *fase* absoluta em si. A

inclusão desta estrutura *dummy* (aparentemente "sem função") visa manter a antissimetria de fase, compensando o comportamento não-ideal da estrutura inversora, uma vez que ambas são construídas identicamente - sendo, apenas, montadas de forma invertida. A Figura 5.1.4 apresenta as fases (medidas) na saída das duas estruturas, inversora e não-inversora. A escala apresentada é de 30°/divisão. Notar que a diferença de fase de 180° é mantida, praticamente, de 45 MHz [limitação do equipamento de medidas, HP8757 B (analisador escalar de redes)] até 2,6 GHz. As Figuras 5.1.5 e 5.1.6 apresentam as perdas de retorno medidas, para a estrutura inversora e não-inversora, respectivamente (escala de 10 dB/div). As Figuras 5.1.7 e Figura 5.1.8 apresentam suas perdas de inserção.

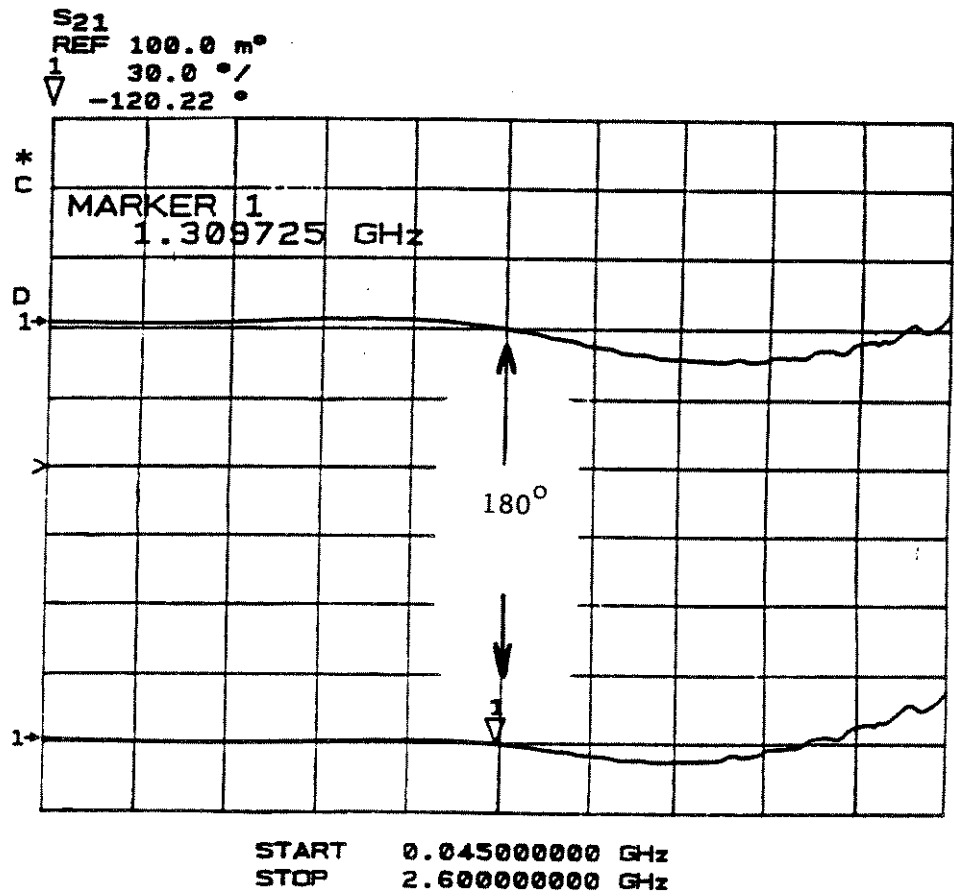


Figura 5.1.4: Diferença de fase (medida) entre a estrutura inversora e a não-inversora.

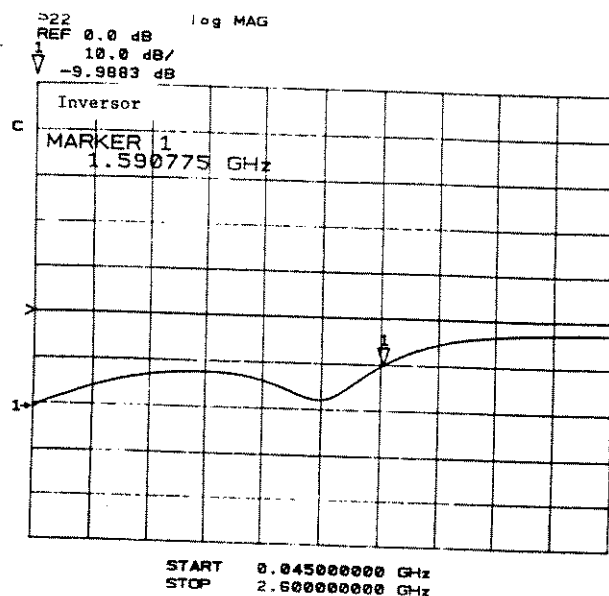


Figura 5.1.5: Perda de retorno (medida) do Inversor.

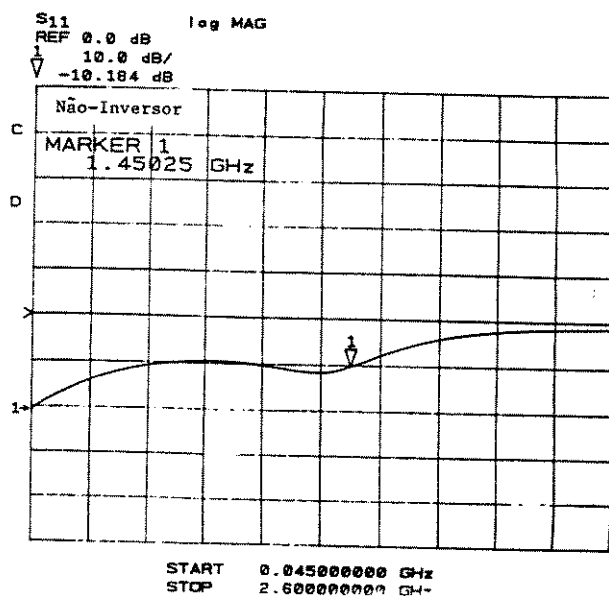


Figura 5.1.6: Perda de retorno (medida) do Não-Inversor.

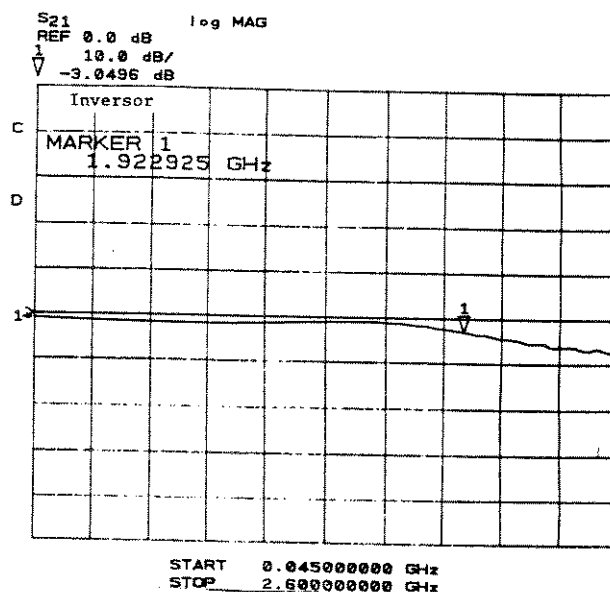


Figura 5.1.7: Perda de inserção da estrutura inversora.

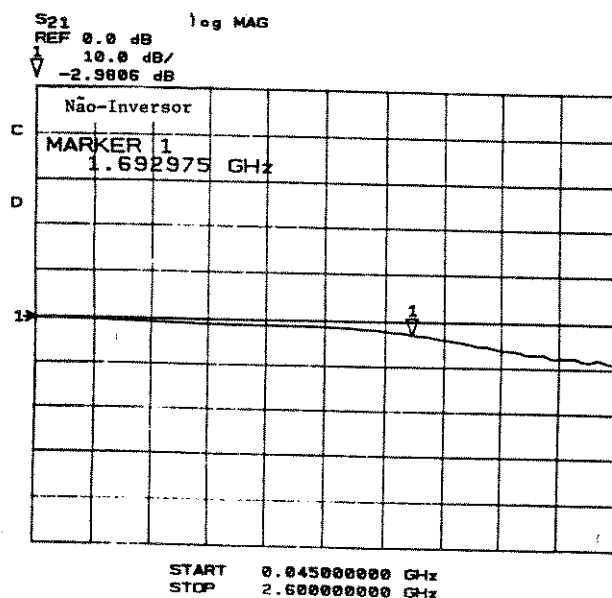


Figura 5.1.8: Perda de inserção do não-inversor.

O inversor apresentou resposta de frequência um pouco melhor do que a estrutura não-inversora: 1,59 GHz para 10 dB de perda de retorno, contra 1,45 GHz. Este comportamento já era esperado, uma vez que há maior desacoplamento entre a entrada e a saída no caso da estrutura inversora: Na não-inversora, um dos enrolamentos tem ambas as extremidades curto-circuitadas. Mesmo assim, a diferença é pouco significativa, para a aplicação que se deseja neste trabalho - defasagem relativa de 180° . Desempenho equivalente acontece quanto às perdas de inserção: A estrutura inversora tem 3 dB de perda em 1,92 GHz, enquanto que a estrutura não-inversora tem esta perda já em 1,69 GHz. Os resultados medidos são apresentados nas Figuras 5.1.7 e 5.1.8, para as estruturas inversora e não-inversora, respectivamente. Como veremos mais adiante, a resposta em frequência destas estruturas define, praticamente, a banda de operação do amplificador linearizado projetado. Outras estruturas defasadoras são possíveis, conforme discutir-se-á posteriormente. Porém, não apresentam respostas adequadas a baixas-freqüências. De especial interesse para aplicações em banda-larga, ainda que sem boa resposta em baixas-freqüências, são as estruturas que utilizam linhas de fenda (*slotlines*), [48, 49, 50]. Este tipo de linha é inerentemente balanceado, não permitindo a propagação de modo-comum (*desbalanceado*). Devido a sua importância, a próxima Sub-Seção é dedicada a ela.

À luz do que foi visto nesta Seção, vê-se que um item de interesse para trabalhos futuros é o desenvolvimento de um *balun* que combine as vantagens daqueles que operam em altas-freqüências (até algumas dezenas de gigahertz), com as vantagens daqueles que usam ferritas e linhas de transmissão bifilares.

5.1.1 *Baluns com Linhas de Fenda*

Para se entender as aplicações de linhas de fenda como *baluns*, é necessário que se compreenda não apenas as características básicas desta linha de transmissão, como, também, as características das transições microfita-linha de fenda (*microstrip-slotline*). Como será mostrado um

pouco mais adiante, ainda nesta Sub-Seção, estas transições são especialmente importantes para a formação de estruturas inversoras. A linha de fenda é uma estrutura planar de transmissão para microcircuitos de microondas, proposta primeiramente por Seymour B. Cohn, em 1968. Sua configuração básica e principais parâmetros de projeto são mostrados na Figura 5.1.1.1. Esta linha de transmissão é formada, basicamente, por uma fenda estreita ("slot", em inglês) no filme condutor de uma das faces do substrato dielétrico, sendo a outra face não metalizada. Se a permissividade do substrato dielétrico for suficientemente elevada (ϵ_r de 10 a 30, por exemplo), o comprimento de onda associado será menor que o do espaço livre, garantindo o confinamento dos campos numa região suficientemente próxima à fenda, minimizando a radiação. Representa, portanto, uma opção a mais para a realização de microcircuitos de microondas. A sua integração a um circuito que utilize microfitas é fácil, uma vez que a linha de fenda pode ser realizada no plano-terra deste circuito. Algumas facilidades de projeto decorrem desta combinação de tipos de linha de transmissão, uma delas sendo o defasador 180° banda-larga, que será apresentado adiante.

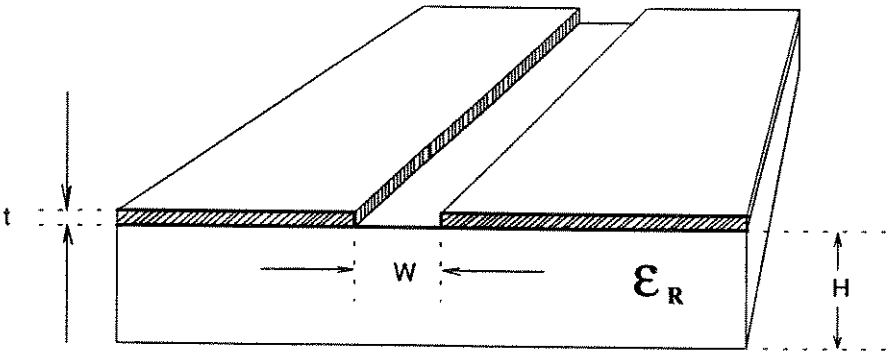


Figura 5.1.1.1: A *Linha de Fenda* e os seus principais parâmetros de projeto.

Além disto, alguns elementos de circuito de difícil, senão impossível, fabricação na tecnologia de microfitas (como, por exemplo, tocos série; curto-circuitos, em substratos cerâmicos; linhas de impedância acima de 200 ohms), podem ser incorporados aos circuitos, via estruturas em linhas de fenda. Nestas, a onda se propaga ao longo da linha com a componente máxima de campo elétrico orientada normal à fenda, no plano do substrato. Portanto, existe uma diferença de potencial entre as bordas da fenda, onde a densidade de corrente é máxima. Isto é especialmente conveniente para a conexão de elementos em paralelo, tais como diodos, resistores e capacitores. O campo magnético é perpendicular ao campo elétrico, sendo que, no ar, as linhas de campo emergem e retornam à fenda em intervalos de $\lambda/2$. Na Figura 5.1.1.2 temos as distribuições de campo e corrente. O modo propagante dominante é o HE_{01} , aproximadamente TE (conseqüentemente, não-TEM). Porém, diferentemente dos guias de onda convencionais, não existe frequência de corte, uma vez que a linha de fenda possui dois condutores. Esta afirmação nem sempre é verdadeira, uma vez que, por conveniência, freqüentemente se curto-circuitam as bordas do trecho de linha de fenda utilizado, ao se fixar o substrato na caixa metálica do circuito. As expressões de análise da "impedância característica" (*entre aspas, por ser uma aproximação, uma vez que a linha é significativamente dispersiva*) e para o comprimento de onda guiado, podem ser obtidas em [52] e [53]. *As expressões de síntese foram uma contribuição do autor deste trabalho*, tendo sido publicadas no 2^a SBT [54]. Assim, uma forma direta de se fazer um *balun* seria através de uma única transição microfita/linha de fenda, [48*, 49*, 50]. O único problema, eventualmente relevante, seria a inversão na face do circuito: a porta desbalanceada estaria gravada no plano superior do substrato, enquanto que a balanceada estaria gravada no plano inferior.

*Obs.: As referências [48] e [49] constam do Anexo III, "Trabalhos Publicados pelo Autor Usados como Referências". Por esta razão, não repetiremos sua análise nesta Sub-Seção.

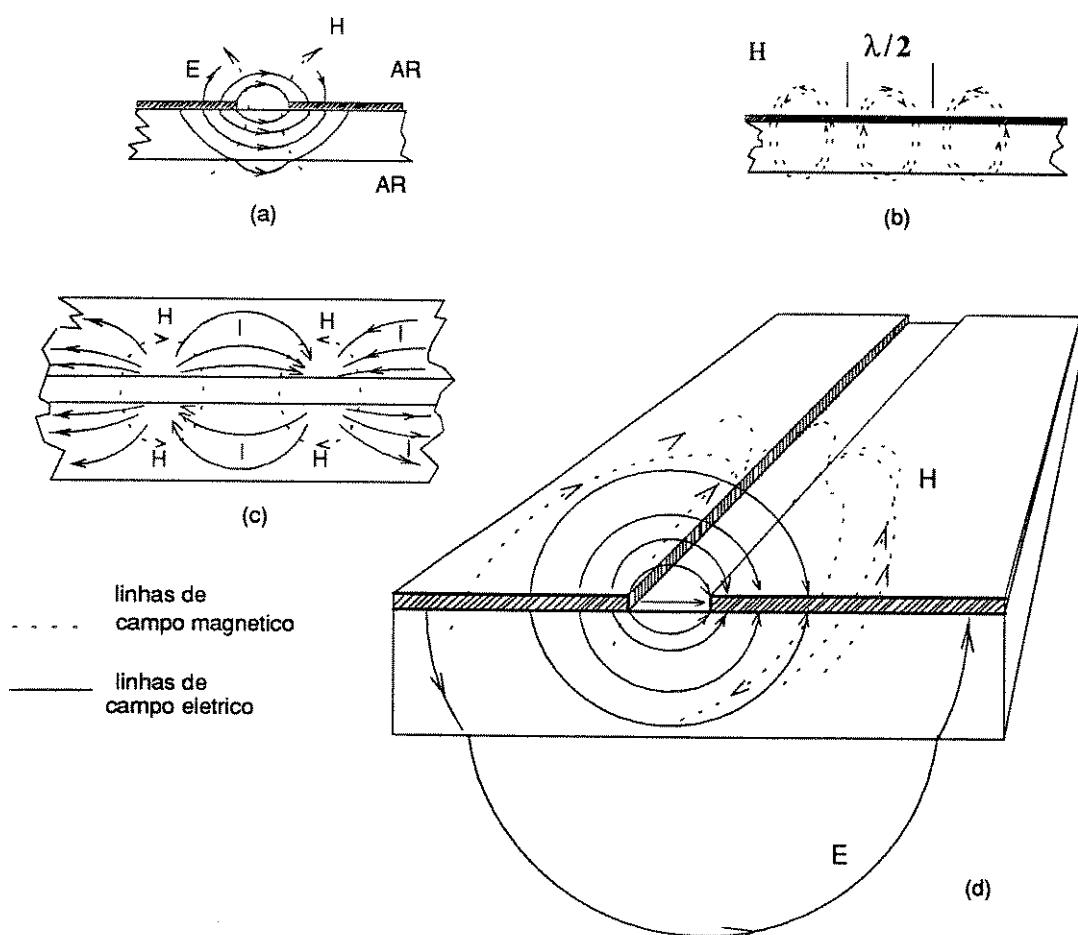


Figura 5.1.1.2: Distribuições de campo e corrente da linha de fenda: (a) - Distribuição de campo, vista frontal; (b) - Linhas de campo magnético, vista longitudinal; (c) - Distribuição de corrente na metalização, vista de topo, (d) - Distribuição dos campos na linha de fenda.

Este detalhe não será perceptível caso este *balun* seja por si só um dispositivo, conectorizado. Porém, pode complicar ligeiramente a topologia (*layout*), quando usado como parte de um circuito maior. Uma solução, quase sempre possível, é a de se colocar duas microfita (no plano superior do substrato), conectadas às duas bordas da fenda da

linha de fenda, através de um furo metalizado (*via-hole*, atravessando o substrato). Um exemplo desta solução é apresentado na Figura 5.1.1.3. Há, pelo menos, duas outras soluções possíveis: A primeira, foi proposta por este autor, conjuntamente com o Eng^o. E.C.Reis, como uma proposta de *balun* para misturadores duplamente balanceados [55].

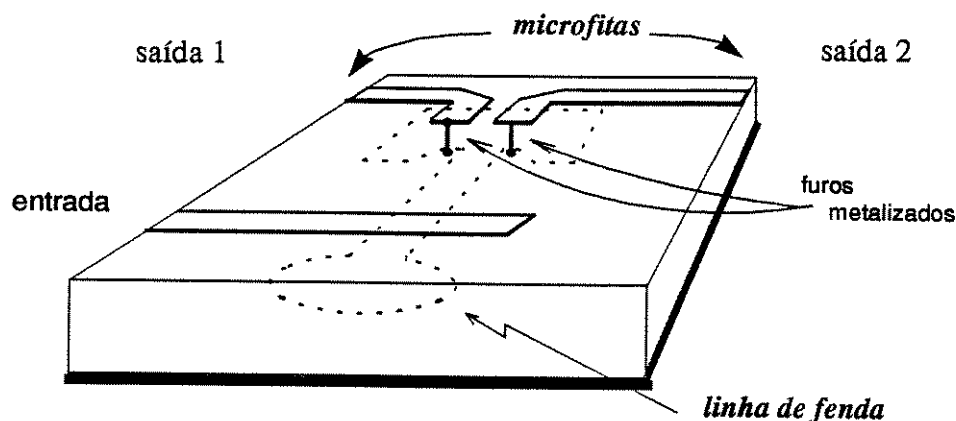


Figura 5.1.1.3: Uma opção para se conectar um *balun*, em *linha de fenda*, a um circuito em microfitas.

A estrutura apresentada em [55] tem, como principal vantagem, em relação aos *baluns* convencionais para microondas, oferecer uma derivação (*tap*) central, que funciona como *terra virtual* para a porta balanceada - o que é fundamental para a confecção de misturadores duplamente balanceados. Opera numa banda de frequências de aproximadamente 3 (três) oitavas. Porém, quando a existência de um *terra virtual* não é necessário, uma estrutura mais simples, também utilizando linhas de fenda, pode ser usada. Este é o caso de uma das implementações sugeridas mais adiante neste trabalho, para amplificadores linearizados por *feedforward*. Por esta razão, será discutida, com mais detalhes, a seguir.

Há duas maneiras de se conectar duas transições microfita-linha de fenda, de modo a formarem uma transição dupla:

A *primeira* delas seria com ambas as microfita cruzando a linha de fenda, procedentes de um mesmo lado da fenda. Neste caso, a defasagem entre o sinal incidente e o sinal que emerge na porta oposta é devida ao comprimento elétrico existente entre a entrada e a saída do circuito. Assim, pelo menos em uma análise simplificada, a transição não contribui com nenhuma defasagem adicional;

A *segunda*, seria com as microfita cruzando a linha de fenda, vindas de lados opostos da fenda. Neste caso, a transição dupla contribui com uma defasagem adicional de 180° , ou seja, inverte a fase relativa do sinal.

Este efeito pode ser explicado qualitativamente considerando-se a distribuição de campo associada à transição microfita-linha de fenda. Pela Figura 5.1.1.4, observa-se que o campo elétrico na microfita, na qual incide o sinal, é orientado segundo a direção e sentido (-y). Este campo excita a linha de fenda, sendo o campo elétrico, na fenda, na direção x. Na segunda transição, o campo elétrico da onda propagante (na linha de fenda) induz um campo elétrico na direção +y, na microfita de saída. Portanto, além da alteração de fase devida ao comprimento elétrico das linhas, tem-se que a orientação do campo elétrico muda de (-y) para +y, ou seja, 180° . Assim, caso seja necessário manter-se uma defasagem constante de 180° entre dois caminhos de sinal, tudo o que precisa ser feito é dividir-se o sinal (o que pode ser feito até por resistores, para operação em banda larga), sendo um percurso feito através de uma estrutura não-inversora e, o outro, através de uma estrutura inversora. Esta solução, porém utilizando *baluns* com núcleos de ferrita, foi utilizada no protótipo projetado, simulado, fabricado e medido, do amplificador linearizado. Há, na literatura [56], um trabalho no qual um inversor de pulsos, para lógica rápida, foi projetado e medido, usando esta tecnologia.

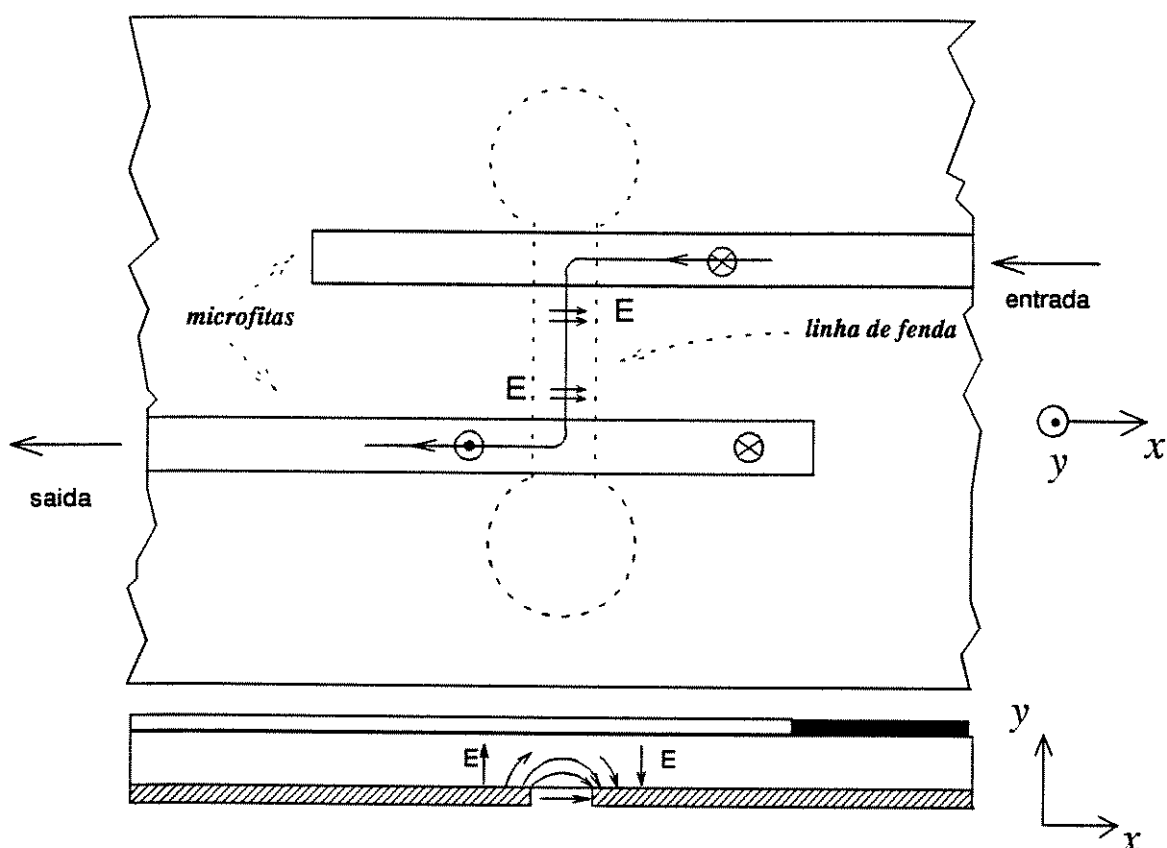


Figura 5.1.1.4: Uma transição dupla microfita-linha de fenda, montada como inversora de fase.

O resultado deste circuito é apresentado na Figura 5.1.1.5. Deve-se observar que as microfítas têm suas extremidades curto-circuitadas fisicamente às bordas da fenda. A linha de fenda é terminada, em cada extremidade, por circuitos-abertos obtidos pelo alargamento da fenda. A esta forma de obtenção de circuito aberto chamar-se-á de "aberto-físico", em contraposição ao circuito-aberto obtido a partir de um toco de linha de quarto-de-onda, terminado em curto-circuito.

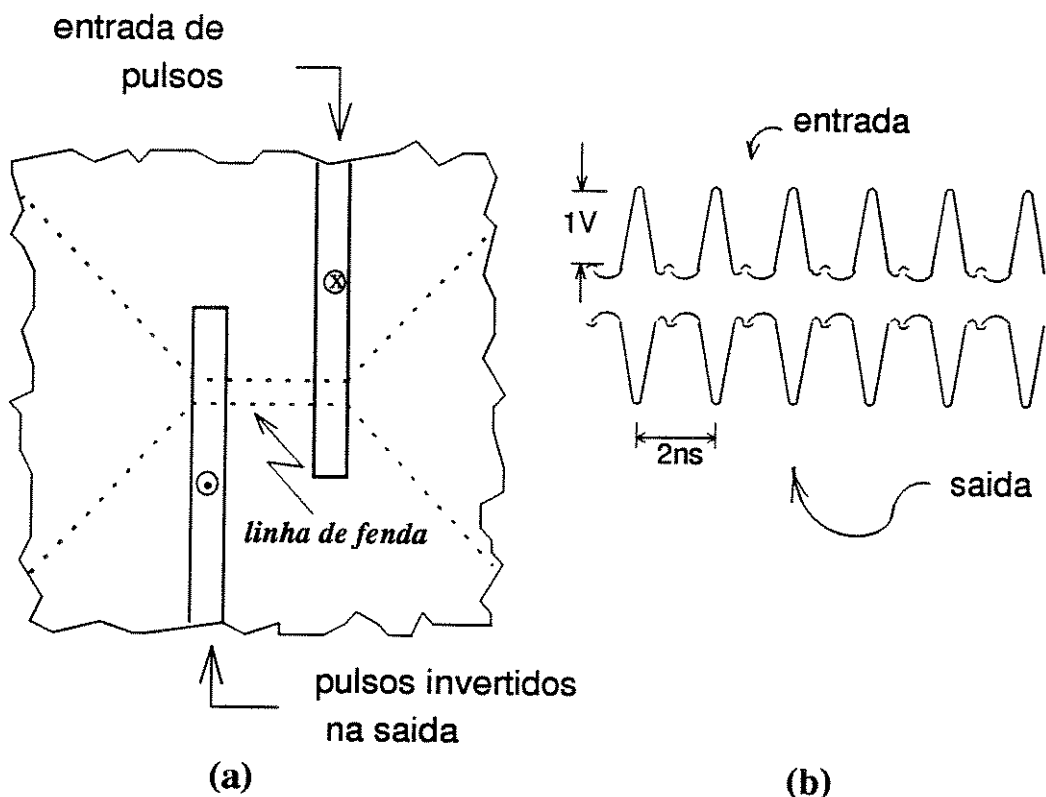


Figura 5.1.1.5: Resposta experimental de um inversor de pulsos com linha de fenda, [56]:
 (a) sua configuração; (b) resposta do circuito.

O curto e aberto físicos são as implementações que, obviamente, apresentam faixas mais largas de operação, por não implicarem em sintonia de fase. O autor caracterizou uma transição microfita-linha de fenda, com *curto* e *aberto* físicos, [50], cujos resultados são apresentados na Figura 5.1.1.6. Conforme mostrado, a transição realizada apresentou resultados bastante satisfatórios: taxa de onda estacionária (TOE) inferior a 1,2 na faixa de 4,8 GHz a 11,7 GHz, e TOE inferior a 1,9 em toda a banda de 2 GHz a 18 GHz.

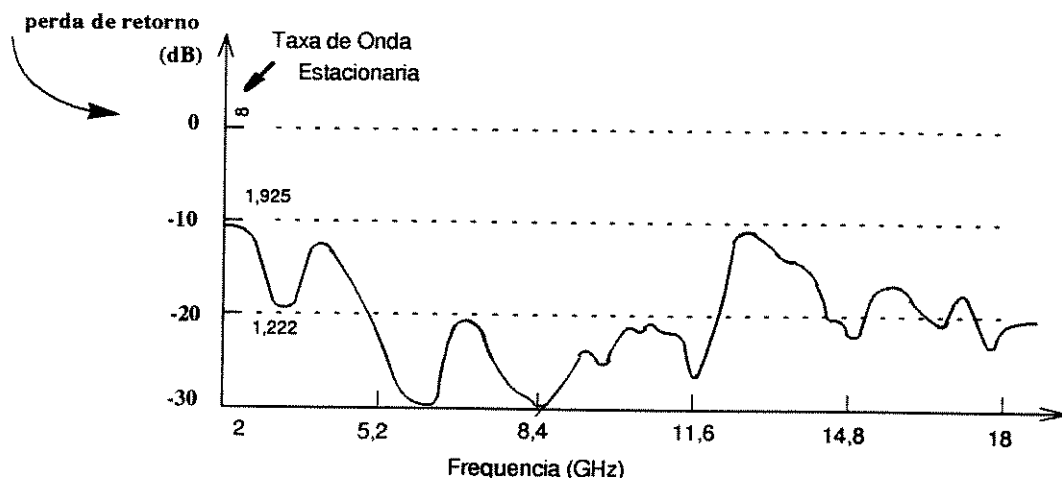


Figura 5.1.1.6: Perda de retorno (medida) de uma transição dupla microfita/linha de fenda, com "curto" e "aberto" físicos. Impedância da linha de fenda: 61,34 ohms; Substrato: 3-M Epsilam 10, com 0,635 mm de espessura; Comprimento entre as duas transições: 7,8 mm.

Vê-se, portanto, que a transição, em si, não se constitui uma limitação significativa quanto ao desempenho de uma estrutura inversora utilizando "slotline", exceto quanto à impossibilidade de operar em frequências tipicamente abaixo de 2 GHz [50]. Continuando esta análise de *baluns* com linhas de fenda, é importante dizer, que nos casos onde a faixa de operação não precisa ser multioitava, os *curtos* físicos podem ser substituídos por tocos radiais de linha de transmissão. Se, por um lado, isto simplifica a fabricação das transições (uma vez que não mais é necessário se furar o substrato dielétrico - o que é especialmente difícil no caso de substratos cerâmicos), por outro lado, complica o projeto, uma vez que não se dispõe de equações de síntese para os tocos

radiais. Uma forma de se contornar este problema foi proposta pelo autor em [56] e [57], através da proposição do toco em *Delta*. Estes *tocos* apresentam duas grandes vantagens em relação aos radiais: Processo direto de síntese (e análise) e maior banda de operação. Uma outra vantagem é o fato de se poder, *a priori*, se limitar a sua largura máxima, a partir da qual a linha de transmissão deixa de ser afilada, passando a ser uma linha de transmissão uniforme, de baixa impedância [57]. Este último fato é especialmente importante quando da elaboração da arte-final do circuito (*layout*). Uma transição deste tipo é apresentada na Figura 5.1.1.7.

Estas estruturas poderão se constituir em boa opção para a linearização de amplificadores de microondas, devido à sua simplicidade de construção (dispensam trabalho adicional para a sua fabricação, uma vez que são, exclusivamente, fotogravadas) e a sua estabilidade na manutenção da defasagem de 180° , desde que não se demande por resposta em baixas frequências.

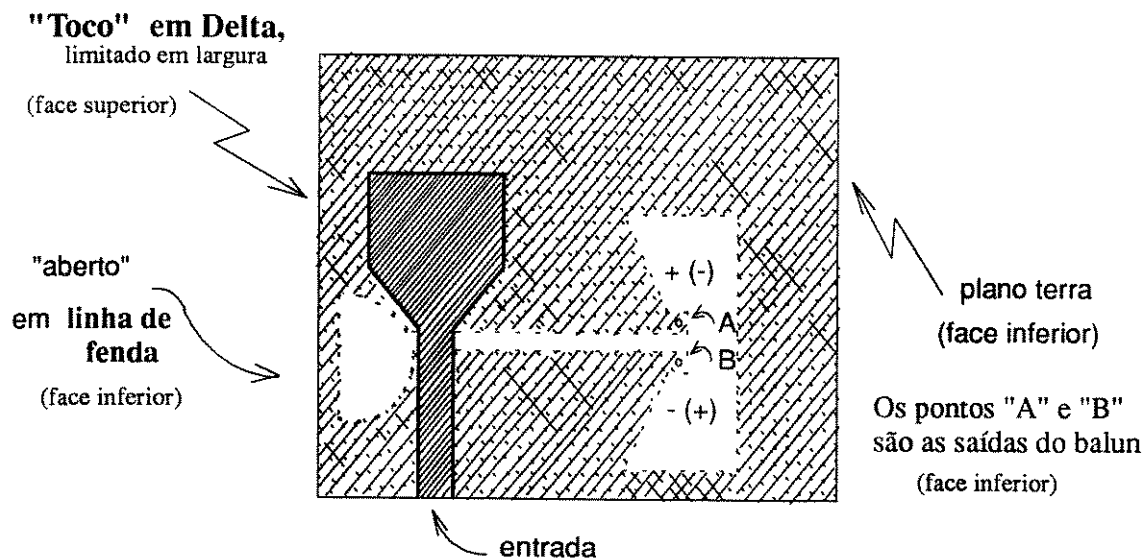


Figura 5.1.1.7: Uma transição microfita/linha de fenda com toco "Delta".

5.2 TRANSISTORES DE EFEITO DE CAMPO DE PORTA DUPLA

5.2.1 *Introdução*

Os transistores de porta dupla tem, progressivamente, se tornado uma opção vantajosa em uma série de aplicações, outrora atendidas por outros dispositivos. Na grande maioria das vezes, representam solução mais simples e confiável (pois, sozinho, substitui vários elementos de circuitos). Seu uso tornou-se relativamente comum, inicialmente, em aplicações de baixa-frequência (até algumas poucas centenas de megahertz). Com o aprimoramento das tecnologias de fabricação, ao final dos anos 80, os MESFETs de porta dupla, em arseneto de gálio, começaram a ser, também, usados na faixa de microondas. Sua aplicação mais conhecida é, justamente, a de interesse para linearização, por *feed forward*, de amplificadores: como amplificador de ganho controlado (como será explicado detalhadamente, na próxima Seção, quando se discutirão as formas de implementação desta técnica). Porém, são também de grande valia como misturadores [7], multiplicadores de frequências [58] e como defasadores [59], sendo também de interesse para algumas outras aplicações menos usuais, como, por exemplo, comutadores de alta-frequência (chaveamento de sinais). A forma mais comum de se fazer um amplificador de ganho controlado faz uso de, pelo menos, um par de diodos PIN e duas híbridas de 90° , compondo um atenuador variável eletricamente controlável. Este atenuador é colocado em série com o sinal, na entrada ou na saída do amplificador, dependendo da aplicação desejada para o amplificador. Existe farta literatura sobre esta técnica (diversas referências estão listadas na Referência [60]).

As principais vantagens em se utilizar o transistor de porta dupla são: redução drástica das dimensões físicas do circuito, uma vez que, além de se usar apenas um dispositivo semicondutor, também dispensam-se as híbridas (utilizadas nos atenuadores com diodos PIN, para manter o casamento de entrada e saída); menor consumo de corrente (em

relação ao atenuador PIN) e, por último, maior confiabilidade, devido ao menor número de componentes.

5.2.2 Geometria e Princípio de Operação

Na Figura 5.2.1 está a representação esquemática da seção transversal de um transistor de efeito de campo (FET) de porta dupla [60]. Um par de contactos ôhmicos (a fonte e o dreno) são depositados sobre uma fina camada epitaxial de GaAs, tipo N, que, por sua vez, foi depositada sobre uma camada isolante (ou sobre uma camada *buffer*).

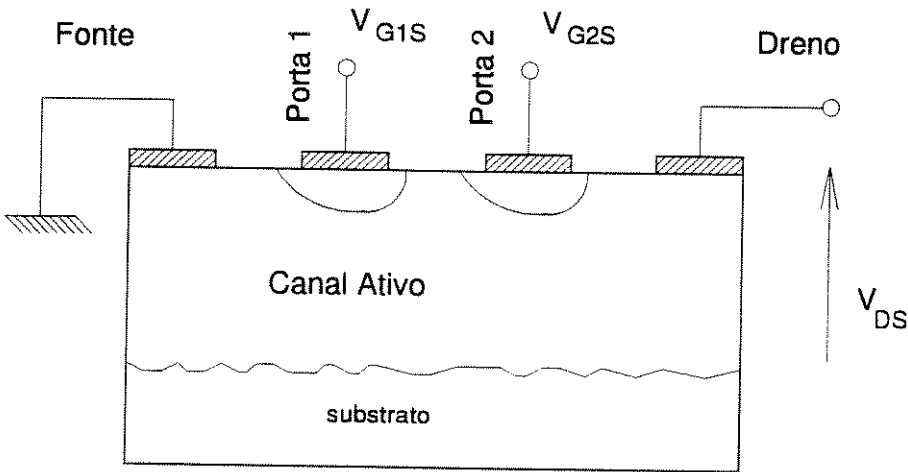


Figura 5.2.1: Representação transversal de um FET de porta dupla.

As duas portas constituem-se em barreiras Schottky, formadas entre os dois eletrodos ôhmicos (fonte e dreno).

Operacionalmente, os FETs de porta dupla comportam-se como se fossem válvulas tetrodo. Assim, ao levantarem-se os seus parâmetros de corrente contínua, verifica-se que a tensão de polarização, aplicada a uma das portas, faz alterar a transcondutância entre a outra porta e o dreno, variando, conseqüentemente, o ganho de RF.

Uma característica especialmente importante destes dispositivos é que *consegue-se variar o ganho de RF sem variações significativas das impedâncias de entrada e de saída do dispositivo.*

Isto ocorre devido ao elevado isolamento que existe entre as portas entre si, e entre a porta 2 e a fonte. A visualização deste efeito fica mais fácil com a observação das Tabelas 5.2.1.(a), (b) e (c), correspondentes aos parâmetros S medidos (no analisador vetorial de rede HP8510-B) para o dispositivo MPD2704, FET de porta dupla, fabricado pela Litton, USA. Nos três casos, a tensão dreno-fonte foi de 3V.

A Tabela 5.2.1(a) apresenta os parâmetros S referentes a $V_{G2S}=0$.

A tensão da porta um foi ajustada para que a corrente de dreno fosse de 10 mA, recomendada pelo fabricante do componente.

As Tabelas 5.2.1(b) e (c) apresentam os valores medidos quando da variação apenas da tensão da porta 2 (em relação à fonte), $V_{G2S} = 1\text{ V}$ (corrente de dreno resultante: 2 mA); e $V_{G2S} = 2\text{ V}$ (corrente de dreno resultante: 0,6 mA).

Destas Tabelas, constata-se que a variação de ganho foi de aproximadamente 8 dB, sem significativa variação em S_{11} e S_{22} .

freq.	S ₁₁		S ₂₁		S ₁₂		S ₂₂	
	Mag.	Fase	Mag.	Fase	Mag.	Fase	Mag.	Fase
0.10000	0.99609	65.5785	2.56057	172.149	0.00379	78.5299	0.91759	-2.97094
0.20000	0.99423	60.2722	2.55524	164.546	0.00944	79.2200	0.91810	-6.56590
0.30000	0.98544	55.1785	2.54745	157.087	0.01457	67.6843	0.91516	-9.97832
0.40000	0.98234	50.0142	2.53993	149.415	0.01967	63.0930	0.91509	-13.3289
0.50000	0.97670	44.9322	2.53091	141.745	0.02521	59.0189	0.91035	-16.7061
0.60000	0.97026	39.4800	2.51587	134.065	0.03000	51.1583	0.90815	-20.2868
0.70000	0.95794	34.2504	2.49636	126.356	0.03368	49.9492	0.90299	-23.4465
0.80000	0.94603	28.8628	2.46637	118.439	0.03766	40.9440	0.89734	-26.9012
0.90000	0.93085	23.4817	2.45927	110.744	0.04415	37.9916	0.89417	-30.0541
1.00000	0.91729	18.2978	2.43732	103.241	0.04789	29.3491	0.89107	-33.1381
1.10000	0.90517	12.9076	2.42603	96.0743	0.04974	27.1747	0.88370	-36.3367
1.20000	0.89122	7.54849	2.38290	88.7139	0.05512	21.2150	0.87724	-39.4241
1.30000	0.87365	2.33300	2.35094	80.9669	0.05785	14.4198	0.87172	-42.5946
1.40000	0.86145	-3.26472	2.32095	73.2249	0.06400	6.77262	0.86721	-45.8647
1.50000	0.84376	-8.84390	2.30851	66.2470	0.06424	2.16874	0.86038	-49.1735
1.60000	0.82448	-14.1064	2.26620	59.2996	0.06802	-5.47649	0.84941	-51.8302
1.70000	0.81118	-19.4767	2.21399	52.1547	0.07038	-9.34822	0.84478	-55.0159
1.80000	0.79599	-24.7038	2.17465	44.2579	0.07318	-14.9907	0.83854	-58.0808
1.90000	0.78066	-30.6298	2.16933	36.8395	0.07580	-19.7672	0.83227	-61.5295
2.00000	0.76232	-35.9587	2.15007	30.6461	0.07707	-27.9438	0.82321	-64.3431
2.10000	0.74807	-41.6275	2.06891	22.9500	0.07885	-32.8524	0.81253	-67.6973
2.20000	0.72875	-46.9688	1.98222	15.0368	0.07764	-39.2995	0.80904	-70.6652
2.30000	0.70560	-52.6173	1.94544	5.83992	0.07753	-46.4080	0.79521	-73.8219
2.40000	0.69333	-57.4427	2.00761	0.01709	0.08051	-51.9730	0.79161	-76.9887
2.50000	0.67462	-62.3056	1.94868	-3.47520	0.08046	-58.2968	0.78489	-79.7902
2.60000	0.66035	-67.3327	1.81159	-10.4804	0.07759	-61.8021	0.78085	-83.6116

Tabela 5.2.1 (a): Parâmetros S medidos, do FET MPD2704, V_{DS}=3 V, V_{G2S}=0 V. Frequência em GHz e fase em graus.

freq.	S ₁₁		S ₂₁		S ₁₂		S ₂₂	
	Mag.	Fase	Mag.	Fase	Mag.	Fase	Mag.	Fase
0.05000	0.99234	67.9264	1.71223	176.175	0.00264	103.255	0.92690	-1.27378
0.10000	0.99343	65.4291	1.70745	172.240	0.00658	78.4284	0.92688	-2.83823
0.20000	0.99480	60.4323	1.70413	164.852	0.01053	77.6866	0.92437	-6.14450
0.30000	0.98972	55.1606	1.70486	157.348	0.01481	73.3301	0.92097	-9.07948
0.40000	0.98529	50.2517	1.70216	149.830	0.02004	65.5162	0.91617	-12.4048
0.50000	0.97983	45.2356	1.69895	142.279	0.02469	62.7560	0.91877	-15.5289
0.60000	0.97555	39.9074	1.69788	134.727	0.02894	53.8103	0.91583	-18.8811
0.70000	0.96538	34.8278	1.68989	127.147	0.03421	49.8314	0.91396	-22.1919
0.80000	0.95555	29.2125	1.67284	119.158	0.03870	43.1646	0.91075	-25.5459
0.90000	0.94228	24.0055	1.66979	111.537	0.04378	38.0689	0.91347	-28.1129
1.00000	0.93411	18.7637	1.67123	104.034	0.04728	33.1926	0.90577	-31.4134
1.10000	0.92296	13.3599	1.65735	96.8933	0.05117	27.7176	0.90128	-34.2606
1.20000	0.91088	7.97230	1.64205	89.5659	0.05552	20.2887	0.89710	-37.2373
1.30000	0.89856	2.57842	1.62636	81.7474	0.05886	14.4353	0.89216	-40.2526
1.40000	0.88261	-2.96267	1.61604	73.9956	0.06366	8.42993	0.89154	-43.1097
1.50000	0.87052	-8.38601	1.61455	67.1964	0.06384	3.48555	0.88699	-46.5769
1.60000	0.85249	-14.0074	1.59046	60.3177	0.06951	-3.23364	0.87335	-49.4551
1.70000	0.84161	-19.4484	1.55638	52.9067	0.07154	-8.00856	0.87582	-52.5643
1.80000	0.82703	-24.9541	1.53702	45.1259	0.07235	-14.2209	0.87134	-55.3657
1.90000	0.81423	-30.9137	1.54118	37.4791	0.07596	-20.9515	0.86479	-58.7513
2.00000	0.79668	-36.3019	1.53849	31.1786	0.07964	-25.8341	0.85880	-61.6453
2.10000	0.78041	-42.3217	1.48191	23.6185	0.07968	-32.4591	0.85119	-64.8233
2.20000	0.76609	-47.7265	1.42409	15.5683	0.07732	-38.5525	0.84435	-67.8689
2.30000	0.74404	-53.4771	1.40501	6.29397	0.07859	-45.9853	0.83693	-70.8546
2.40000	0.73160	-58.7343	1.46119	0.45263	0.07954	-53.2979	0.83385	-74.1648
2.50000	0.71029	-63.3958	1.41865	-2.79621	0.08013	-57.8769	0.82507	-76.9711
2.60000	0.69953	-68.5537	1.32445	-9.94069	0.08174	-60.0223	0.81626	-80.3775

Tabela 5.2.1 (b): Parâmetros S medidos, do FET MPD2704, $V_{DS}=3$ V, $V_{G2S}=1$ V. Frequência em GHz e fase em graus.

S_{11}			S_{21}		S_{12}		S_{22}	
freq.	Mag.	Fase	Mag.	Fase	Mag.	Fase	Mag.	Fase
0.10000	0.99350	65.6637	0.29608	171.613	0.00721	87.0841	0.92243	-2.55306
0.20000	0.99538	60.8123	0.29834	163.102	0.01142	79.4131	0.91922	-5.88682
0.30000	0.99149	55.9972	0.29813	154.780	0.01342	79.9573	0.91881	-8.87586
0.40000	0.98978	51.0802	0.29805	146.386	0.01906	68.3111	0.92160	-11.6805
0.50000	0.98865	46.2312	0.30182	138.448	0.02541	61.2361	0.91634	-14.8961
0.60000	0.98493	41.2265	0.30279	129.662	0.03006	54.3090	0.91700	-17.9343
0.70000	0.97796	36.1224	0.30594	121.495	0.03388	49.3437	0.91572	-20.8425
0.80000	0.97507	30.6958	0.30901	112.994	0.04010	42.4558	0.91722	-23.9914
0.90000	0.96644	25.8042	0.31061	104.577	0.04657	37.7429	0.91653	-26.9832
1.00000	0.95940	20.4546	0.31581	96.5423	0.04640	32.5236	0.91506	-29.6581
1.10000	0.94886	14.9091	0.32167	88.7970	0.05331	25.6936	0.91387	-32.5688
1.20000	0.94283	9.72904	0.32076	80.3726	0.05675	21.8205	0.91464	-35.7105
1.30000	0.93041	4.15133	0.32407	72.5896	0.06047	15.9780	0.91151	-38.4790
1.40000	0.92711	-1.16616	0.32965	63.8707	0.06385	10.0450	0.91410	-41.4544
1.50000	0.91475	-6.78088	0.33331	57.2080	0.06957	3.89755	0.90589	-44.6081
1.60000	0.89854	-12.3186	0.33696	50.0215	0.07105	-3.71949	0.90153	-47.5081
1.70000	0.88994	-17.6335	0.33696	41.9847	0.07348	-9.57715	0.90360	-50.5584
1.80000	0.88070	-23.4537	0.33960	34.2162	0.07638	-12.8542	0.90213	-53.7238
1.90000	0.86816	-29.3131	0.34759	26.1376	0.07999	-19.7895	0.89593	-56.9109
2.00000	0.85572	-35.0461	0.35152	19.7476	0.08228	-26.5435	0.89515	-59.9406
2.10000	0.84027	-41.0637	0.34399	11.8162	0.08400	-32.9691	0.89196	-63.2911
2.20000	0.82634	-46.4948	0.33622	3.54326	0.08239	-39.7216	0.88552	-66.4809
2.30000	0.80737	-52.4815	0.33781	-5.70972	0.08244	-47.3861	0.87931	-69.7227
2.40000	0.79498	-58.0309	0.35395	-11.5236	0.08547	-53.5096	0.87836	-73.0697
2.50000	0.78019	-62.8236	0.35424	-15.0609	0.08560	-58.7128	0.87571	-75.9719
2.60000	0.76191	-68.2140	0.33419	-22.4738	0.08604	-64.7176	0.86697	-79.9634

Tabela 5.2.1 (c): Parâmetros S medidos, do FET MPD2704, $V_{DS}=3$ V, $V_{G2S}=2$ V. Frequência em GHz e fase em graus

Para a sua utilização em amplificadores de ganho controlado, é preferível o aproveitamento da dependência da transcondutância com a tensão na porta 2, que varia monotonicamente com a tensão entre essa porta e a fonte, V_{G2S} . Tal não ocorre com a porta 1: a transcondutância inicialmente cresce com o aumento da tensão V_{G1S} , atinge um máximo (em tensões, tipicamente, da ordem de, -1.2 V [60]), decrescendo a seguir. Devido ao fato dos parâmetros do FET, à exceção do S_{21} , praticamente se manterem constantes com a variação da tensão da porta 2, permanecem válidas as técnicas convencionais de projeto de amplificadores. Assim, as redes de adaptação de entrada e saída podem ser projetadas da forma usual, como se o transistor fosse um FET de porta única [60]. Para ilustrar este procedimento, a seguir se apresentará o projeto do módulo amplificador, que se constitui em um dos estágios do amplificador de ganho controlado, utilizado na construção do amplificador auxiliar do sistema *feedforward* implementado neste trabalho (detalhes de todo o sistema serão dados na próxima Seção).

Iniciou-se o projeto buscando-se o valor de um resistor de realimentação que deixasse o ganho aproximadamente plano, em função da frequência, ao longo de toda a banda desejada: de 100 MHz a 2,5 GHz. Para isto, utilizou-se um *software* de simulação de circuitos analógicos de microondas, o Touchstone-EESOF (conf. Anexo I).

Após poucas simulações, chegou-se ao valor de 680 ohms. O próximo passo foi determinar o fator de estabilidade K [9]. Os fatores de estabilidade do transistor (já com a rede de polarização), sem e com o resistor de realimentação, são apresentados nas Tabelas 5.2.2(a) e (b), respectivamente.

Frequência (GHz)	$ S_{21} $ dB	Fator K (adimensional)
0,10	8,167	0,973
0,30	8,122	0,984
0,50	8,066	0,975
0,70	7,946	0,970
0,90	7,816	0,934
1,10	7,698	0,893
1,30	7,425	0,822
1,50	7,267	0,758
1,70	6,904	0,706
1,90	6,727	0,661
2,10	6,315	0,640
2,30	5,780	0,647
2,60	5,161	0,752

Tabela 5.2.2 (a): O Fator de Estabilidade, K, do FET MPD2704, sem o resistor de estabilização.

Frequência (GHz)	$[S_{21}]$ dB	Fator K (adimensional)
0,10	7,101	1,062
0,30	6,075	1,057
0,50	5,918	1,029
0,70	5,847	1,018
0,90	5,832	0,996
1,10	5,848	0,980
1,30	5,748	0,955
1,50	5,751	0,930
1,70	5,566	0,910
1,90	5,573	0,870
2,10	5,328	0,854
2,30	5,004	0,814
2,60	4,503	0,836

Tabela 5.2.2 (b): O Fator de Estabilidade, K , do FET MPD2704, com o resistor de estabilização.

Constata-se que o transistor fica *condicionalmente estável* [9] nos dois casos. A fraca realimentação resistiva (negativa) não foi suficiente para estabilizá-lo. O *fator K* é apenas ligeiramente maior do que aquele correspondente ao transistor sem realimentação, continuando, para quase toda a banda, menor do que a unidade. Mesmo assim, foi projetado um módulo amplificador, de um estágio, para que se tivesse uma idéia de qual seria o maior ganho de transdução potencialmente obténível, e se verificar qual seria o comportamento da fase de S_{21} , em função da variação da tensão da porta 2 (controle de ganho). A descrição do circuito é dada abaixo:

Porta de Entrada: Nó 1

Porta de Saída: Nó 31

Dimensões:	Frequência	<i>GHz</i>
	Resistência	<i>ohms</i>
	Indutância	<i>nanohenries</i>
	Capacitância	<i>picofarads</i>
	Ângulo	<i>graus</i>

CKT [bloco que descreve o circuito, tal como foi digitado para o Touchstone (Anexo I)]

```

CAP 1 3 C=100
CAP 3 4 C=220
TLIN 4 5 Z=50 E=5 F=2.5 - (lê-se: linha de transmissão, conectando os nós
TLIN 5 10 Z=50 E=5 F=2.5 4 e 5, impedância 50Ω, de 5 graus em 2,5 GHz)
RES 10 15 R=680
IND 15 20 L=1
CAP 10 20 C=0.15
TLIN 20 30 Z=50 E=5 F=2.5
S2PA 5 30 0 MPD27041.S2P
TLIN 30 31 Z=50 E=5 F=2.5
! rede para polarização
IND 31 35 L=50
RES 35 36 R=560
CAP 36 0 C=220

```

Os resultados das simulações dos ganhos do módulo amplificador, para diferentes tensões da porta 2 ($V_{G2S}=0$; $-1V$; $-2V$, respectivamente), são apresentados nas Figuras 5.2.2(a); (b) e (c).

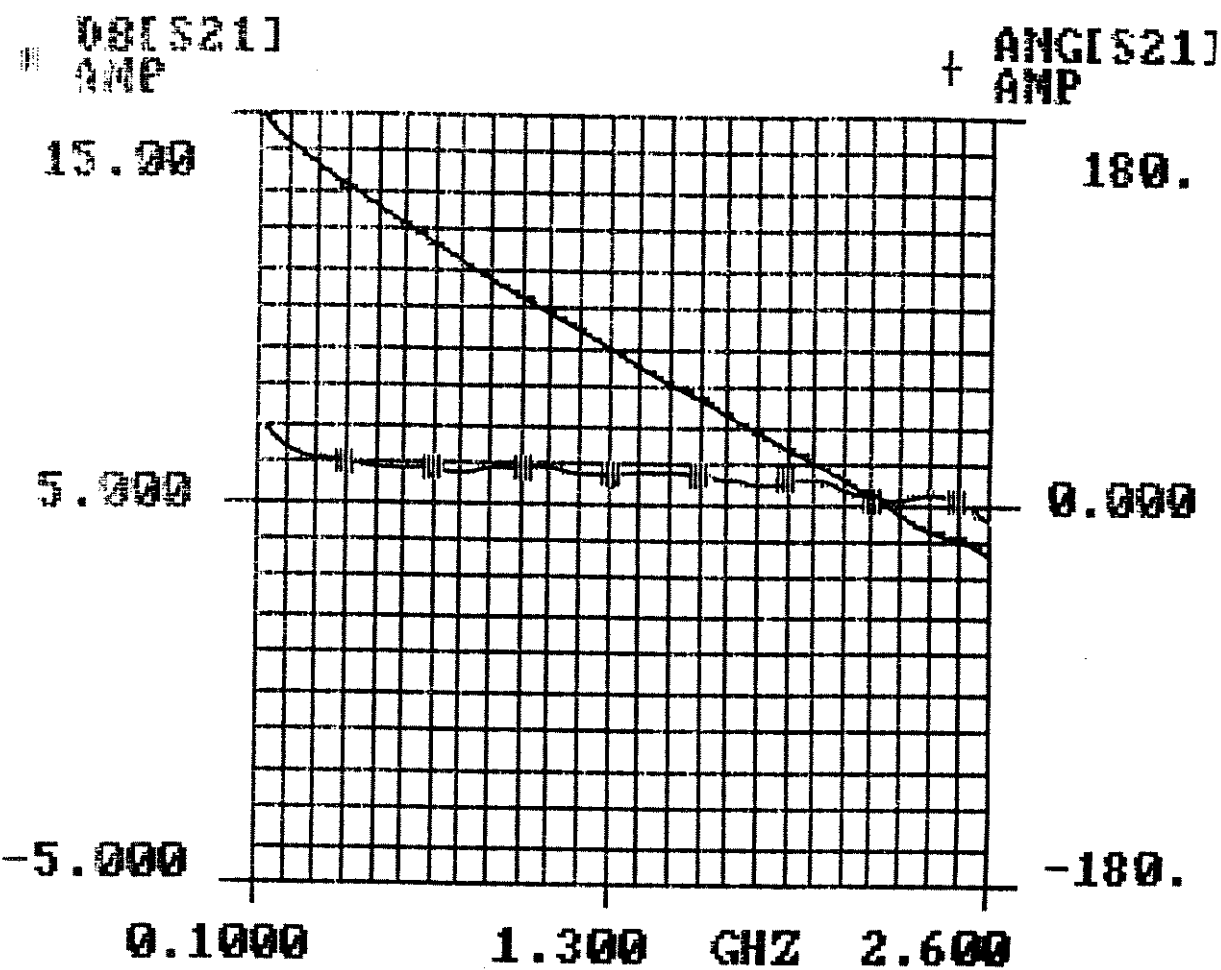


Figura 5.2.2 (a): Simulação do ganho do módulo amplificador, para $V_{G2S}= 0V$.

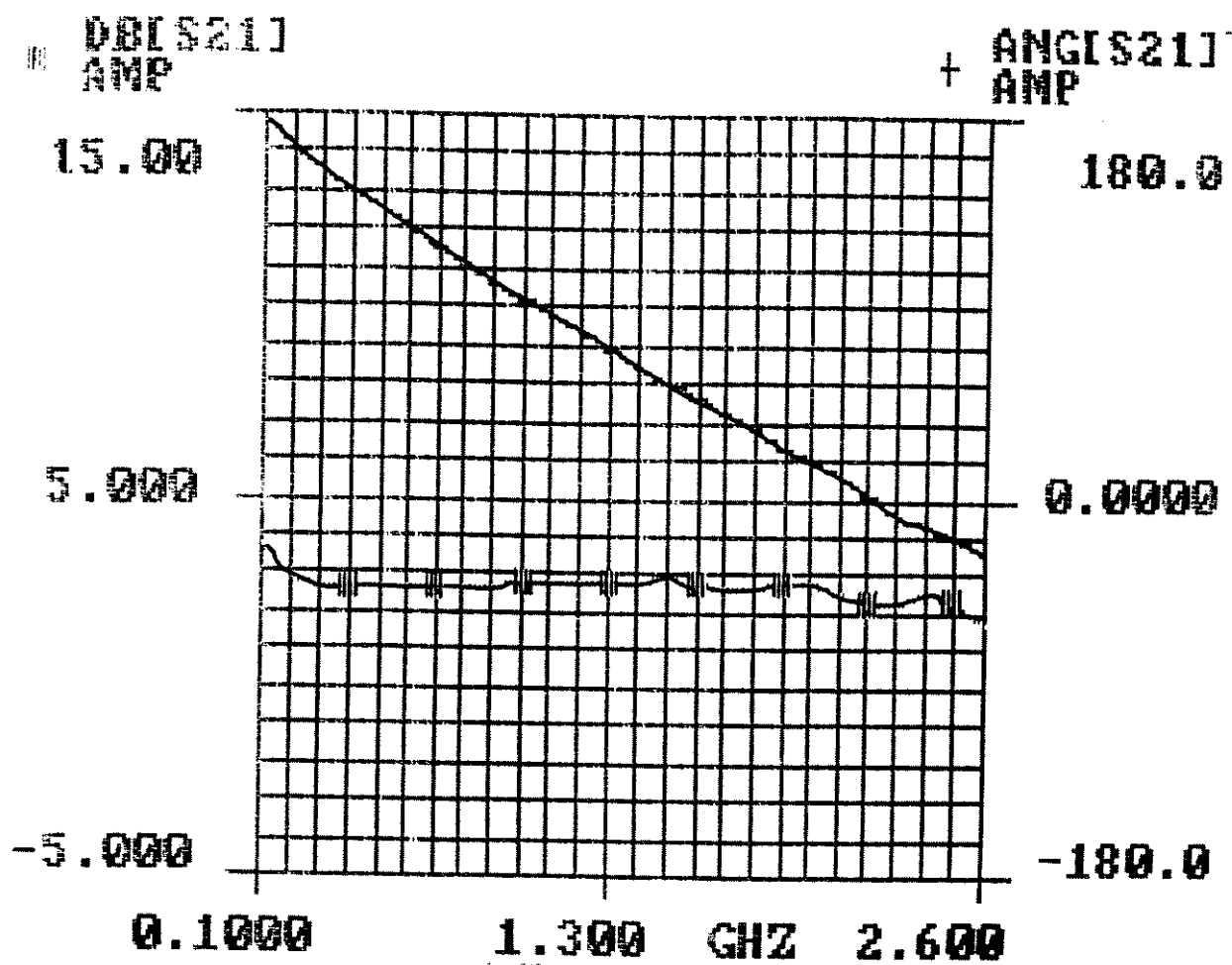


Figura 5.2.2 (b): Simulação do ganho do módulo amplificador, para $V_{G2S} = -1V$.

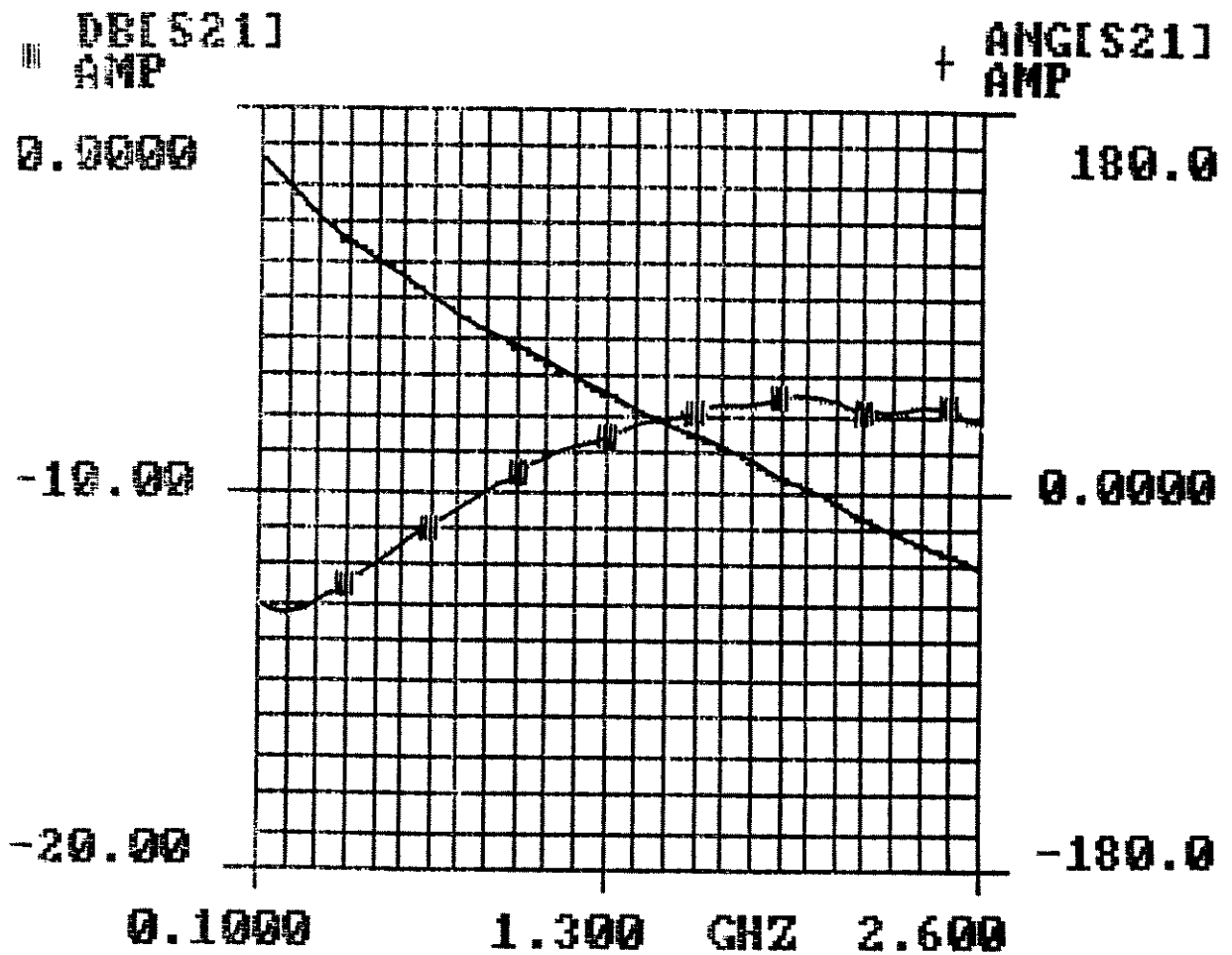


Figura 5.2.2 (c): Simulação do ganho do módulo amplificador, para $V_{G2S} = -2V$.

O próximo passo foi o de se obter uma nova estrutura amplificadora, com o mesmo FET, porém, *incondicionalmente estável*. A solução encontrada foi a colocação de um resistor em paralelo, na entrada e outro na saída, ambos para a terra. Uma vantagem adicional desta configuração é o fato de, também, reduzir os níveis de impedância da entrada e da saída, originalmente muito elevados: maiores do que 200 ohms. A Figura 5.2.3 apresenta a localização das impedâncias de entrada e de saída, já com os resistores incluídos.

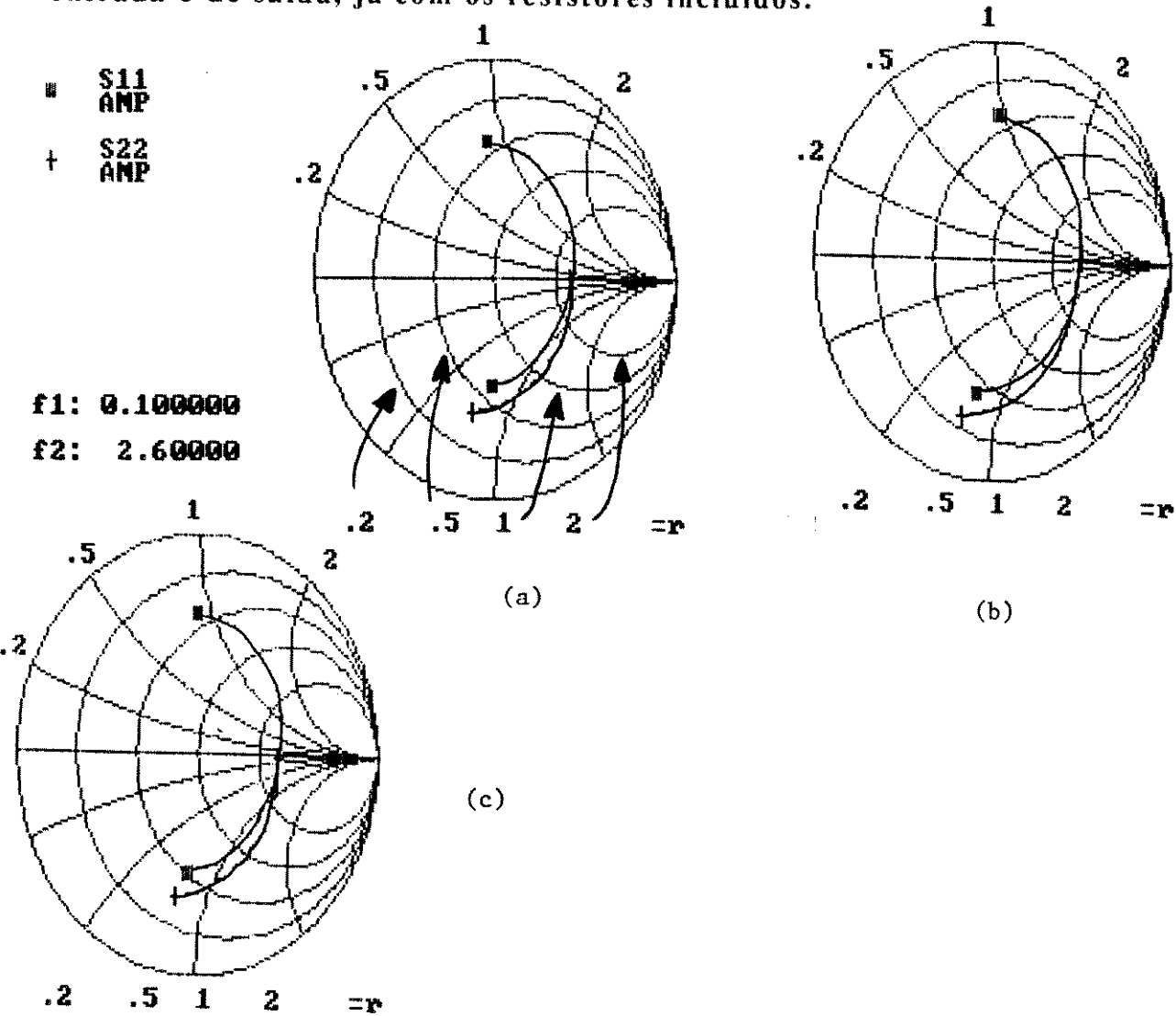


Figura 5.2.3: Impedâncias de entrada e de saída, para módulo amplificador *incondicionalmente estável*, com FET MPD2704 (porta dupla), para: (a) $V_{G2S}=0$ V; (b) $V_{G2S}=-1$ V e (c) $V_{G2S}=-2$ V;

Convém citar que uma outra opção seria a de se colocarem resistores em série com as portas de entrada e de saída. A desvantagem desta configuração (em relação à adotada) é que, para um dado valor do fator K desejado, tem-se uma perda de inserção adicional (redução de ganho) significativamente maior.

A colocação dos resistores em paralelo, na entrada e na saída do FET de porta dupla, introduziu uma menor redução do ganho de transdução do amplificador (em comparação àquela que acontecia no caso anterior). Com isto, pôde-se diminuir a realimentação introduzida pelo resistor (680 ohms) entre dreno e a porta 1. Seu novo valor passou a ser 1000 ohms. O resistor em paralelo com a entrada é de 200 ohms e o em paralelo com a saída é de 300 ohms. As Tabelas 5.2.3 (a) e (b) apresentam o Fator de Estabilidade K , para duas condições de ganho, correspondendo a duas tensões na porta 2: 0V e -2V. Observe-se que, como esperado, o transistor é mais estável quando o ganho diminui. Porém, mesmo na condição de maior ganho, tem-se K bem maior que a unidade, facilitando o projeto.

Para a técnica de *feedforward*, não apenas o módulo do ganho do amplificador é importante. Por razões que serão dadas mais adiante neste trabalho, o comportamento da fase de S_{21} com a frequência é também muito importante. As Figuras 5.2.4 (a), (b) e (c) apresentam o ganho e a fase, em função da frequência, para as tensões de 0; -1 e -2V na porta 2. Convém observar que a fase de S_{21} mantém-se razoavelmente linear, variando lentamente com a frequência (comparativamente ao caso no qual se tivesse usado uma estrutura de adaptação reativa). Também, verificou-se que a inclinação do ganho, com a frequência, (*slope*) mantém-se aproximadamente constante, para variações de ganho maiores que 4 dB.

Frequência (GHz)	$[S_{21}]$ dB	Fator K (adimensional)
0,10	5,628	2,251
0,30	4,133	2,873
0,50	3,802	2,726
0,70	3,612	2,618
0,90	3,517	2,413
1,10	3,490	2,273
1,30	3,376	2,138
1,50	3,397	2,012
1,70	3,259	1,938
1,90	3,332	1,831
2,10	3,192	1,814
2,30	2,986	1,827
2,60	2,714	1,828

Tabela 5.2.3 (a): Fator de Estabilidade, K , do módulo amplificador, para $V_{G2S}=0V$.

Frequência (GHz)	$[S_{21}]$ dB	Fator K (adimensional)
0,10	-14,145	15,891
0,30	-14,822	20,416
0,50	-14,205	17,055
0,70	-13,413	14,143
0,90	-12,635	11,279
1,10	-11,841	9,392
1,30	-11,300	7,958
1,50	-10,741	6,679
1,70	-10,374	5,898
1,90	-9,977	5,106
2,10	-9,914	4,661
2,30	-9,996	4,515
2,60	-10,097	4,205

Tabela 5.2.3 (b): Fator de Estabilidade, K, do módulo amplificador, para $V_{G2S} = -2V$.

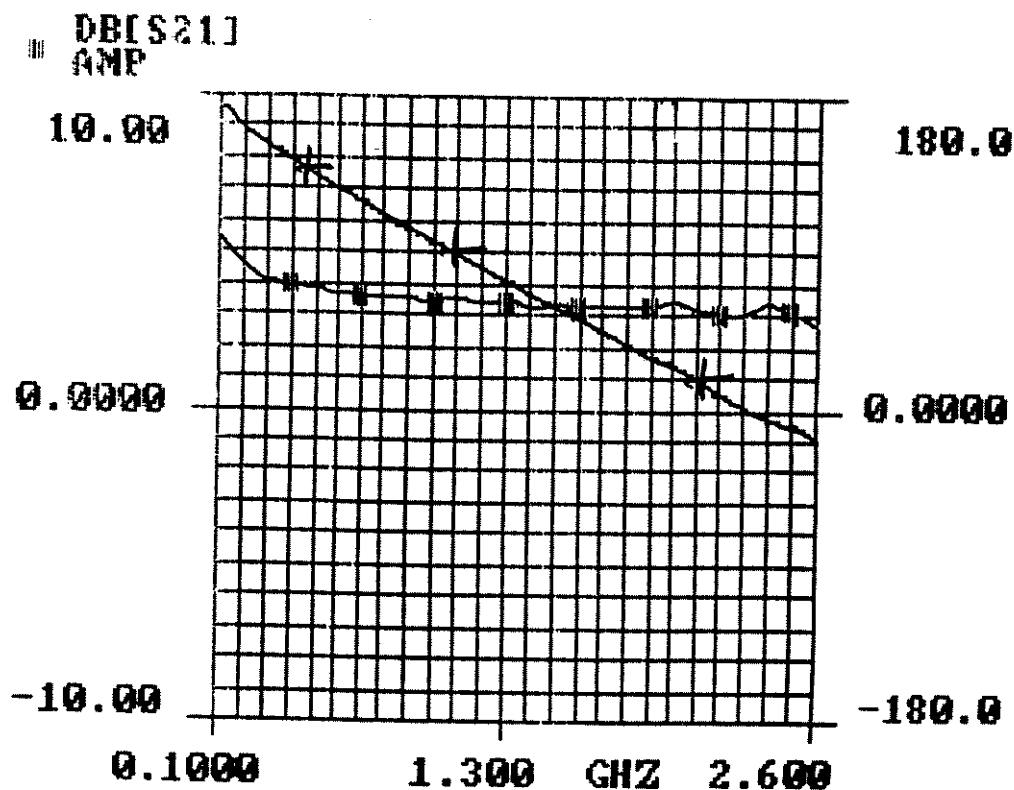


Figura 5.2.4 (a): Resposta de ganho e de fase do módulo amplificador, para $V_{G2S} = 0V$, em função da frequência.

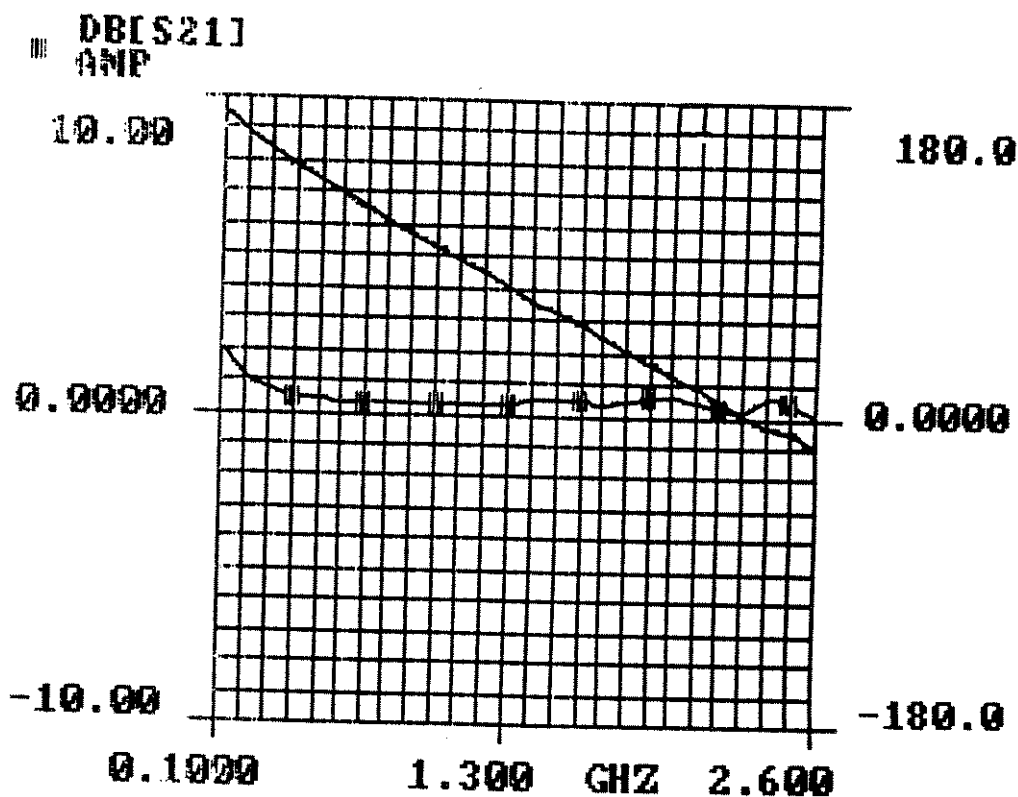


Figura 5.2.4 (b): Resposta de ganho e de fase do módulo amplificador, para $V_{G2S} = -1V$, em função da frequência.

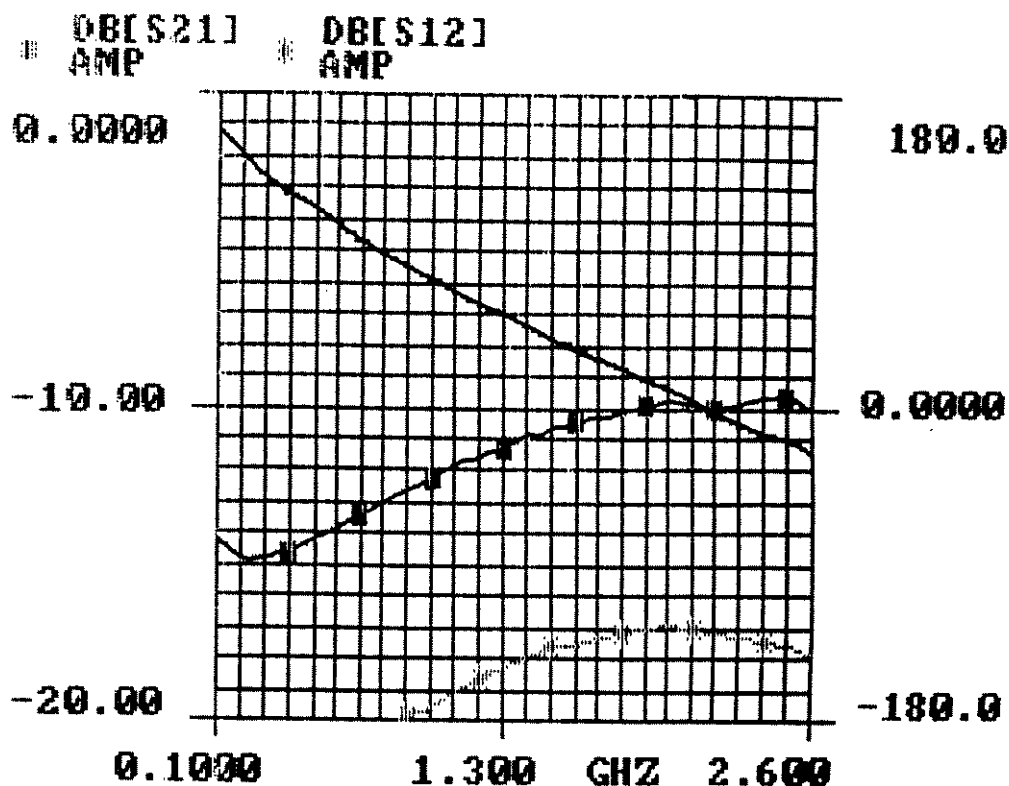


Figura 5.2.4 (c): Resposta de ganho e de fase do módulo amplificador, para $V_{G2S} = -2$ V, em função da frequência.

5.3 OPÇÕES DE IMPLEMENTAÇÃO DOS AMPLIFICADORES

Nesta Seção serão apresentadas as diversas possibilidades de implementação de amplificadores linearizados pela técnica de *feedforward*. Todas elas são, na verdade, oriundas de uma mesma estrutura funcional básica: amplificador principal; amplificador(es) auxiliar(es); estruturas inversoras de fase e estruturas amostradoras (ou SOMADORES) de sinais. Estas duas últimas funções, ou seja, inversão e amostragem (ou soma) de sinais, podem, em alguns casos, ser realizadas por um mesmo dispositivo. Este é o caso da forma de implementação apresentada no Capítulo IV, na Seção 4.1. Lá, utilizam-se acopladores direcionais (híbridos) para amostrar, somar e defasar os sinais provenientes dos dois percursos - do sinal principal e do sinal de

erro. Para aplicações em faixa estreita de frequências, os acopladores são muito convenientes, uma vez que eles são, dentre todas as estruturas usuais para amostragem de potência, a de menor perda de inserção, além de apresentarem uma porta isolada. Porém, no caso mais geral, tipicamente quando se precisa de resposta em banda larga de frequências, os acopladores não mais podem ser usados de forma eficiente. Isto decorre da sua inerente limitação de operação em faixas superiores a uma oitava. Os acopladores multi-oitavas, apesar de existentes, trazem alguns inconvenientes relevantes, para o seu uso em montagens *feedforward*.

São eles:

- Grande rotação da fase de S_{21} , o que dificulta sobremaneira a posterior compensação do seu comprimento elétrico, por uma linha de transmissão;
- Grandes dimensões físicas, dificultando, ou até mesmo impossibilitando, o "layout" do circuito de linearização (devido às interconexões necessárias entre os diversos blocos constituintes do amplificador linearizado);
- Custo elevado.

Esta topologia de implementação da técnica de feedforward já foi amplamente discutida no Cap.IV, e, portanto, não será aqui analisada. Apenas algumas recomendações gerais de projeto, que serão dadas mais adiante nesta Sub-Seção, poderão servir de complemento às informações já apresentadas. Convém também enfatizar, que o amplificador auxiliar, das implementações apresentadas na Seção 4.1, têm ganho constante.

As estruturas que serão propostas neste trabalho apresentam algumas vantagens significativas, que serão discutidas a seguir.

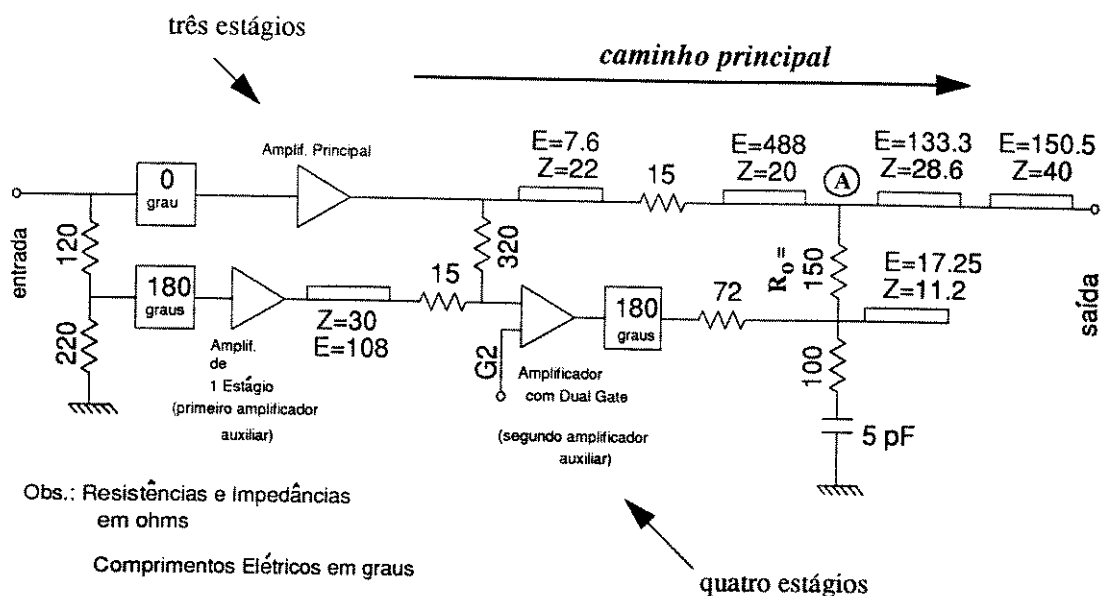


Figura 5.3.1: A nova estrutura proposta para *feedforward*.

Na Figura 5.3.1, deve-se observar que foram feitas várias alterações, em relação à implementação usual (ver Seção 4.1), visando não apenas permitir operação em banda-larga de frequências, como, também, reduzir as dimensões do circuito e seu custo de fabricação. Para se chegar a essas alterações, iniciou-se com o levantamento dos fatores que restringem, na estrutura convencional, a banda de frequências de operação. A *primeira conclusão* foi, há pouco, mencionada: A limitação, em banda, dos acopladores direcionais. A *técnica sugerida neste trabalho é a de que sejam usados resistores (de alta frequência) como estrutura de amostragem ou de soma de sinal*.

A *segunda*, foi a de que *cada um dos amplificadores constituintes do sistema deve apresentar uma resposta linear de atraso de grupo*. Isto porque, cada um dos amplificadores terá o seu comprimento elétrico compensado, no outro caminho do sinal, por um comprimento de linha

de transmissão (que tem resposta linear de atraso de grupo). Apesar de ser possível o projeto de estruturas para compensarem atrasos de grupo não-lineares, o seu projeto não apenas é bem mais complexo (às vezes inviável em microondas), como também, possui banda-estreita (tipicamente menor que uma oitava). Isto ocorre por se basearem em estruturas com capacitores e indutores, formando, inclusive, estruturas ressonantes amortecidas [61].

Conclue-se, portanto, que desde o início do projeto das estruturas de adaptação ou de casamento de um amplificador a ser linearizado pela técnica de "feedforward", deve-se evitar o uso de estruturas ressonantes e/ou de estruturas baseadas em reflexão seletiva de potência ("reflective matching"). O mesmo se aplica ao(s) amplificador(es) auxiliar(es). Na medida do possível, o projeto dos amplificadores deve se basear em realimentações resistivas, paralelo e série, ou em estruturas de adaptação com perdas (lossy match) [34, 35].

Outra conclusão importante é que, diferentemente do procedimento usual para o projeto de amplificadores, o projetista deve desenvolver o circuito não apenas considerando a resposta em amplitude, mas também, a linearidade de fase. Esta recomendação é especialmente útil na etapa de otimização do projeto, mediante a utilização de um *software* adequado de otimização. Neste caso, duas alternativas se apresentam: Explicitar, no arquivo que descreve o circuito, uma "máscara" para a resposta da fase do ganho do amplificador (melhor procedimento) ou, através da observação da evolução da fase do ganho, a cada ciclo de otimização, "proibir" algumas faixas de valores para os elementos de circuito, valores estes que levariam a um comportamento indesejável da fase (do ganho), com relação à frequência.

Além da substituição dos acopladores por resistores, três outras inovações foram propostas:

- *A incorporação de um transistor de efeito de campo de porta dupla*

(Dual Gate FET), como parte do amplificador auxiliar da segunda malha. Isto permite que se controle, eletricamente, a intermodulação, evitando-se os ajustes "na bancada", por tentativa-e-erro, dos fatores de acoplamento. É importante lembrar que os FETs de porta dupla, conforme já visto, permitem variar o ganho de transdução sem alteração significativa na fase do sinal transmitido. Um questionamento que poderia ser feito seria quanto ao porquê de não se usar, também na primeira malha, um estágio com FET de porta dupla.

A resposta é simples: Poder-se-ia usar, sendo até melhor quanto ao desempenho elétrico do circuito. Constitui-se, na verdade, em uma outra possibilidade de implementação, na qual se controlaria, eletricamente, o cancelamento das fundamentais. Entretanto, como a tolerância do circuito de *feedforward* é bem maior para o cancelamento das fundamentais do que para os espúrios, a solução de melhor *custo-benefício* é se ter controle elétrico de ganho apenas na segunda malha. A tolerância quanto ao cancelamento da fundamental é relativamente grande devido ao fato de só haver necessidade de *atenuá-las* até o ponto em que não mais se constituam em fonte de intermodulação dentro do próprio amplificador auxiliar. Assim, flutuações inferiores a alguns poucos dB não comprometem o desempenho do circuito.

- *A inclusão de um inversor de fase (em parâmetros concentrados, como foi o caso da implementação realizada para este trabalho, ou em parâmetros distribuídos - caso inversores de 180° , com slotlines, fossem utilizados), e de uma estrutura não-inversora semelhante (apenas para manter a simetria das perdas de inserção e relações de fase entre os dois percursos do sinal).*

- *A inclusão de um amplificador auxiliar na primeira malha, para compensar a perda de inserção adicional do circuito resistivo amostrador e para garantir isolamento ($S_{12} \ll 1$) entre a saída e a entrada (para que parte do sinal amostrado não fosse reinjetado na entrada do amplificador principal).*

5.3.1 Roteiro de Projeto

Nesta Sub-Seção será apresentado um roteiro para o projeto de amplificadores linearizados por *feedforward*, que traz duas contribuições importantes: A primeira contribuição, permite projetar todo o sistema de linearização, valendo-se, apenas, da análise linear dos circuitos; A segunda, permite o projeto de linearizadores faixa-larga [62]. Para maior clareza, o roteiro foi organizado sob a forma de *passos* que o projetista deve seguir.

São eles:

- Defina a topologia a ser adotada, em função do ganho e da potência de operação desejada;

- Projete o amplificador principal com o menor grau de complexidade possível, evitando o uso de estruturas ressonantes. Realimentações resistivas (série e paralelo) e estruturas de adaptação (ou casamento) com perdas (*lossy match*) provavelmente serão a melhor solução;

- Deve-se observar que, para se garantir as relações corretas de fase, em baixas frequências, o número de estágios do amplificador auxiliar da primeira malha deve ser par, ou ímpar, dependendo dos estágios do amplificador principal ser também par, ou ímpar. Isto deve ocorrer devido ao fato de se ter inversão de fase, na transmissão, a cada estágio (tipicamente em emissor ou fonte comum). É importante lembrar que, perto do limite inferior da banda de frequências, as linhas de transmissão representam pequenas defasagens. Tome-se, por exemplo, o amplificador projetado no presente trabalho, como *protótipo de validação* das técnicas sugeridas (o projeto completo deste amplificador, com *feedforward*, será detalhadamente explicado no Capítulo 6). As especificações de ganho (*maior que 15 dB, de 0,1 a 2,5 GHz*) implicaram no projeto de um amplificador principal de três estágios. Como três é

ímpar, poder-se-ia ter um amplificador auxiliar de 1 ou 3 estágios, para a primeira malha. O ganho associado a um estágio já foi suficiente. A correção da defasagem para as frequências mais elevadas, foi feita por linha de transmissão (como determinar seu comprimento e impedância será visto no próximo Capítulo). De forma análoga, as especificações de faixa de potência de operação do amplificador principal, e das limitações de potência dos quadripolos utilizados, demandaram um amplificador principal com um ganho tal que forçosamente se necessitaria de, no mínimo, três estágios (para compensar a perda da potência amostrada na saída). Porém, como à saída do amplificador principal tem-se, apenas, linhas de transmissão no caminho principal (ver Fig. 5.3.1), ou seja, um amplificador de zero estágios (zero é par), os números permitidos de estágios amplificadores, neste caso, seriam apenas: 4, 6, Quatro estágios já forneciam o ganho de potência necessário, tendo sido, portanto, o número adotado.

-Como os resistores de amostragem, bem como os de soma de sinais, são conectados em paralelo, eles reduzem ligeiramente o nível de impedância da associação. Assim, recomenda-se que se projete a impedância de entrada do amplificador principal de entrada um pouco mais alta do que a impedância desejada para o sistema (tipicamente 50 ohms). Como o fator de acoplamento é de aproximadamente -15 dB (ver Capítulo 6), os resistores são de valores relativamente baixos, "carregando" a entrada. O mesmo acontece com a impedância de saída do segundo amplificador auxiliar. Esta deve ser tão alta quanto possível, de forma a permitir alto ganho, quando terminada com a relativamente alta resistência do resistor que conecta a saída desse amplificador com a linha de transmissão oriunda da saída do amplificador principal. Este resistor é propositadamente elevado, de forma a não carregar excessivamente a saída, o que diminuiria a potência de saída de todo o sistema.

-O próximo passo sugerido é a otimização do cancelamento das

fundamentais, pela primeira malha, substituindo-se a segunda malha por resistores adequados. Estes resistores simularão o carregamento, devido à segunda malha, no circuito responsável pela geração dos sinais de cancelamento das fundamentais (1ª malha). Observe-se que, em assim se procedendo, tanto a saída do amplificador principal, quanto o nó onde a entrada do amplificador auxiliar da segunda malha será conectado, estão terminados resistivamente. Isto feito, qualquer rotina de otimização (computacional) pode ser usada para encontrar os valores ótimos dos resistores de amostragem (na entrada e na saída do amplificador principal), e o comprimento e a impedância da linha de transmissão (que compensa o comprimento elétrico do amplificador principal), de forma a se maximizar o cancelamento da fundamental, em toda a banda de frequências. Como um exemplo de resultado deste processo tem-se, na Figura 6.4.2 do Capítulo 6, a curva representando o cancelamento (simulado) das fundamentais, para o protótipo lá descrito, gerada pelo *software* Touchstone-EESOF (ver Anexo I para informações sobre este *software*).

-A otimização do cancelamento das distorções, a ser propiciado pela segunda malha, demandou uma idéia engenhosa: Primeiramente, desconecta-se o resistor de amostragem, da primeira malha, na entrada do amplificador principal. Devido ao bom casamento do primeiro amplificador auxiliar, seu efeito pode ser simulado por um resistor conectado à terra, de valor igual à resistência "vista" pela entrada do amplificador principal, quando "olhando" para o ramo de amostragem. Com isto, pode-se considerar que as condições de operação do amplificador principal continuarão, aproximadamente, as mesmas de quando o ramo auxiliar estava conectado. O mesmo procedimento deve ser feito para se terminar a entrada do primeiro amplificador auxiliar, ou seja, deve-se colocar um resistor cujo valor seja aquele que ele "via" quando conectado à entrada do amplificador principal. Com estas duas ações, garante-se, também, que a impedância de saída do primeiro amplificador auxiliar, bem como a impedância de saída do amplificador

principal, permanecerão inalteradas; porém, agora, sem o cancelamento da fundamental.

-Em seguida, conecta-se o circuito que compõe a segunda malha, e otimizam-se os valores dos resistores de amostragem, o comprimento e a impedância da linha de transmissão (mantendo-se constantes os valores associados à primeira malha), buscando-se minimizar o ganho do sistema. Esta resposta traduz a ação da segunda malha sobre os produtos de intermodulação, amplificada pelo ganho do amplificador principal. Assim:

-A diferença entre a resposta simulada (da forma recém-descrita) e o ganho do sistema com as malhas abertas, é a redução nos produtos de intermodulação, propiciada pelo sistema de *feedforward*.

A Figura 5.3.2 apresenta a simulação da respostas de *ganho total do sistema*, e do cancelamento dos espúrios, sendo apresentadas duas versões de implementação. As duas versões diferem entre si apenas no comprimento das linhas de transmissão que conectam a saída do amplificador principal ao ponto A da Figura 5.3.1. É interessante se observar o grau de flexibilidade que se tem, nesta topologia, para se escolher a largura e a frequência central da banda onde se deseja um maior cancelamento dos produtos de intermodulação. Como era de se esperar, quanto mais estreita a banda de frequências desejada, maior cancelamento é possível de ser obtido. Isto decorre do fato de serem menores as defasagens a serem compensadas, bem como as pequenas diferenças entre os ganhos dos diversos blocos constituintes do sistema. Resta dizer que há, pelo menos, duas formas de se simular a condição de malha aberta: A primeira, consiste em se usar um resistor, que conecta a saída do segundo amplificador auxiliar à linha de transmissão da saída do amplificador principal (R_0 , na Figura 5.3.1), com um valor elevado, 1000 ohms, por exemplo. A segunda forma, um pouco mais trabalhosa, seria a de se ter dois "arquivos" descrevendo o sistema de *feedforward* no microcomputador.

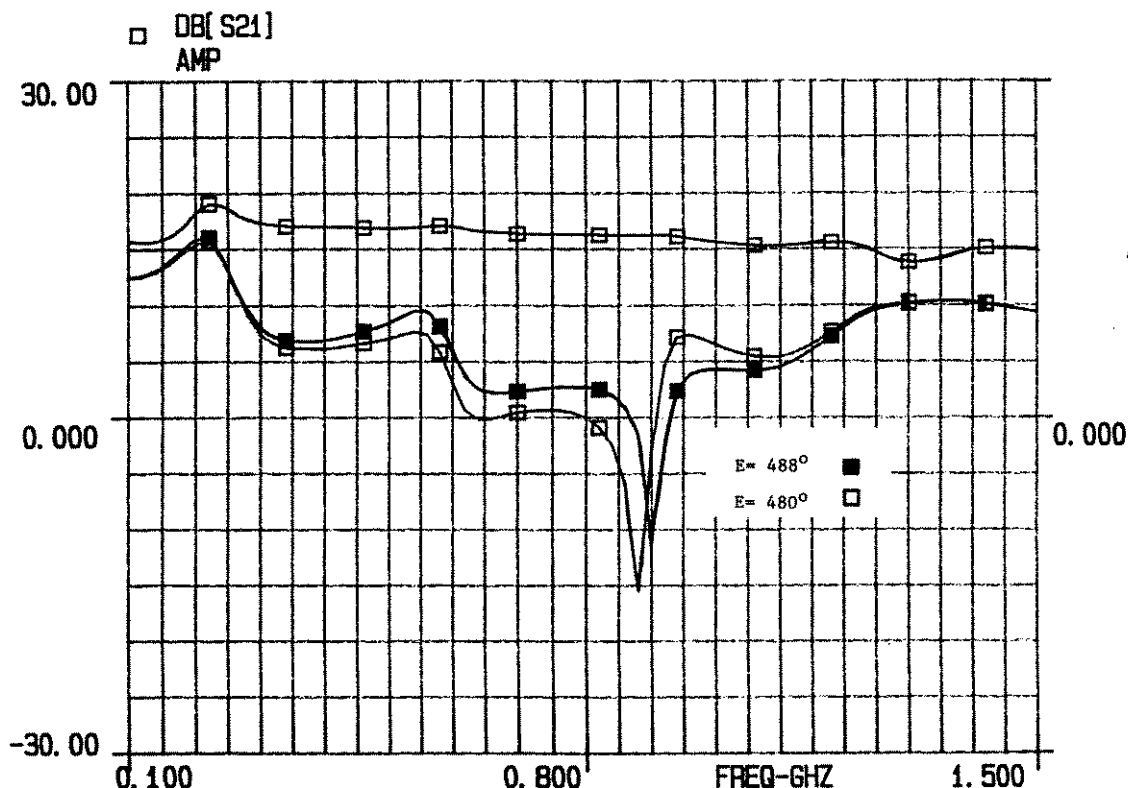


Figura 5.3.2: Ganho total do sistema (simulado) e a melhoria no cancelamento de espúrios, para dois comprimentos elétricos diferentes (E) da linha de transmissão que compensa o comprimento elétrico introduzido pelo amplificador principal .

Os dois arquivos seriam idênticos entre si, exceto quanto ao ganho do segundo amplificador auxiliar: Um deles corresponderia à condição na qual o FET de duas portas estaria com o seu ganho nominal de operação, sendo que, no outro arquivo, o FET estaria em uma condição de atenuação. A vantagem de se usar a "troca" de resistores, ou seja, a primeira forma sugerida, é a de ser mais ágil de se analisar o desempenho do circuito, durante o projeto (assistido por um *software* de simulação). Isto porque não se necessita "sair" do arquivo de descrição do circuito para se comparar os resultados de diferentes "ajustes" simulados, uma vez que se fica com todas as respostas simuladas simultaneamente apresentadas na tela do computador.

CAPÍTULO VI

IMPLEMENTAÇÃO DO PROTÓTIPO

6.0 APRESENTAÇÃO

Este capítulo visa detalhar a implementação do protótipo que foi projetado, simulado, fabricado e caracterizado, com o objetivo não apenas de validar a metodologia de projeto proposta, como também, de mostrar os recursos com os quais o projetista pode se valer, ao projetar amplificadores banda-larga, *feedforward* ou não. Alguns detalhes do protótipo realizado foram apresentados, como exemplos, em capítulos anteriores. Neste caso, sempre que oportuno (para a compreensão do texto), o leitor será dirigido às Seções nas quais o tema já tenha sido discutido em detalhe.

6.1 O AMPLIFICADOR PRINCIPAL

A primeira tentativa de projeto foi feita utilizando-se três componentes amplificadores MMIC's (*monolithic microwave integrated circuit*, ou seja, circuito integrado monolítico de microondas), modelo MAR-3, fabricado pela MiniCircuits/USA. As características deste componente são apresentadas na Figura 6.1.1. A opção de se usar um circuito *monolítico* da "família" MAR (MiniCircuits) deveu-se aos fatores listados a seguir:

- Baixo custo;
- Parte da rede de polarização já integrada, minimizando circuitos externos de polarização;
- Alto ganho;
- "Resposta" em frequência monotônica.

PARÂMETROS S DO COMPONENTE MONOLITICO MAR-3

(polarizado com 35 mA e 5 V)

Freq. (MHz)	S_{11} mód. fase		S_{21} mód. fase		S_{12} mód. fase		S_{22} mód. fase	
100	-23.1	172	13.0	174	-18.42	1	-16.48	-11
500	-24.44	156	12.8	152	-18.42	5	-15.92	-45
1000	-26.02	146	12.5	128	-17.72	10	-14.98	-88
1500	-27.96	172	11.8	103	-17.08	12	-13.56	-120
2000	-24.44	173	10.5	83	-14.98	11	-12.04	-142
2500	-15.39	175	10.3	59	-14.42	5	-11.7	-173
3000	-12.4	157	9.1	38	-13.98	0	-12.04	168
3500	-9.9	140	7.8	21	-13.56	-6	-12.04	152
4000	-8.18	124	6.5	3	-13.15	-14	-12.04	138

Figura 6.1.1: As características do MMIC *MAR-3*, da MiniCircuits/USA. Parâmetros S_{ij} , com módulo, em dB, e fase, em graus.

Inicialmente, o circuito do amplificador principal foi desenvolvido valendo-se das técnicas usuais para projetos de amplificadores de microondas. O arquivo que especifica o circuito utilizado é apresentado na Figura 6.1.2, e o seu esquema elétrico está apresentado na Figura 6.1.3.

!amplificador 3 estagios com mmic's mar-3

!

DIM

FREQ GHZ

RES OH

IND NH

CAP PF

LNG MM

ANG DEG

CKT

RES 1 2 R=10

TLIN 2 3 Z=30 E=90 F=2.5

CAP 3 4 C=100

RES 3 49 R=40

RES 49 4 R=100

TLIN 49 0 Z=60 E=65 F=2.5

TLIN 4 5 Z=50 E=5 F=2.5

RES 5 120 R=27

TLOC 120 0 Z=30 E=210 F=2.5

CAP 5 6 C=100

TLIN 6 7 Z=50 E=5 F=2.5

S2PA 7 8 0 MAR3.S2P

TLIN 8 9 Z=50 E=5 F=2.5

IND 9 51 L=50

RES 51 0 R=5

TLIN 9 10 Z=50 E=5 F=2.5

CAP 10 11 C=100

TLIN 11 12 Z=50 E=5 F=2.5

S2PA 12 13 0 MAR3.S2P

TLIN 13 14 Z=50 E=5 F=2.5

IND 14 52 L=50

RES 52 0 R=5

TLIN 14 15 Z=50 E=5 F=2.5

CAP 15 16 C=100

TLIN 16 17 Z=50 E=5 F=2.5

S2PA 17 18 0 MAR3.S2P

TLIN 18 19 Z=50 E=5 F=2.5

IND 19 53 L=50

RES 53 0 R=5

TLIN 19 20 Z=50 E=5 F=2.5

CAP 20 21 C=100

DEF2P 1 21 AMP

Figura 6.1.2: Listagem do arquivo que descreve o primeiro projeto desenvolvido para o amplificador principal, por técnicas convencionais, com três MMIC's *MAR-3/MiniCircuits*.

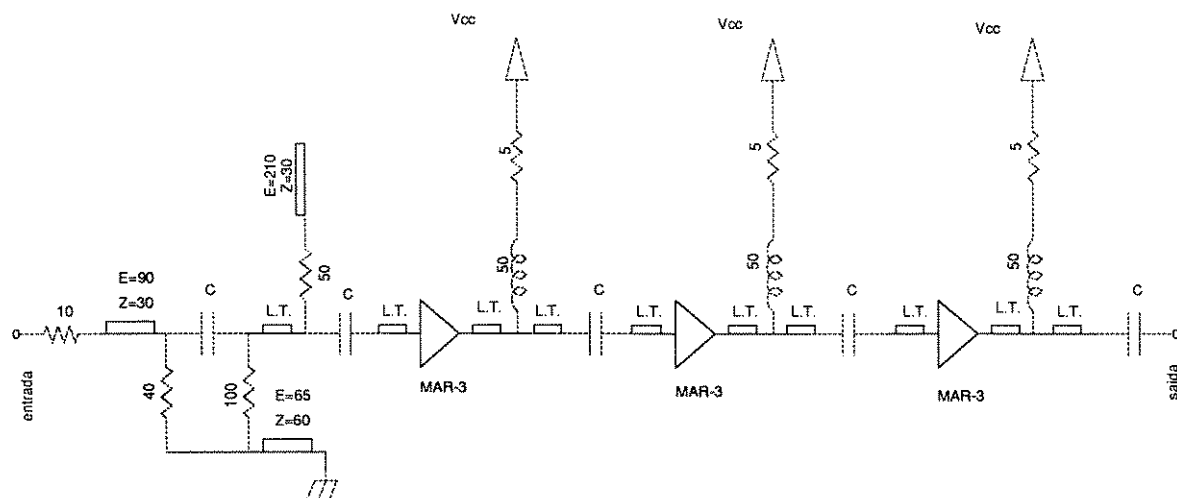


Figura 6.1.3: Esquema elétrico do primeiro amplificador principal (projetado com técnicas convencionais). Indutâncias em nanohenries e resistências em ohms, C=100 pF, L.T.= Linha de Transmissão com Z=50 ohms e 5 graus de comprimento elétrico.

Os resultados da simulação da resposta dele, de ganho e fase, são apresentados na Tabela 6.1.1 e na Figura 6.1.4.

Pode-se observar que o ganho do amplificador, $DB[S_{21}]$, é praticamente constante na banda de 200 MHz a 2,6 GHz. Assim, este projeto poderia ser considerado bom, para a grande maioria das aplicações de telecomunicações. O comportamento da fase de S_{21} é razoavelmente linear na faixa de 300 MHz a 1,9GHz. Também o é, ao longo das várias bandas de frequências, com até aproximadamente 25% de largura, típicas dos sistemas rádio comumente usados para transmissão de voz. Entretanto, a resposta em baixa frequência é especialmente importante para sistemas ópticos. Observando-se a Figura 6.1.4 com atenção, é fácil notar que os três segmentos de reta não são paralelos (como aconteceria no caso de uma linha de transmissão). Portanto, não é possível se ter um trecho de linha de transmissão que apresente este mesmo comportamento quanto à fase.

FREQ. (GHz)	MAG[S11]	ANG[S11]	DB[S21]	ANG[S21]	MAG[S12]	ANG[S12]	MAG[S22]	ANG[S22]
0.100000	0.233	-153.388	22.444	-4.175	2.6E-04	-163.175	0.564	142.176
0.200000	0.278	-169.734	30.170	-123.187	6.4E-04	97.313	0.227	111.939
0.300000	0.295	-177.979	30.986	-179.247	7.1E-04	60.753	0.215	80.268
0.400000	0.309	174.860	31.083	141.990	7.3E-04	41.490	0.186	46.205
0.500000	0.320	167.788	30.933	110.377	7.3E-04	29.377	0.163	14.253
0.600000	0.329	160.477	30.663	84.918	7.6E-04	21.318	0.155	-15.026
0.700000	0.336	152.652	30.379	62.063	7.9E-04	15.863	0.154	-41.524
0.800000	0.340	144.193	30.140	41.040	8.2E-04	12.240	0.156	-65.059
0.900000	0.341	134.986	29.991	21.302	8.7E-04	9.902	0.160	-85.879
1.000000	0.338	124.877	29.964	2.389	9.2E-04	8.389	0.162	-104.372
1.100000	0.332	113.770	29.853	-16.485	1.0E-03	5.715	0.156	-119.697
1.200000	0.322	101.262	29.882	-35.358	1.1E-03	3.042	0.145	-132.635
1.300000	0.307	86.940	30.042	-54.624	1.2E-03	-0.024	0.129	-142.623
1.400000	0.288	70.259	30.306	-74.636	1.4E-03	-3.836	0.112	-148.320
1.500000	0.266	50.533	30.631	-95.683	1.6E-03	-8.683	0.096	-147.537
1.600000	0.242	27.391	30.703	-114.809	2.0E-03	-16.409	0.081	-141.425
1.700000	0.219	0.310	30.709	-135.134	2.6E-03	-25.334	0.077	-126.479
1.800000	0.200	-30.307	30.583	-156.482	3.2E-03	-35.282	0.090	-111.706
1.900000	0.187	-62.770	30.284	-178.509	3.9E-03	-45.909	0.118	-104.437
2.000000	0.179	-94.748	29.800	159.181	4.7E-03	-56.819	0.155	-103.148
2.100000	0.154	-125.851	30.072	134.868	5.1E-03	-70.332	0.203	-106.227
2.200000	0.121	-159.165	30.283	110.586	5.5E-03	-83.814	0.262	-112.457
2.300000	0.084	157.591	30.459	86.212	5.9E-03	-97.389	0.333	-121.208
2.400000	0.069	88.375	30.602	61.533	6.3E-03	-111.267	0.415	-132.114
2.500000	0.109	26.175	30.688	36.361	6.7E-03	-125.639	0.506	-144.905
2.600000	0.153	-14.264	29.878	11.584	6.8E-03	-140.816	0.572	-158.235

Tabela 6.1.1: Resposta simulada do ganho e demais parâmetros-S do amplificador com 3 MMIC's MAR-3. Parâmetros S_{ij}, com módulo não em dB, e fase, em graus.

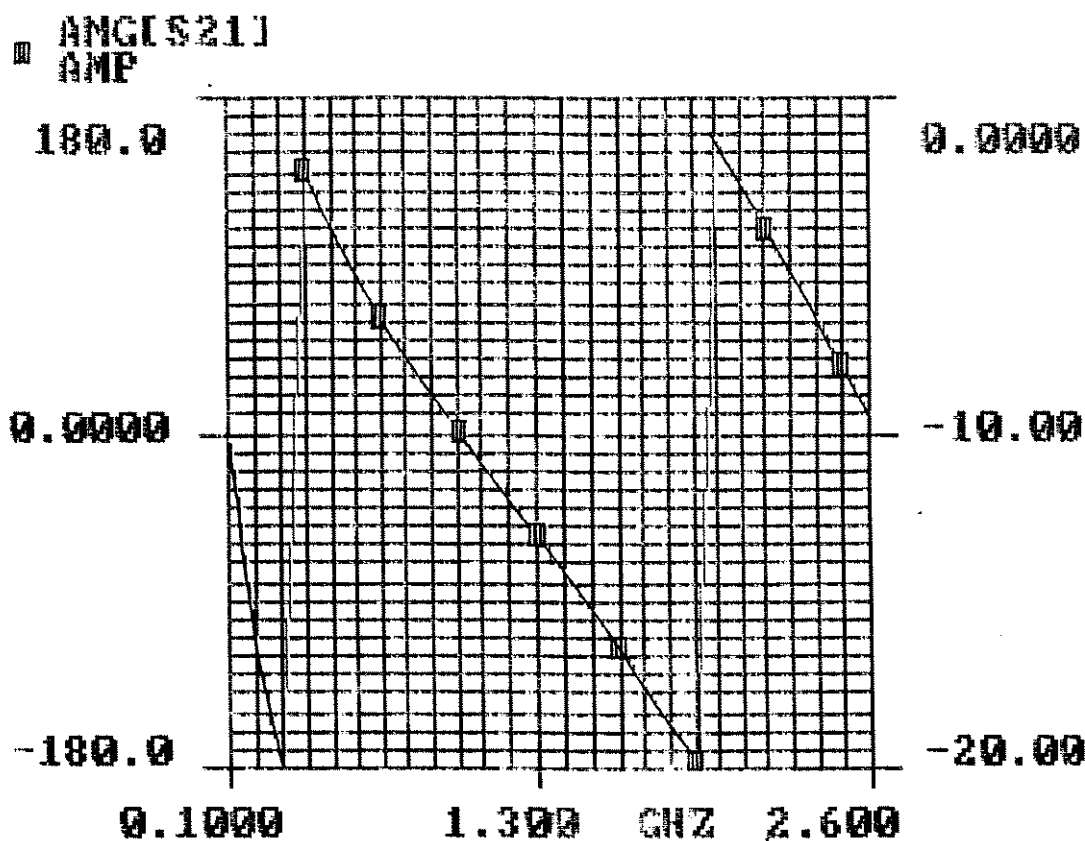


Figura 6.1.4: Resposta simulada da fase do amplificador com 3 MMIC's - MAR3.

Devido à topologia do sistema *feedforward*, isto já é suficiente para inviabilizar na prática a utilização deste amplificador como o "amplificador principal" do sistema.

Partiu-se, então, para um novo projeto, no qual as recomendações apresentadas na Seção 5.3 foram seguidas.

O novo projeto, que teve como primeira alteração, em relação ao projeto anterior, ser fortemente baseado no uso de realimentações, será discutido a seguir: Os MAR-3 foram trocados por MAR-1, de ganho menos plano, porém, ligeiramente mais elevado. Este ganho adicional fez-se necessário, uma vez que as realimentações resistivas, paralela e série, reduzem o ganho. Também, o projeto das redes de polarização

recebeu atenção especial, por serem, estas, críticas em circuitos multi-oitavas. Observe-se que não mais podem ser usadas estruturas baseadas apenas em linhas de quarto-de-onda, uma vez que, no limite inferior da banda de frequências, não mais se teria a condição de circuito aberto, o que "carregaria" o amplificador, diminuindo o seu ganho. Também, como o amplificador foi projetado para operar em várias oitavas, a impedância apresentada por esta estrutura de polarização variaria ciclicamente entre "curto" e "aberto". Em função disto, as estruturas projetadas incluíram capacitores e indutores concentrados. A topologia básica da rede de polarização usada consistiu em um indutor (não necessariamente na sua ressonância), em série com um resistor e um capacitor (na ressonância) conectado à terra; a tensão de alimentação foi aplicada no nó da conexão do resistor com o capacitor. Um artifício, do qual o projeto se valeu, foi o de se utilizar (em alguns casos) a rede de polarização como um elemento de realimentação: Como o indutor apresenta menor reatância em baixas frequências, escolhendo-se adequadamente o seu valor, e o valor do resistor em série com ele, consegue-se atenuar o ganho em baixas frequências. A principal vantagem, de assim se proceder, é a de simplificar, significativamente, a implementação da rede de polarização. Partir-se do pressuposto que a rede de polarização não "carregará" o circuito de RF é o mesmo que dizer que os indutores apresentarão um circuito-aberto em toda a faixa de frequências de interesse. Tais indutores são extremamente difíceis de serem fabricados artesanalmente: requerem fios tão finos quanto um calibre AWG#48. Apesar de serem comercialmente disponíveis, não só são de manuseio delicado (encarecendo o processo de fabricação do circuito), como também, implicam em importação. O único fabricante destes indutores, do conhecimento deste autor, é a Microwave Components Incorporated/EUA. Por isto, tais componentes só foram usados em três pontos do circuito, mais críticos. Os demais foram feitos manualmente, com fio calibre AWG#38, "Piresol" (Pirelli). Todos os indutores fabricados são de núcleo de ar, enrolados usando como forma

um fio de 0,6 mm de diâmetro. O número de espiras para cada indutor foi definido experimentalmente, através de medidas feitas com um medidor de impedâncias (HP4191A-RF Impedance Analyzer). Esta topologia de rede de polarização foi mantida, também, para os amplificadores auxiliares. As respostas de amplitude e fase, desta nova versão do amplificador principal, são apresentadas na Figura 6.1.5.

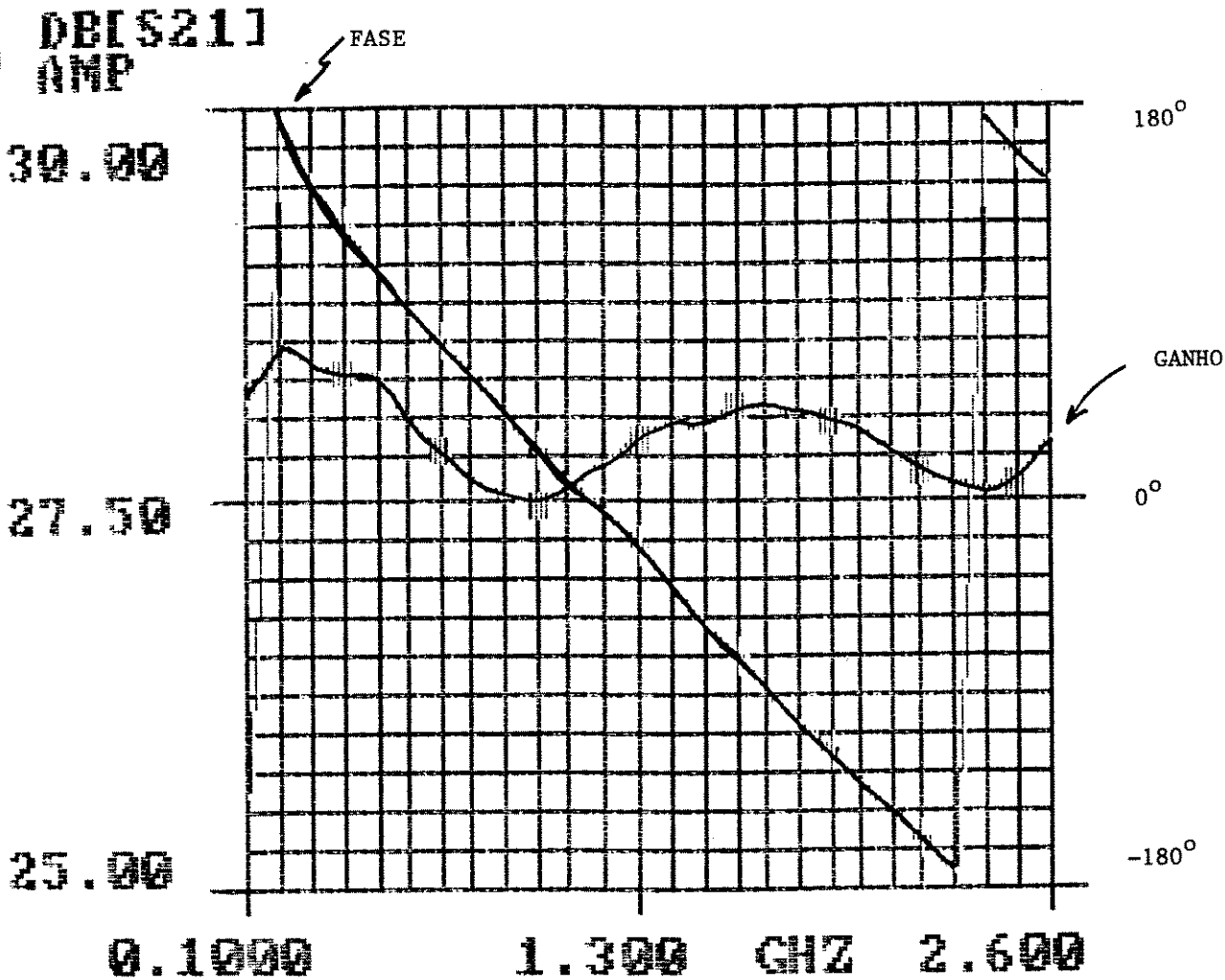


Figura 6.1.5: Resposta simulada, de ganho e de fase, da versão final do amplificador principal.

A Tabela 6.1.2 apresenta o ganho e os demais Parâmetros-*S*, deste mesmo amplificador, em função da frequência.

FREQ. (GHz)	MAG[S11]	ANG[S11]	MAG[S21]	ANG[S21]	MAG[S12]	ANG[S12]	MAG[S22]	ANG[S22]
0.100000	0.178	-140.724	25.777	-137.071	2.4E-03	80.881	0.239	-138.959
0.200000	0.164	-166.997	26.842	174.845	2.7E-03	47.376	0.216	-162.481
0.300000	0.159	174.889	26.491	147.975	2.8E-03	39.074	0.207	-175.494
0.400000	0.155	161.064	26.232	126.019	2.9E-03	36.688	0.200	175.676
0.500000	0.152	149.172	26.201	105.808	3.0E-03	36.461	0.194	168.854
0.600000	0.147	139.395	25.397	89.459	3.2E-03	35.454	0.183	164.016
0.700000	0.142	129.694	24.792	73.263	3.5E-03	35.004	0.171	160.184
0.800000	0.136	119.809	24.361	56.906	3.8E-03	34.851	0.160	157.508
0.900000	0.130	109.575	24.076	40.167	4.1E-03	34.872	0.148	156.374
1.000000	0.123	98.869	23.907	22.854	4.4E-03	35.041	0.139	157.298
1.100000	0.112	87.344	24.205	8.559	4.8E-03	33.120	0.130	160.590
1.200000	0.097	73.375	24.620	-6.494	5.1E-03	31.391	0.128	166.263
1.300000	0.078	55.376	25.062	-22.543	5.5E-03	30.127	0.137	172.101
1.400000	0.055	29.247	25.347	-39.734	5.8E-03	29.757	0.156	174.824
1.500000	0.033	-20.705	25.235	-57.912	6.1E-03	30.626	0.182	173.175
1.600000	0.045	-107.710	25.614	-73.665	6.4E-03	29.859	0.205	170.570
1.700000	0.092	-142.172	25.626	-89.016	6.9E-03	28.885	0.222	166.881
1.800000	0.142	-159.185	25.453	-103.642	7.4E-03	27.079	0.236	163.519
1.900000	0.188	-171.186	25.263	-117.617	8.1E-03	24.389	0.248	160.851
2.000000	0.224	178.578	25.137	-131.210	8.7E-03	21.065	0.262	158.567
2.100000	0.257	166.552	24.618	-144.661	9.3E-03	20.078	0.283	154.128
2.200000	0.290	155.272	24.237	-158.186	9.9E-03	19.227	0.308	148.865
2.300000	0.323	144.317	23.988	-171.950	0.011	18.515	0.337	142.604
2.400000	0.357	133.348	23.868	173.877	0.012	17.851	0.370	135.245
2.500000	0.391	122.053	23.871	159.089	0.013	17.050	0.405	126.684
2.600000	0.427	111.803	24.626	146.726	0.014	14.021	0.433	118.265

Tabela 6.1.2: Resposta simulada dos parâmetros-*S* do amplificador principal final. Fase dos parâmetros *S*_{ij}, em graus.

Na Figura 6.1.6 estão representadas, num Ábaco de Smith, as impedâncias de entrada e de saída (simuladas), referentes à versão final do projeto do amplificador principal do sistema operando com *feedforward*.

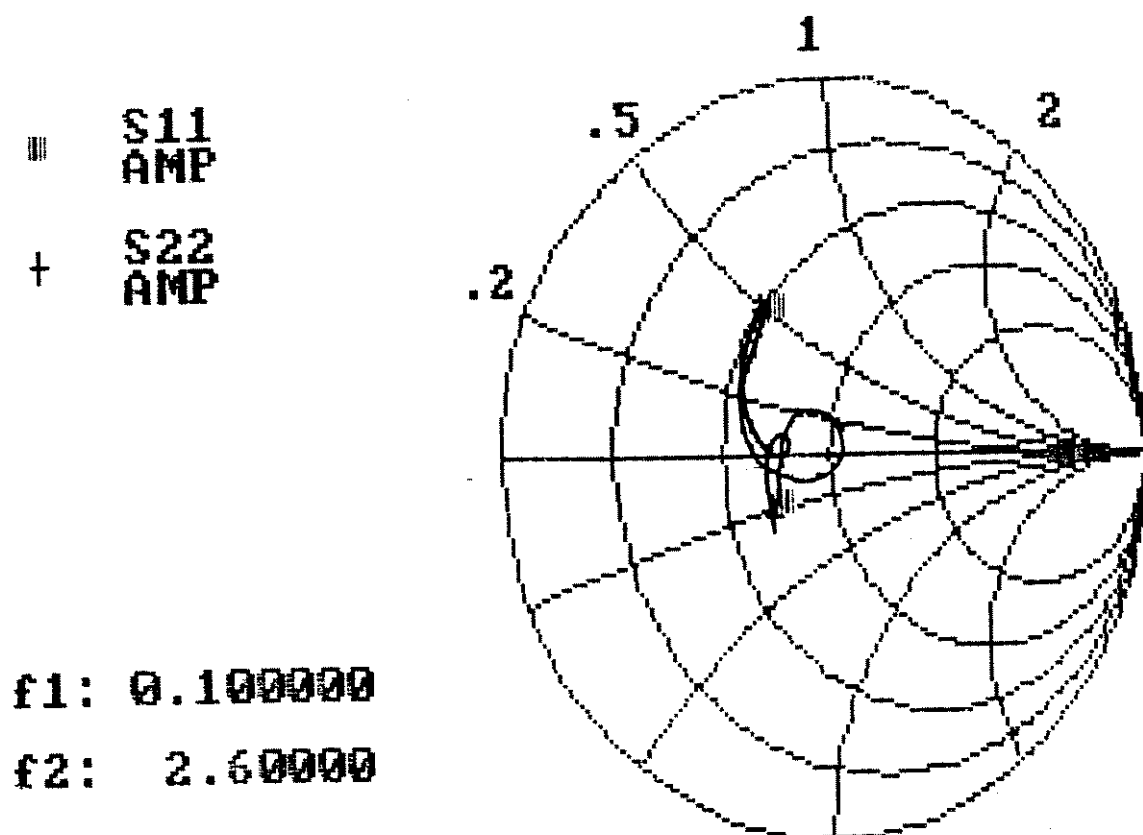


Figura 6.1.6: Simulação das impedâncias de entrada e de saída da versão final do amplificador principal.

Comparando-se estas respostas com aquelas apresentadas na Tabela 6.1.1 (ganho) e na Figura 6.1.4 (fase), vê-se que a redução do ganho foi inferior a 2,5 dB, perfeitamente aceitável para a aplicação desejada. Em contrapartida, a resposta em fase melhorou fortemente: não apenas é bem mais linear, como também a variação da fase, com a frequência, é significativamente menor do que no caso anterior (apenas aproximadamente 400 graus, na faixa de 100 MHz-2,6 GHz).

Estes dois aspectos da resposta de fase viabilizam "emular" o comportamento da fase do amplificador principal por uma simples linha

de transmissão. Esta filosofia de projeto foi mantida para os demais amplificadores da estrutura *feedforward*, como será visto durante a apresentação de seus circuitos, mais adiante, ainda neste Capítulo.

Convém citar que, desde o início do projeto, teve-se o cuidado de se garantir a exeqüibilidade dos circuitos projetados. Isto implica não apenas na escolha adequada dos valores dos componentes e dos parâmetros das linhas de transmissão utilizadas, como também, na imposição de algumas restrições ao *layout*, em função das dimensões físicas dos componentes. Como um exemplo típico destas restrições, pode-se citar a inclusão de pequenas linhas de transmissão conectadas à entrada e à saída dos transistores, cujos comprimentos e impedâncias características são definidos em função da largura e do comprimento dos terminais destes (transistores), de forma a viabilizar a montagem do protótipo. Geralmente, a inclusão destas linhas degrada o desempenho do circuito (durante a simulação), porém, dado que são inevitáveis, devem ser incluídas nas simulações.

A Figura 6.1.7 apresenta o esquema elétrico da versão final do amplificador principal.

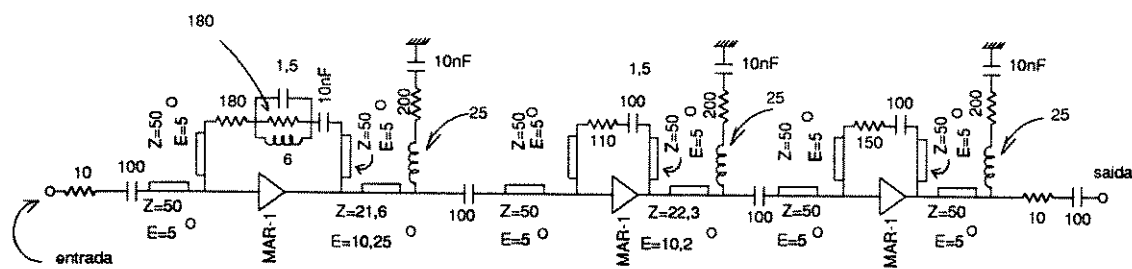


Figura 6.1.7: Esquema elétrico do amplificador principal (*versão final*). Comprimentos elétricos referentes a 2,5 GHz, capacitâncias em picofarad (exceto indicação contrária), indutâncias em nanohenry, resistores em ohm.

6.1.1 A Determinação do Comprimento e da Impedância da Linha de Transmissão de Fase Equivalente

Para se manter a relação de fase entre os dois caminhos do sinal, deve-se garantir que os comprimentos elétricos dos dois caminhos sejam iguais. Como foi visto na Seção 6.1, uma linha de transmissão adequadamente escolhida, quanto a seu comprimento elétrico e impedância característica, pode "emular" o comportamento da fase de um amplificador, desde que a fase deste tenha um comportamento aproximadamente linear, com a frequência. A determinação da impedância característica da linha de transmissão, da primeira malha, que compensa a diferença entre as fases do amplificador principal e do primeiro amplificador auxiliar (de um estágio), é tarefa simples: Conhecendo-se a impedância de saída do amplificador auxiliar, deve-se buscar qual a impedância característica da linha de transmissão (real pura) que apresenta maior adaptação para ela. A forma mais prática para isto seria se registrar graficamente, na Carta de Smith, os lugares geométricos das impedâncias de saída do amplificador auxiliar, ao longo da banda de frequências de operação. Feito isto, busca-se, por inspeção, qual valor de impedância característica que minimiza a distância geométrica entre o valor escolhido e os pontos sobre a curva correspondente às impedâncias de saída. Não há necessidade de se determinar exatamente este valor, uma vez que ele deverá ser otimizado, posteriormente, quando da otimização do sistema como um todo.

A determinação do comprimento elétrico desta linha é uma tarefa também simples. O método que será apresentado se vale da propriedade das linhas de transmissão *não-dispersivas*, que faz com que, ao se multiplicar por "n" a frequência da onda que se propaga na linha, o seu comprimento elétrico é também multiplicado pelo mesmo fator. Assim, uma linha de transmissão não-dispersiva que tenha, por exemplo, 80° de comprimento, em 500 MHz, terá 160° em 1 GHz. É possível determinar-se o comprimento da linha de transmissão, que deverá compensar a

diferença entre os comprimentos elétricos dos dois amplificadores (principal e auxiliar), seguindo os seguintes passos:

a) Escolhem-se duas frequências quaisquer, nas quais as fases dos dois amplificadores serão anotadas. Como o efeito da linha de transmissão é mais significativo quanto maior for a frequência (maior o seu comprimento elétrico), sugere-se aqui que a frequência inferior seja aproximadamente o meio da banda e, a superior, próxima do limite superior da faixa de operação. Para simplificar os cálculos, é conveniente que a relação entre estas duas frequências seja um número inteiro (tipicamente 2, correspondendo a uma oitava);

b) Anota-se a fase de S_{21} de cada amplificador, na frequência do meio da banda de operação e na frequência superior. Calcula-se a variação da fase de S_{21} neste intervalo de frequência, para cada amplificador, por simples subtração.

c) Com isto, levanta-se que o amplificador principal variou, por exemplo, α graus, tendo o amplificador auxiliar variado β graus. Assim, a linha de transmissão teria, neste exemplo, que compensar *a diferença entre as duas variações de fase de S_{21}* , ou seja, $\alpha - \beta$ graus. Cumpre observar que espera-se que a rotação de fase do amplificador principal seja maior do que a do amplificador auxiliar, devido ao seu maior número de estágios. Caso isto não ocorra, deve-se tomar o valor absoluto desta diferença (para que ainda se tenha um número positivo), porém, lembrando que a linha de transmissão deverá ser colocada, neste caso, à saída do amplificador principal, ao invés de à saída do amplificador auxiliar, como mais usual. Resta a pergunta sobre em que condições um amplificador de um estágio poderia apresentar maior rotação de fase do que um de três estágios, por exemplo. Deve-se lembrar que, eventualmente, tanto a rede de adaptação do transistor pode "rodar" muito a fase (por exemplo, algum tipo de estrutura ressonante) quanto, devido às exigências de "layout", o amplificador auxiliar pode requerer, também, uma longa linha de acesso.

d) De posse de $\alpha-\beta$, sabe-se que a linha de transmissão deve apresentar esta variação de fase, quando a frequência de operação passar da frequência inferior para a superior. Se F_{inf} for a frequência inferior e, F_{sup} a superior, tem-se que:

$$F_{sup} = n F_{inf} \quad (6.1.1.1)$$

e

$$\theta_{sup} = n \theta_{inf} \quad (6.1.1.2)$$

Portanto,

$$\begin{aligned} \theta_{inf} &= \text{comprimento elétrico da linha de transmissão em } F_{inf} = \\ &= \theta_{sup}/n \end{aligned} \quad (6.1.1.3)$$

É importante dizer que, também neste caso, não há necessidade de se determinar este valor com grande acuidade, uma vez que ele deverá ser otimizado, quando da simulação do sistema completo. Como se verá mais adiante, ao se discorrer sobre as simulações do amplificador completo, os valores calculados segundo os procedimentos acima descritos constituíram-se em uma boa aproximação em relação ao valor ótimo. *Tanto o procedimento para a determinação da impedância característica da linha de transmissão equivalente, quanto o referente ao cálculo de seu comprimento, foram também usados para o dimensionamento da linha de transmissão que compensa a fase do segundo amplificador auxiliar (da segunda malha) e dos Baluns.*

6.1.2 *Um Método de se Aplainar a Resposta de Frequência, de Amplificadores com Ondulações na Banda*

Nesta Sub-Seção será apresentado um método, desenvolvido por este autor, para se corrigir a resposta em frequência de amplificadores, com *ripple* (ondulações) na banda de interesse. O que motivou o desenvolvimento deste método foi o fato dos transistores utilizados (na realidade, amplificadores monolíticos de uso geral, "MAR-1", da MiniCircuits/USA) apresentarem um *dip* (vale) de 0,5 dB, centrado aproximadamente em 1,4 GHz. Como o amplificador principal tem três estágios, este *vale* passaria a ser de 1,5 dB. Tal valor de ondulação é inaceitável para um amplificador com *feedforward*, devido ao impacto que teria nos cancelamentos inerentes ao funcionamento do sistema, conforme já visto em capítulos anteriores.

A primeira tentativa de se corrigir este problema foi através da utilização de realimentação paralela resistiva, que também contribuiria para a redução da queda monotônica do ganho com a frequência. As simulações feitas mostraram que, apesar do ganho, como um todo, aplainar, o "vale" em 1,4 GHz permanecia inalterado, conforme mostrado na Figura 6.1.2.1.

A forma de se solucionar este problema surgiu da análise cuidadosa desta mesma figura: Na curva tracejada, correspondente à resposta *antes* da realimentação resistiva ser aplicada ao circuito monolítico, assinalou-se o ponto "A", que corresponde ao vértice do "vale" de ganho. Na mesma figura é possível ver que, entre este ponto e o ganho plano (após a realimentação ser aplicada - curva "cheia"), há uma folga de aproximadamente 2 dB. A implicação direta deste fato é a de que, se não houvesse realimentação, o ponto "A" corresponderia a um ganho aproximadamente 2,5 dB maior. Como o ponto de maior perda de ganho, ou seja, o "vértice" do vale, corresponde a uma atenuação de aproximadamente 0,5 dB por estágio, vê-se que, caso a realimentação fosse de alguma forma diminuída em torno deste ponto, de forma que o

ganho no vértice do vale ficasse 0,5 dB maior, o ganho do amplificador ficaria plano. É interessante observar que como o amplificador (neste caso) tem três estágios, a amplitude do "vale" de ganho é de 1,5 dB, menor, portanto, que os 2 dB de "folga" fornecidos ao se remover a realimentação de um único estágio. Portanto, potencialmente, bastaria se atuar em um dos estágios do amplificador para se compensar o "vale" de 1,5 dB. O problema que persistiria seria o de se garantir que a formato deste aumento localizado de ganho fosse exatamente o inverso do formato do "vale".

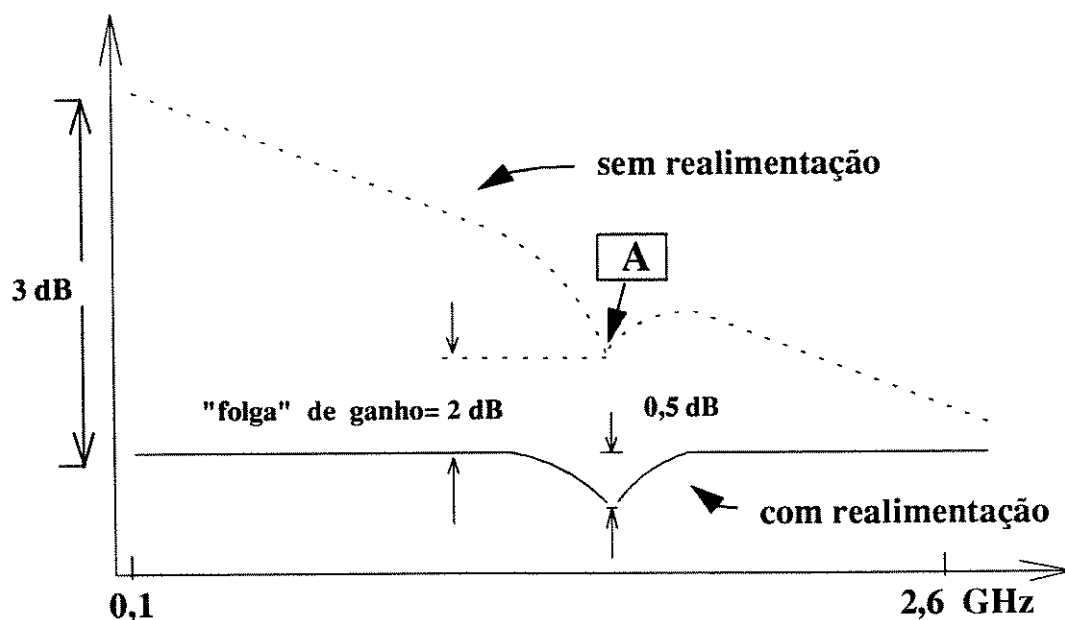


Figura 6.1.2.1: As curvas de ganho x frequência, do MAR-1, sem e com realimentação.

A solução que será apresentada a seguir consegue resolver, de uma só vez, e de maneira simples, ambos os problemas: A idéia consistiu em se introduzir, em série com a realimentação resistiva já existente, um circuito *RLC paralelo*, ver Figura 6.1.2.2.

Visando facilitar a compreensão da idéia, analisar-se-á, inicialmente,

o comportamento do circuito com o resistor "R" infinito. O primeiro passo seria o de se determinar os valores do indutor e do capacitor, a serem utilizados. Eles foram escolhidos de forma que a frequência de ressonância da associação LC fosse a mesma que a frequência correspondente ao vértice do "vale" no ganho. Observe que, na ressonância, o circuito-tanque "abre", ou seja, apresenta impedância infinita. Portanto, interrompe a realimentação paralela resistiva (que já existia, independentemente do circuito de compensação de ganho, ora em análise). Com isto, o ganho do amplificador, nesta frequência, aumenta, atingindo o valor que teria caso não houvesse a realimentação (o que efetivamente está acontecendo nesta frequência).

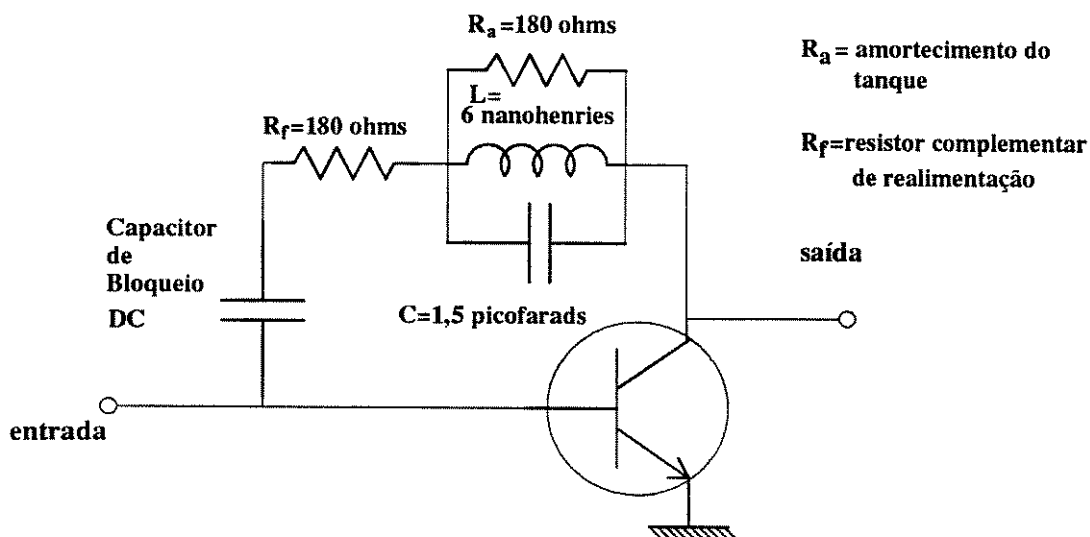


Figura 6.1.2.2: A inclusão de um circuito "tanque", *RLC*, na realimentação do circuito

Como o comportamento do ganho às vizinhanças da frequência de ressonância depende do Fator de Qualidade, "*Q*", do circuito- tanque LC, a correta compensação das variações de ganho pode ser obtida variando-se o seu "*Q*", o que é obtido com a inclusão do resistor, R_a , em paralelo com o indutor e o capacitor.

Deve-se notar que, fora das vizinhanças da ressonância do tanque, a inclusão deste resistor implicaria na alteração da realimentação paralela, devida ao resistor que já existia anteriormente, uma vez que este segundo resistor estaria em série com ele. Em decorrência, se diminuiria a realimentação, o que comprometeria a compensação da queda monotônica de ganho com a frequência. A solução para isto é trivial: Tudo o que se tem que fazer é se assegurar que o valor da soma das resistências dos dois resistores seja mantida constante, ou seja, igual ao valor previamente determinado para compensar a queda monotônica (*roll-off*) do ganho. Em outras palavras, deve-se diminuir o valor do resistor de realimentação, inicialmente determinado, de exatamente o valor da resistência adicional necessária para ajustar o Fator de Qualidade do circuito-tanque. Considere-se, a título de exemplo, que:

- A realimentação fosse proporcionada por um resistor de 500 ohms;
- Ao se aplicar a técnica para corrigir o vale de ganho, tenha-se verificado (por simulação ou experimentalmente) que o resistor a ser colocado no "tanque" fosse de 180 ohms. Assim, dever-se-ia incluir o resistor de 180 ohms, em paralelo com o circuito "LC", e substituir o resistor de 500 ohms por um de (500-180) ohms, ou seja, de 320 ohms.

A Figura 6.1.2.3 apresenta, de uma forma didática, os efeitos da aplicação da técnica recém-descrita ao amplificador principal projetado para este trabalho. As fases de S_{21} total do amplificador foram traçadas para mostrar quão pouco a técnica utilizada interfere nos demais características do amplificador. As demais curvas (ganho) apresentam três situações:

- Antes da aplicação da técnica, *curva 1*, pode-se ver nitidamente o "vale" de aproximadamente 1,5 dB no ganho do amplificador (em aproximadamente 1,5 GHz);

-Após a inclusão da rede LC, porém, ainda sem a inclusão do resistor (que controla o Fator de Qualidade), *curva 2*;

-Com a implementação final, ou seja, a rede RLC e o resistor de realimentação com o seu valor decrescido (de forma tal que a soma total das resistências de realimentação não sofresse alteração), *curva 3*.

0,25 dB/Divisão

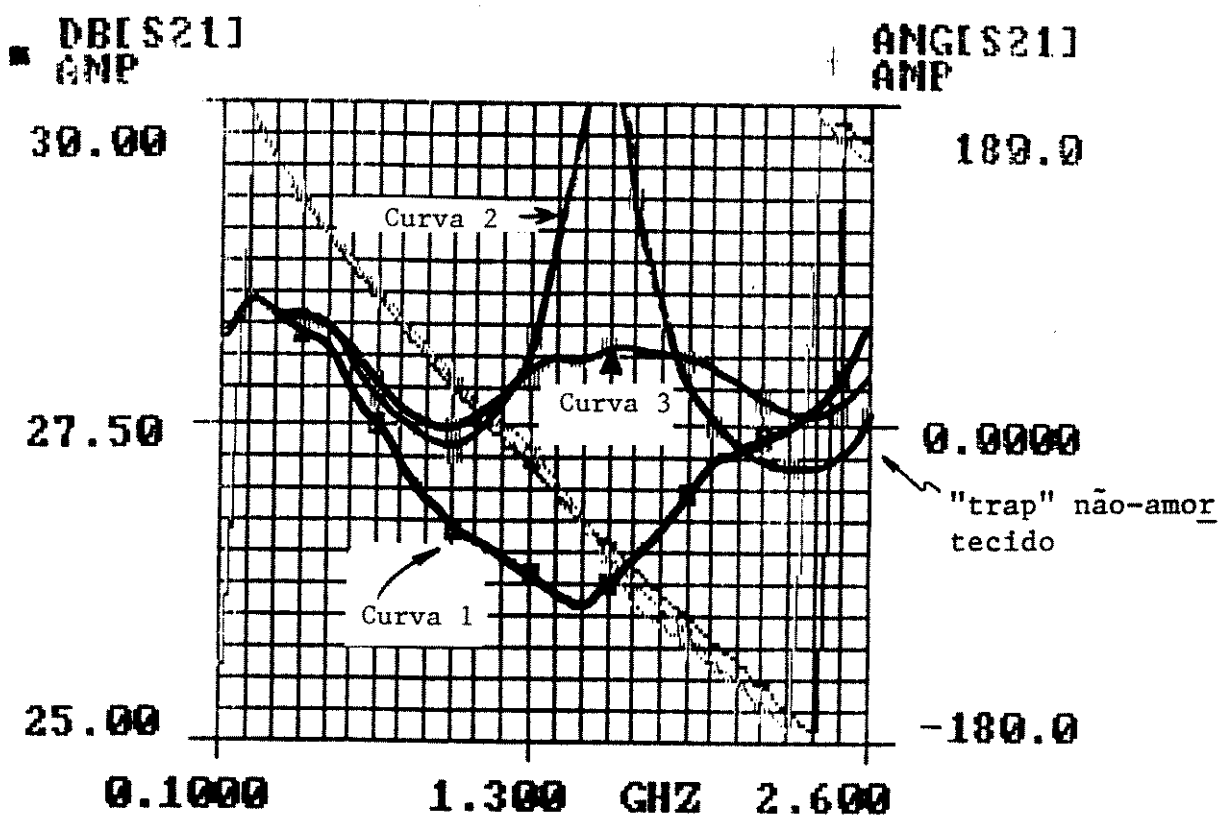


Figura 6.1.2.3: O efeito da técnica proposta, (inclusão de um circuito "tanque"), sobre o ganho e a fase de S_{21} do amplificador principal. Três condições são apresentadas: *sem* utilizá-la, *curva 1*; apenas uma rede RC, *curva 2*, e com seu emprego correto, *curva 3*.

Comparando-se as curvas 1 e 3, pode-se verificar que, fora da faixa escolhida na qual se atuaria no ganho, a perturbação pode ser

considerada pequena, conforme premissa inicial.

Pode-se generalizar esta idéia, de forma a se conseguir compensar formas mais complexas de variações de ganho, tipicamente, de ondulações periódicas (*ripple* aproximadamente senoidal) ou mesmo de formas arbitrárias. Isto pode ser realizado generalizando-se o procedimento recém-descrito: Ao invés de se restringir a rede introduzida, a um circuito RLC, pode-se permitir que ela seja qualquer tipo de filtro, cujas ondulações na banda passante sejam tais que, quando introduzidas na rede de realimentação de um ou mais estágios de um amplificador, compense as ondulações do ganho deste. Uma forma relativamente simples de se sintetizar este "filtro" seria a de se estimar, inicialmente, a topologia básica que a estrutura deva ter (por exemplo, a ordem do filtro) e, após isto, otimizar a estrutura, valendo-se de um *software* qualquer (Touchstone, por exemplo) de análise/otimização de circuitos. Ao se projetar e otimizar esta estrutura, deve-se fazê-lo ao longo de toda a banda de frequências de interesse, de forma a se garantir que a estrutura resultante compense todos os dois tipos de variação de ganho: a "ondulação" e o decaimento monotônico com a frequência.

A principal vantagem deste método, em relação à simples introdução de um filtro em série com o amplificador, é a pequena alteração nas Perdas de Retorno de entrada e saída do amplificador, bem como a pequena perturbação na fase de S_{21} do amplificador (praticamente não introduz retardo de grupo), em relação ao que se teria com um filtro (colocado em série com o amplificador). A análise rigorosa da perturbação introduzida pela estrutura de compensação de ganho, sobre as impedâncias de entrada e de saída, pode ser feita pela aplicação do Teorema de Miller, [63]. Valendo-se deste teorema, é fácil ver, qualitativamente, que a perturbação nas impedâncias seria pequena, uma vez que as impedâncias de entrada e saída do amplificador, antes da aplicação da técnica, são baixas (50 ohms) em relação às resistências de

realimentação paralela utilizadas, sendo também baixo o ganho de tensão de cada estágio do amplificador (tipicamente inferior a cinco).

6.2 O AMPLIFICADOR AUXILIAR DA PRIMEIRA MALHA

Este amplificador é, sem dúvida, o mais simples do sistema: Apenas um estágio, não tendo sido necessário o artifício recém-apresentado para se manter o ganho de transdução constante. A rede de polarização utilizada foi projetada de forma análoga às aquelas desenvolvidas para o amplificador principal. Devido a isto, não se discorrerá sobre o seu projeto, uma vez que foram utilizadas técnicas já descritas neste trabalho. O seu esquema elétrico é apresentado na Figura 6.2.1, bem como o arquivo (para *EESof-Touchstone*) que o descreve, Figura 6.2.2, as suas curvas de ganho e fase, Figura 6.2.3, e de impedância de entrada e de saída, Figura 6.2.4. Por completitude, apresentam-se, também, os seus Parâmetros-S, Tabela 6.2.1.

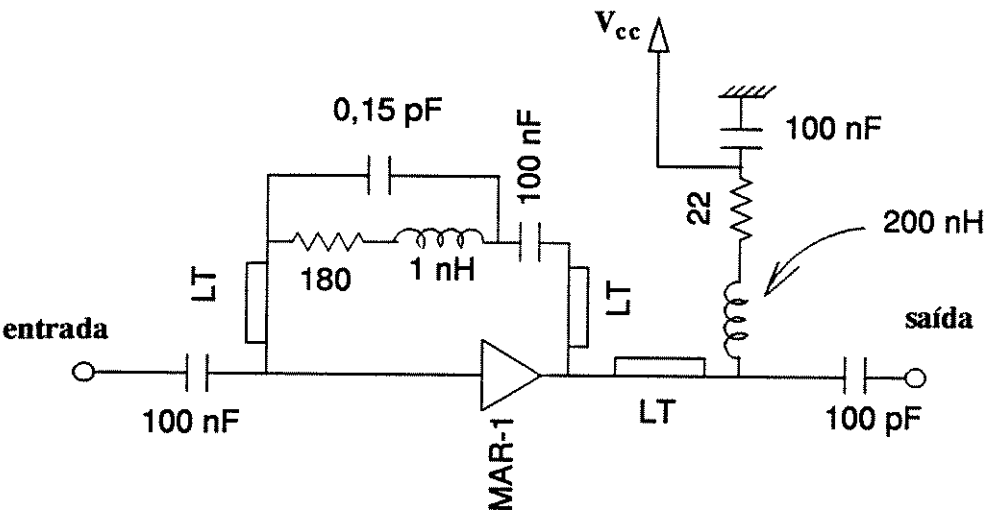


Figura 6.2.1: Esquema elétrico do amplificador auxiliar da primeira malha. LT são linhas de transmissão, com $Z=50$ ohms e comprimento elétrico de 5 graus @ 2,5 GHz; as resistências estão dadas em ohms.

!amplificador 1 estagio com mmic mar 1, tese.

!

DIM
FREQ GHZ
RES OH
IND NH
CAP PF
LNG MM
ANG DEG

VAR
C1=100000

CKT
CAP 1 10 C^C1
TLIN 10 20 Z=50 E=5 F=2.5
RES 20 30 R=180
IND 30 40 L=1
CAP 20 40 C=0.15
CAP 40 45 C^C1
TLIN 45 50 Z=50 E=5 F=2.5
S2PA 10 50 0 MAR1.S2P
TLIN 50 60 Z=50 E=5 F=2.5
IND 60 70 L=200
RES 70 75 R=22
CAP 75 0 C^C1
CAP 60 100 C=100

DEF2P 1 100 AMP

OUT
AMP S11 SC2
AMP S21 SC2
AMP S12 SC2
AMP S22 SC2
AMP DB[S21] GR1
AMP ANG[S21] GR1A

FREQ
SWEEP 0.1 2.0 .1

GRID
RANGE 0.1 2.0 .1
GR1 0 12 1
GR1A -180 180 10

Figura 6.2.2: Arquivo *Touchstone* que descreve o amplificador auxiliar da primeira malha.

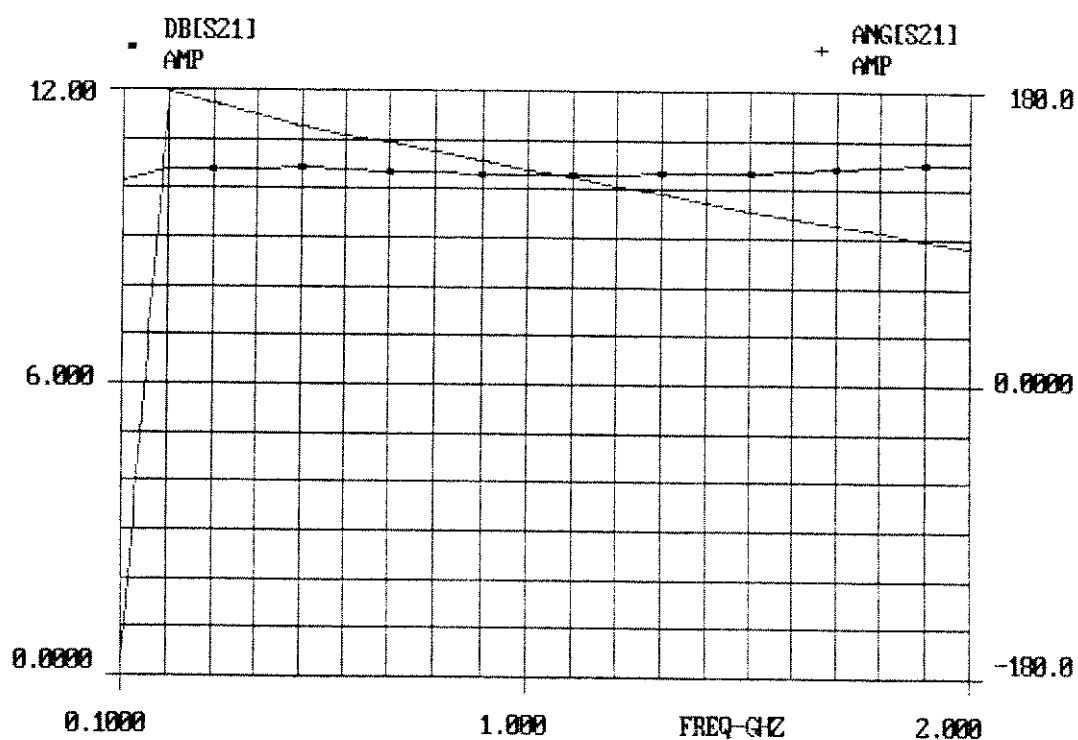


Figura 6.2.3: Respostas de ganho e fase do amplificador auxiliar da primeira malha.

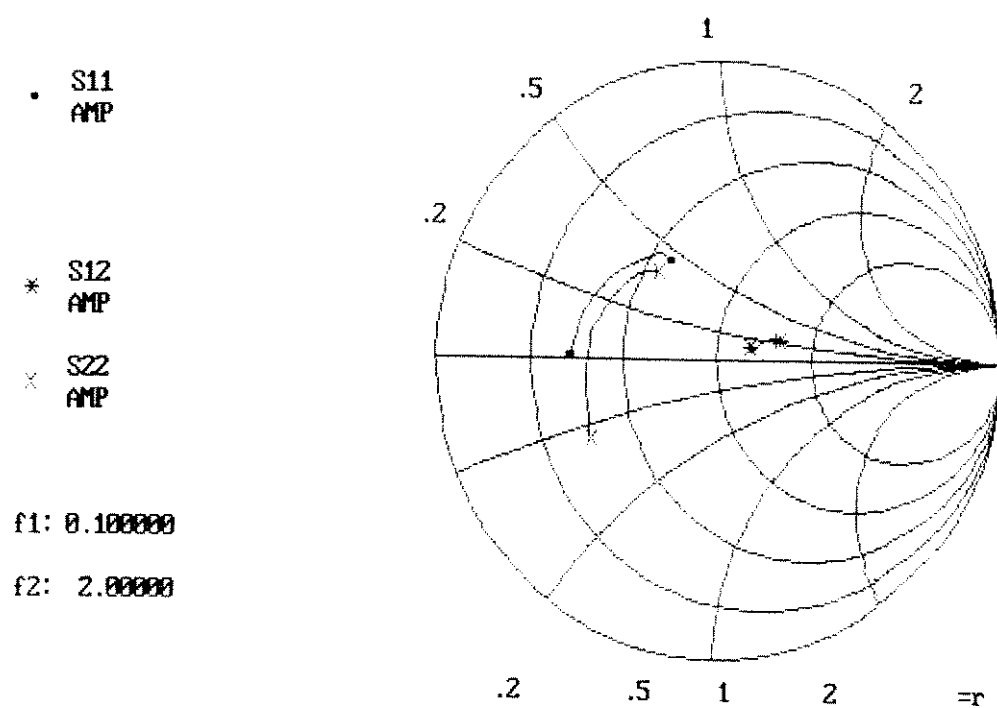


Figura 6.2.4: Impedâncias de entrada e de saída deste mesmo amplificador.

FREQ	[S11]		[S21]		[S12]		[S22]	
GHz	Mag.	Fase	Mag.	Fase	Mag.	Fase	Mag.	Fase
0.10	0.528	178.071	3.226	-166.398	0.123	22.967	0.515	-149.315
0.20	0.519	173.118	3.304	179.260	0.128	16.183	0.477	-169.262
0.30	0.513	169.071	3.309	171.064	0.131	15.557	0.467	-178.281
0.40	0.508	165.146	3.312	164.363	0.133	16.441	0.463	175.507
0.50	0.504	161.203	3.324	158.192	0.137	17.877	0.462	170.352
0.60	0.497	157.976	3.308	152.974	0.141	18.641	0.454	166.432
0.70	0.490	154.583	3.294	147.781	0.146	19.539	0.448	162.760
0.80	0.483	150.988	3.285	142.525	0.152	20.508	0.442	159.179
0.90	0.476	147.156	3.278	137.145	0.158	21.517	0.437	155.585
1.00	0.468	143.049	3.273	131.593	0.164	22.542	0.432	151.897
1.10	0.460	139.999	3.275	126.946	0.171	22.633	0.426	148.668
1.20	0.451	136.760	3.278	122.175	0.179	22.711	0.421	145.335
1.30	0.442	133.309	3.280	117.259	0.186	22.767	0.415	141.866
1.40	0.431	129.620	3.281	112.175	0.194	22.794	0.408	138.230
1.50	0.419	125.665	3.279	106.902	0.202	22.781	0.402	134.396
1.60	0.420	123.273	3.300	102.585	0.208	22.040	0.394	132.330
1.70	0.418	121.292	3.320	98.200	0.21	21.191	0.387	130.307
1.80	0.411	119.624	3.338	93.734	0.218	20.208	0.380	128.338
1.90	0.398	118.099	3.350	89.170	0.224	19.080	0.372	126.428
2.00	0.378	116.469	3.357	84.483	0.229	17.809	0.364	124.587

Tabela 6.2.1: Os Parâmetros-S do amplificador auxiliar da primeira malha. Fase em graus

Convém ressaltar, que as características deste amplificador foram ligeiramente alteradas em relação ao projeto inicial (quando da otimização do sistema total), de forma a compensar o desempenho total do sistema.

6.3 O AMPLIFICADOR AUXILIAR DA SEGUNDA MALHA

O amplificador que será descrito nesta Seção é de maior interesse técnico, por algumas razões: Primeiramente, por ser um amplificador de ganho controlado, utilizando um transistor de efeito de campo de porta dupla, (*dual gate FET*); em segundo lugar, devido a uma particularidade de projeto - a impedância de saída foi feita a mais alta possível, de forma tal que "carregasse" o mínimo possível a saída do amplificador principal; por último, pelo fato do seu projeto também se valer da técnica de compensação de ondulação do ganho, descrita na Sub-Seção 6.1.2. O esquema elétrico do amplificador de ganho controlado é apresentado na Figura 6.3.1, sendo o arquivo *Touchstone* que o descreve apresentado na Figura 6.3.2.

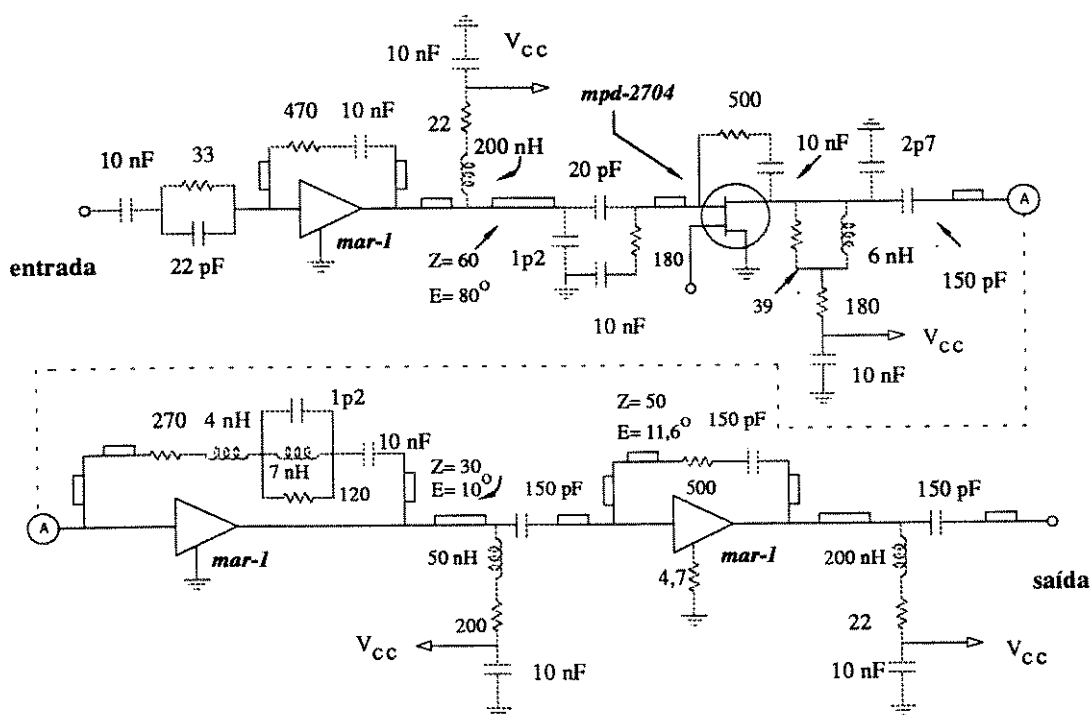
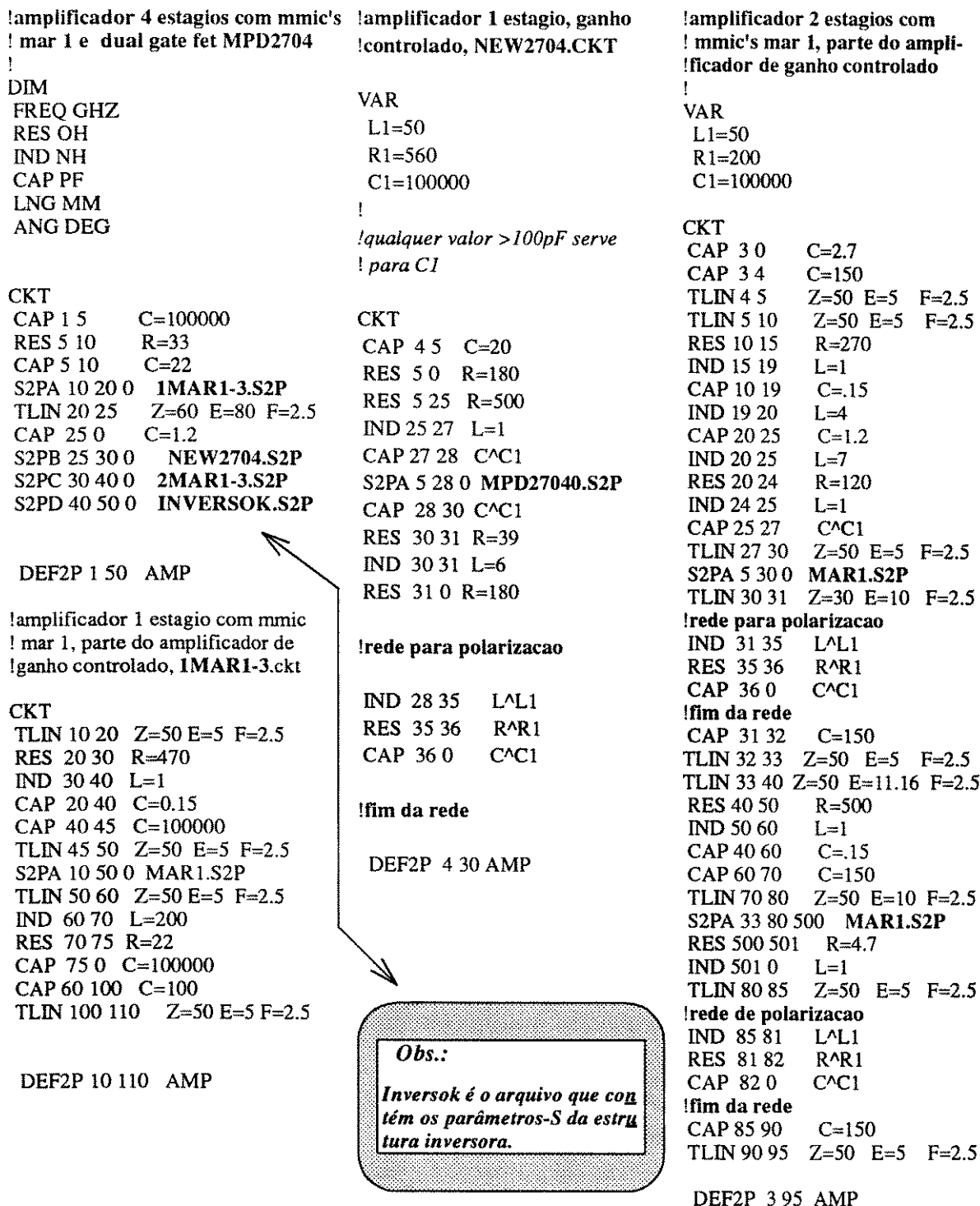


Figura 6.3.1: Esquema elétrico do amplificador de ganho controlado (2ª malha). Resistências em ohms, Todas as linhas de transmissão não cotadas são de 50 ohms e de 5 graus de comprimento elétrico.



O FET utilizado foi o Litton-MPD2704, cujas características encontram-se apresentadas na Sub-Seção 5.2.2 deste trabalho. A opção por colocá-lo como segundo estágio do amplificador deveu-se ao fato de sua impedância de entrada ser de difícil adaptação para valores próximos de 50 ohms (*o que dificultaria a sua utilização no primeiro estágio*), e devido ao seu baixo ponto de compressão de 1 dB (*não informado pelo fabricante, porém, já tendo sido medido nos laboratórios do CPqD/Telebrás*), o que contra-indica a sua utilização nos últimos estágios do amplificador.

As redes de polarização utilizadas têm concepção análoga às utilizadas no amplificador principal, como pode ser visto no esquema elétrico.

As respostas de ganho (módulo e fase) e das perdas de retorno de entrada e de saída são mostradas nas Figuras 6.3.3 e 6.3.4, respectivamente. Analogamente ao comentado, quando da apresentação das respostas do amplificador auxiliar da primeira malha, convém dizer que as características do segundo amplificador auxiliar, ora apresentadas, também foram ligeiramente alteradas, em relação ao seu projeto inicial, de forma a otimizar o comportamento final do circuito de *feedforward*. Especial atenção deve ser dada ao comportamento do ganho com a frequência, cujo comportamento visa compensar as perdas de inserções (crescentes com as frequências) não só da estrutura inversora, como também de um *"toco" de linha de transmissão, colocado no circuito amostrador à saída do amplificador auxiliar. Este "toco" de linha foi colocado para garantir a estabilidade do sistema completo.*

Maiores detalhes, sobre a razão pela qual colocou-se esta estrutura, serão dados na próxima Sub-Seção, quando se estiver comentando o desempenho do sistema completo de *feedforward* projetado, montado e testado.

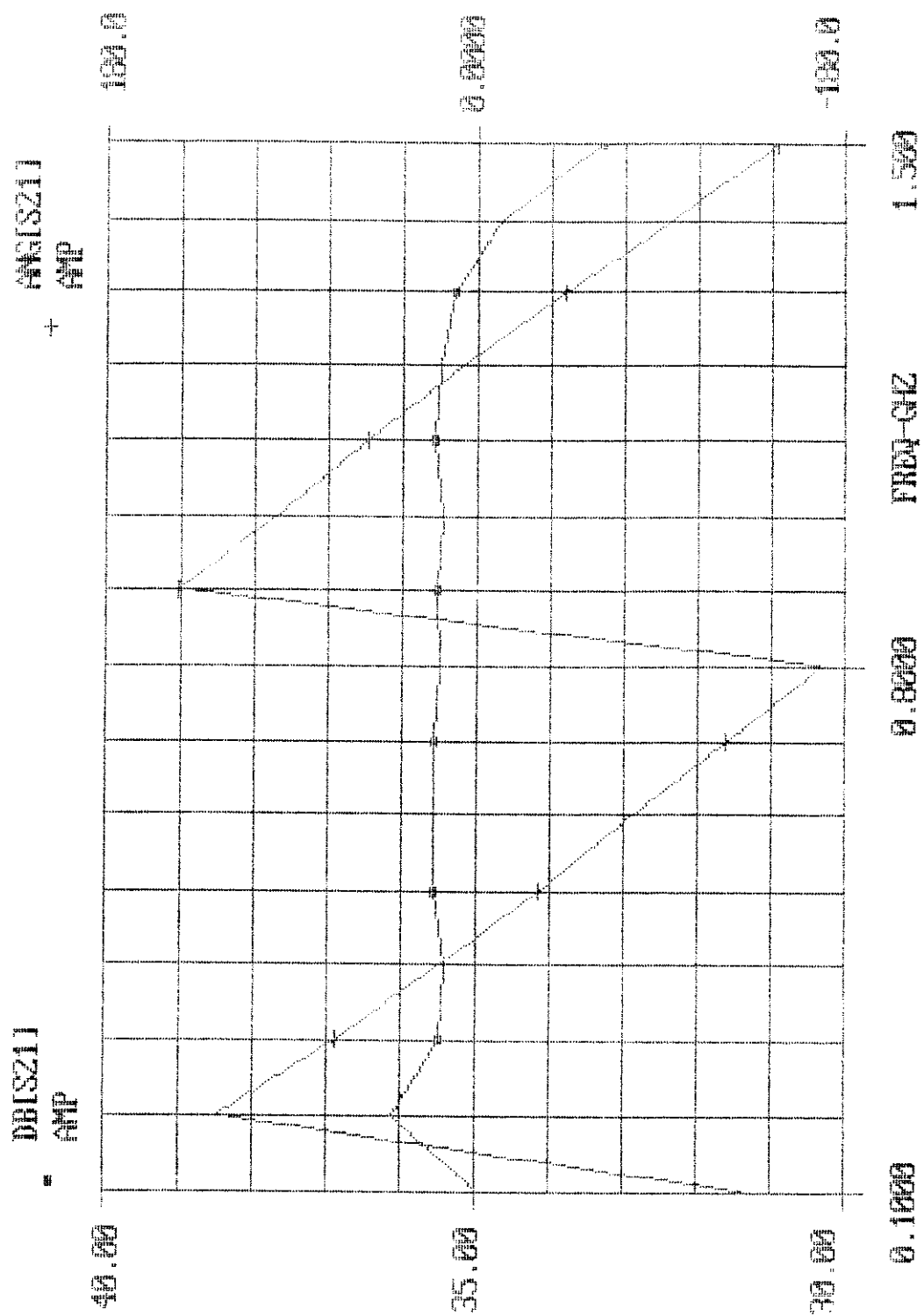


Figura 6.3.3: Resposta de ganho e de fase do amplificador de ganho controlado.

6.4 O AMPLIFICADOR COM *FEEDFORWARD*, COMPLETO

Nas Seções e Sub-Seções anteriores foram analisados todos os blocos constituintes do amplificador linearizado, desenvolvido como protótipo de validação da técnica de projeto proposta. Esta Seção apresentará e discutirá o circuito final resultante, analisando também os resultados das simulações realizadas e o desempenho do amplificador montado.

O Diagrama de Blocos do sistema á apresentado na Figura 6.4.1.

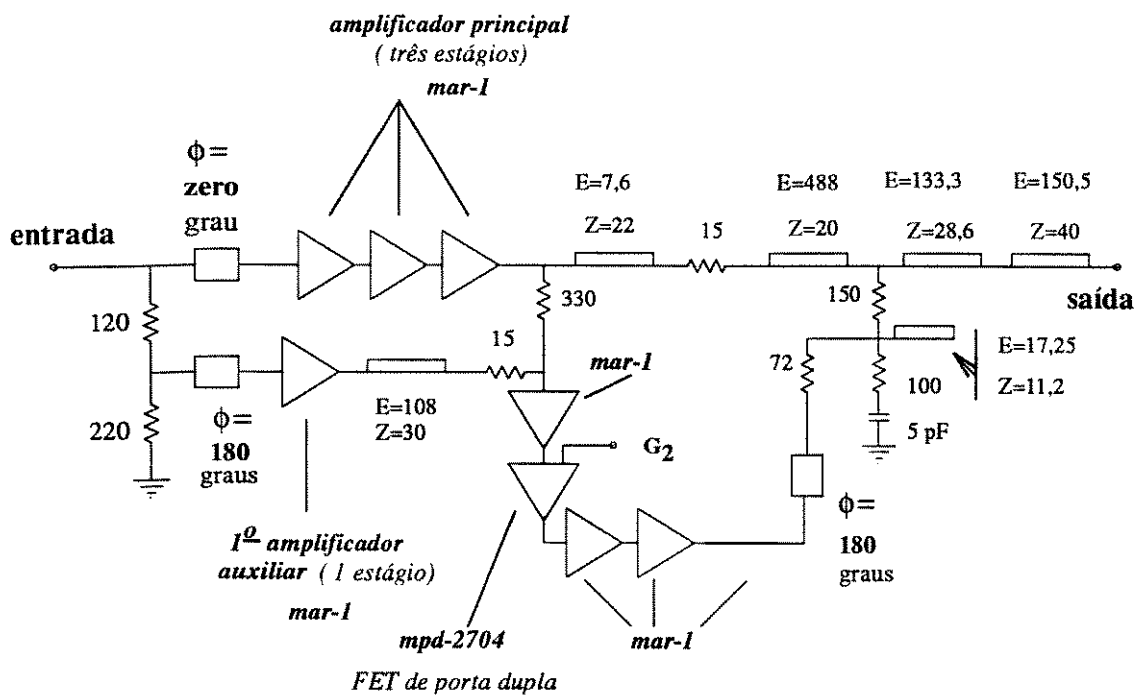


Figura 6.4.1: Diagrama de Blocos do sistema amplificador com *feedforward*.
Comprimentos elétricos @ 1 GHz

Pode-se valer da observação da figura acima para enfatizar as principais alterações introduzidas neste trabalho, em relação à topologia convencional, já descritas anteriormente neste trabalho

(Capítulo 5): Os acoplamentos resisitivos (no lugar de acopladores direcionais); o amplificador auxiliar na primeira malha e, por último, a substituição do amplificador auxiliar da segunda malha por outro, de ganho controlado (FET de porta dupla). Uma outra inovação será apresentada mais adiante neste trabalho, na Figura 6.4.6, que permite otimizar-se, eletricamente, o comportamento do cancelamento de espúrios para uma faixa de frequências desejada. O cancelamento das frequências fundamentais, realizado pela primeira malha do circuito projetado, é apresentado na Figura 6.4.2.

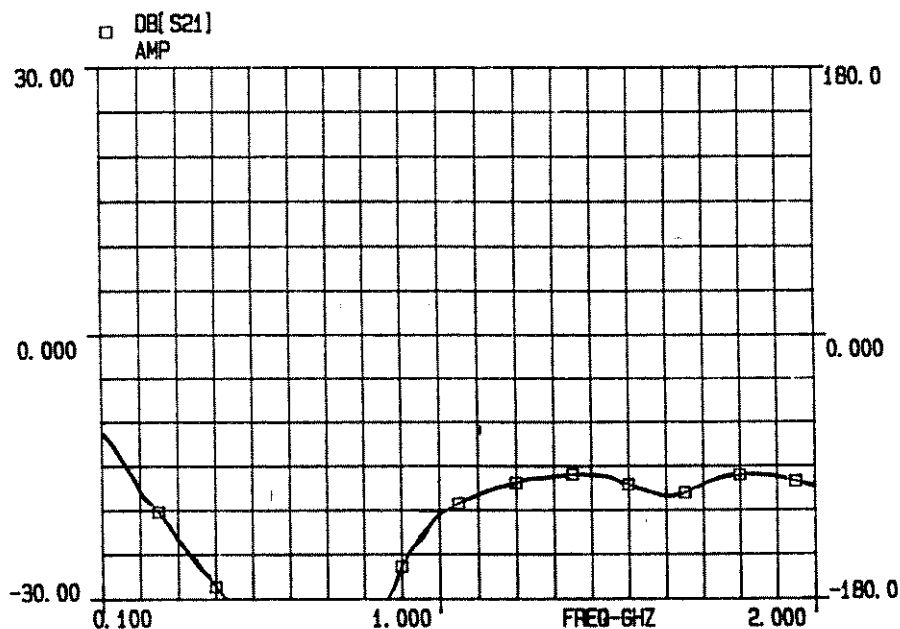


Figura 6.4.2: O cancelamento da frequência fundamental, realizado pela 1ª malha do sistema projetado. Esta resposta é praticamente independente da potência de entrada enquanto os amplificadores, principal e auxiliar da primeira malha, estiverem operando abaixo 3 dB (pelo menos) do ponto de compressão de 1 dB.

A função da maioria dos elementos constituintes deste sistema já foi explicada ao longo deste trabalho. Apenas dois elementos não foram explicados: o toco de linha de transmissão, em paralelo com uma rede RC, à saída do segundo amplificador auxiliar (na junção dos resistores de 72, 150 e 110 ohms), e as duas linhas de transmissão em série, na

saída do sistema. Estas duas linhas agem como um transformador de impedâncias, de duas seções, para melhorar o casamento da impedância de saída do sistema, para 50 ohms. Optou-se por duas seções para aumentar a banda de operação, [14]. Devido à pequena diferença entre as impedâncias a serem casadas, de 25 ohms para 50 ohms, duas seções foram suficientes.

A explicação da necessidade de se colocar o toco de linha de transmissão (em paralelo com a rede RC) é um pouco mais longa: Observando-se a segunda malha do circuito apresentado na Figura 6.4.1, pode-se constatar que, se o ganho do amplificador auxiliar (de ganho controlado) for superior às perdas introduzidas pelos resistores, haverá uma região da banda de frequências na qual o sistema poderá oscilar. Este toco foi colocado para reduzir o ganho do amplificador auxiliar para frequências acima de aproximadamente 1,2 GHz. A impedância da linha de transmissão que o compõe, bem como o seu comprimento elétrico, foram otimizados empiricamente: Ajustaram-se estes dois parâmetros, observando-se o comportamento da resposta simulada do cancelamento dos produtos de intermodulação. *Antes de se prosseguir nesta análise, é importante que se relembre o procedimento, proposto e utilizado neste trabalho, para a análise de amplificadores operando com feedforward, descrito na Sub-Seção 5.3.1 do Capítulo anterior: Por este procedimento, a primeira malha (que amostra o sinal na entrada do sistema) é aberta, preservando-se, apenas, a sua influência (carregamento) no circuito restante. Com isto, a resposta a um sinal, colocado na entrada, passa a ser função apenas da segunda malha. Lembrando que esta malha tem como função o cancelamento dos produtos de intermodulação gerados pelo amplificador principal, e que, com a primeira malha aberta não se tem o cancelamento da fundamental, tem-se que, sob estas condições, o ganho do sistema será fortemente diminuído, devido à interferência destrutiva entre os dois caminhos da segunda malha. A diferença entre a resposta sob estas condições e a resposta com ambas as malhas conectadas é a melhoria relativa nos níveis*

dos produtos de intermodulação.

A Figura 6.4.3 apresenta as respostas das simulações do sistema completo, em duas condições: *com* o toco e a rede RC, curva "a"; e *sem* eles, curva "b".

Comparando-se ambas as curvas vê-se, facilmente, o aumento do cancelamento em altas frequências, após a colocação da estrutura com o "toco". A curva "b" mostra que, às vizinhanças de 1GHz, o circuito de cancelamento de espúrios estava, na verdade, aumentando o nível dos produtos de intermodulação.

Uma vez lembrada a técnica de análise proposta (neste trabalho) para o sistema operando com *feedforward*, pode-se continuar com o estudo do *sistema* amplificador desenvolvido como protótipo de validação.

A rede RC, colocada em paralelo com o toco, completa a estrutura de ajuste da amplitude do sinal re-injetado na saída do amplificador principal, pela segunda malha, para a faixa superior da banda de frequências. Variando-se os valores do resistor e do capacitor, consegue-se ajustar a frequência a partir da qual a estrutura de compensação de ganho começa a atuar.

As Figuras 6.4.4-(a) e (b), a seguir, apresentam, num "Ábaco de Smith", o efeito desta estrutura sobre a impedância de saída do amplificador com *feedforward*. Em (a), apresenta-se como seria a impedância de saída *sem* a estrutura; em (b), seu valor após a inclusão da estrutura. Observe-se que antes da inclusão da estrutura em questão, a impedância de saída do amplificador com *feedforward* assumia valores negativos, em frequências próximas ao limite superior da faixa, enfatizando ser *condicional* a estabilidade do circuito.

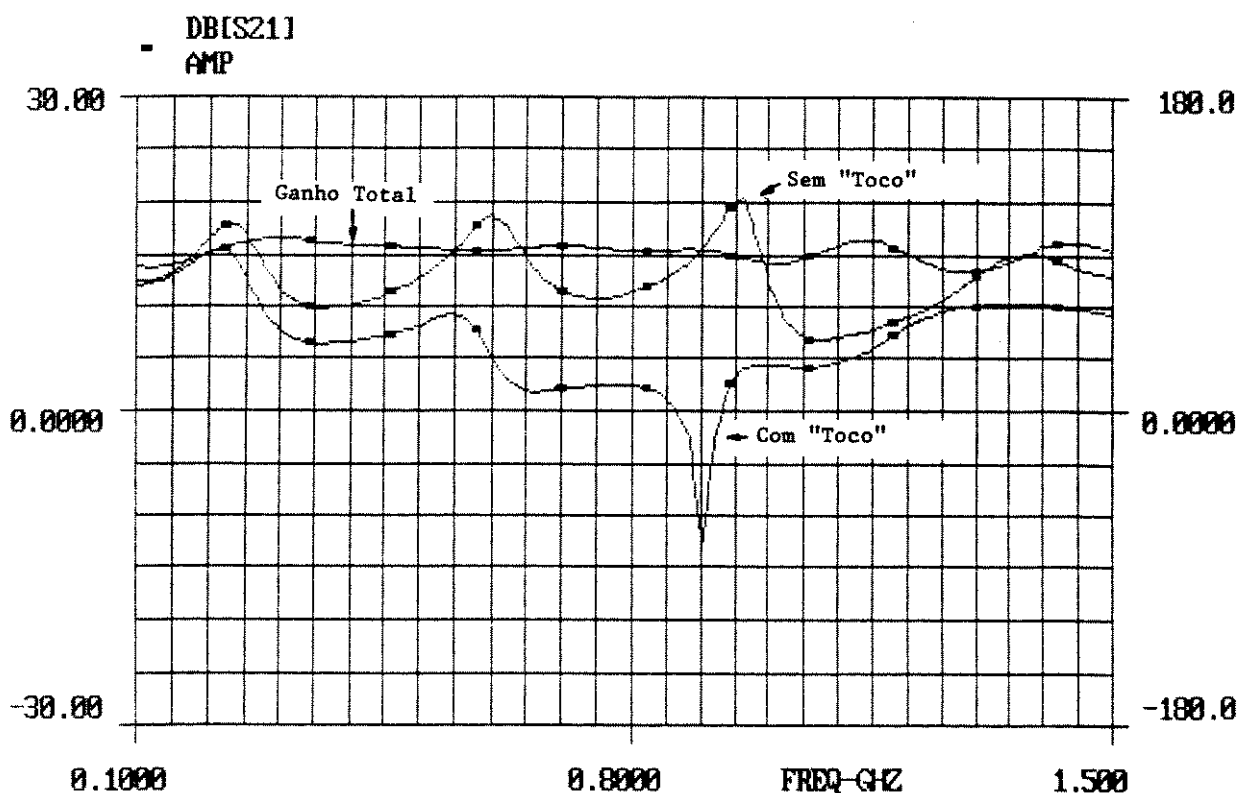


Figura 6.4.3: Respostas simuladas do sistema projetado, onde são apresentados o ganho e melhoria dos níveis dos produtos de intermodulação, para duas condições: *sem o toco* e *com o toco*, colocado na segunda malha.

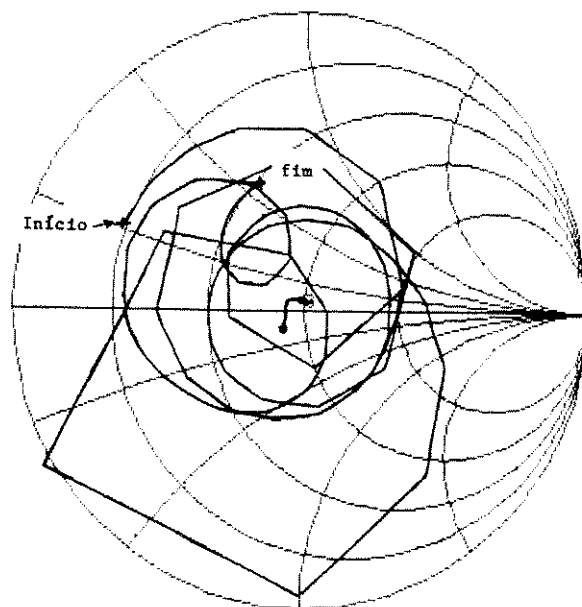
TL0C 39 0 $Z=11.2$ $E=0$ $F=1.6$ $\blacklozenge$ mark=on out=SC2 83

• S11
AMP
+ S22
AMP

f1: 0.100000

f2: 1.50000

(a)



EEsof - Touchstone - 12/01/95 - 09:25:27 - ULTI30

• S11
AMP
+ S22
AMP

f1: 0.100000

f2: 1.50000

(b)

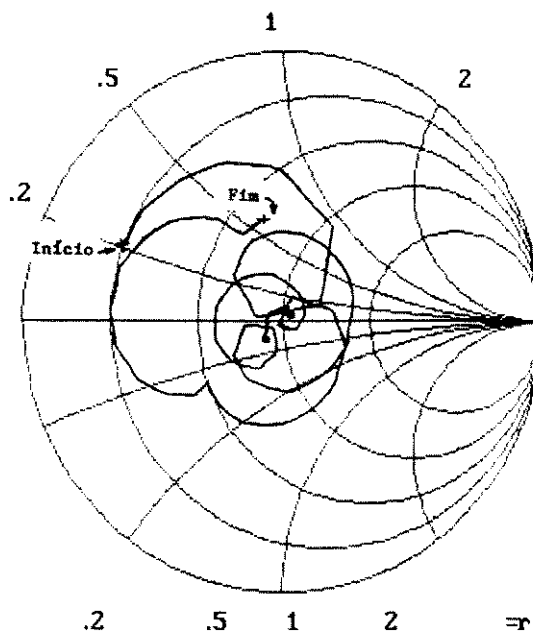


Figura 6.4.4: Representação gráfica das impedâncias de saída (simuladas) do sistema, sob duas condições: (a) *sem* a estrutura RC e, (b), *com* a estrutura RC.

Uma outra característica importante da estrutura proposta será descrita a seguir: a possibilidade de se alterar o comportamento do cancelamento de espúrios, proporcionado pela circuito de *feedforward*, simplesmente alterando-se o comprimento da linha de transmissão que compensa o comprimento elétrico do amplificador auxiliar da segunda malha. Para ilustrar quão forte pode ser este efeito, foram simuladas respostas (cancelamentos) para diferentes comprimentos de linha, apresentadas na Figura 6.4.5.

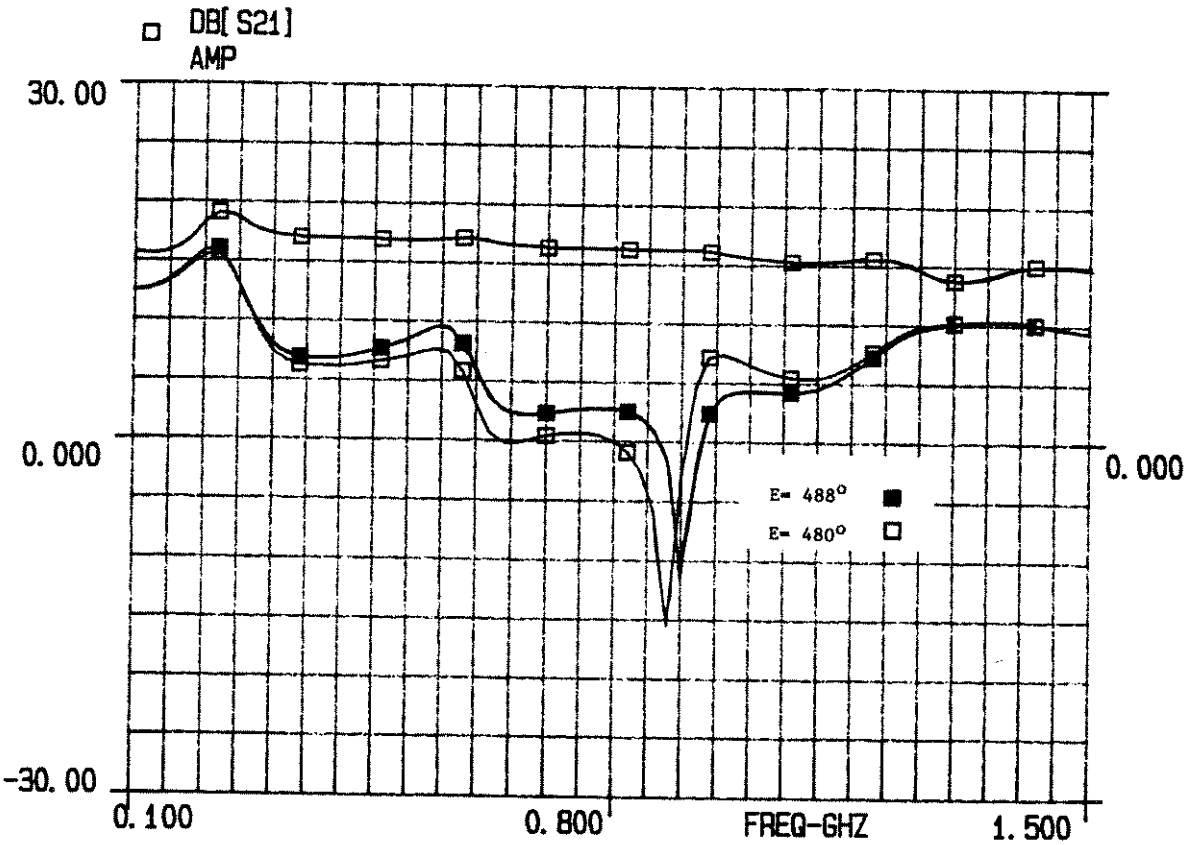


Figura 6.4.5: Efeito da variação do comprimento elétrico da linha de transmissão (E) que compensa o comprimento elétrico do amplificador auxiliar da segunda malha, para dois comprimentos de linha, indicados na Figura para 1 GHz.

Uma aplicação direta deste efeito é a possibilidade de se sintonizar a faixa de frequências na qual um maior cancelamento dos produtos de intermodulação é desejado. Observe-se que isto simplificaria o projeto de um conjunto de amplificadores linearizados, cujas frequências de operação fossem ligeiramente diferentes. Um exemplo típico seriam os amplificadores de potência de um sistema rádio digital típico. Poder-se-ia fazer um projeto básico único, de faixa larga, que abrangesse todos os canais, e, para cada um deles, se otimizar o comprimento da linha de transmissão (de compensação de fase). A título de exemplo, no RADI-X14, da Telebrás, têm-se 12 canais de 27 MHz cada, distribuídos na faixa de 1,9 a 2,3 GHz. Uma outra importante possibilidade seria a de se fazer este controle eletronicamente, através da substituição da linha de transmissão que compensa o segundo amplificador auxiliar, por uma outra estrutura, um pouco mais complexa, contendo algum componente eletrônico que permitisse alterar o seu comprimento elétrico equivalente. O novo circuito resultante será discutido na próxima Seção. Na mesma Seção será também discutida uma outra opção de estrutura, não tão eficaz, tendo porém a função didática de se compreender ainda mais o comportamento de amplificadores com *feedforward*.

6.5 UMA ESTRUTURA COM CONTROLE TOTALMENTE ELETRÔNICO

A seguir, serão apresentadas duas outras formas possíveis de implementação de amplificadores linearizados com *feedforward*. A *primeira* delas, cujo desempenho supera todas as demais formas já apresentadas ao longo deste trabalho, tem ainda a vantagem de permitir que se otimize eletricamente o cancelamento dos produtos de intermodulação gerados, em uma faixa de frequências próxima a uma década. A *segunda*, não tão versátil, permite que se otimize, variando-se o valor de um único componente, o comportamento (quanto à

intermodulação) em uma faixa significativamente mais estreita, porém, centrada em qualquer frequência dentro de uma década. O interesse desta segunda estrutura reside, principalmente, no fato de auxiliar a compreensão dos mecanismos "por trás" da estrutura eletricamente controlada.

Existiram dois motivadores para a proposição da estrutura que será apresentada a seguir: Poder se controlar o comportamento do circuito apenas variando-se tensões externas e, também, possibilitar que, quando de uma eventual produção em série destes amplificadores, pequenas variações dos parâmetros dos componentes não comprometessem o projeto.

Os pressupostos básicos eram:

- A compensação do comprimento elétrico do segundo amplificador auxiliar apenas por uma linha de transmissão era uma solução simples, porém, não necessariamente ótima; especialmente em baixas frequências (onde os capacitores de desacoplamento têm papel importante nas relações de fase);

- Seria muito conveniente poder-se ajustar o desempenho do circuito de uma forma não-invasiva, ou seja, sem ter que se alterar valores de componentes ou realizar ajustes no *layout* do amplificador. A introdução no circuito de componentes controláveis por tensão externa, como por exemplo um varactor, poderia permitir tal ajuste. O problema passou a ser, portanto, qual a melhor forma de utilizá-lo.

A análise conjunta das duas premissas sugeriu a colocação de um varactor em série com um dos dois ramos da segunda malha: Com isto, conseguir-se-ia variar a fase relativa entre os dois caminhos dos sinais (um deles correspondendo ao sinal amplificado, contendo produtos de intermodulação e, o outro, correspondendo apenas aos produtos de intermodulação). A decisão sobre em qual ramo dever-se-ia colocar o

varactor demandou uma análise mais rigorosa não apenas do diagrama de blocos do protótipo realizado, Figura 6.4.1, mas também, o esquema elétrico do segundo amplificador auxiliar, Figura 6.3.1. O porquê disto decorre do fato da banda de operação desejada para o amplificador incluir frequências desde algumas dezenas de megahertz até à faixa de microondas: A resposta às frequências na região de 1 GHz exige a utilização de capacitores de capacitâncias relativamente pequenas (dezenas de picofarads), de forma que estes operem ainda abaixo de suas frequências de ressonância (No protótipo realizado, estes capacitores são, na sua maioria, bloqueadores de polarização (*DC block*)). O preço que se paga por isto é uma distorção na linearidade de fase do sinal, à medida que a frequência de operação diminui. A introdução desta distorção de fase, entretanto, pode ser *compensada pela inclusão de um ou mais capacitores no outro caminho do sinal*, ou seja, na estrutura que compensa o comprimento elétrico do segundo amplificador auxiliar. Estes capacitores podem ser tanto fixos quanto variáveis. A utilização de um ou mais varactores (capacitância variável, portanto) tem a vantagem de permitir ajustes, dispensando-se a troca de componentes, conforme já dito anteriormente. A melhoria no cancelamento de espúrios, obtida através deste procedimento, foi de quase 15 dB, especialmente nas baixas frequências (centenas de megahertz).

A Figura 6.5.1 apresenta a resposta simulada, quanto ao cancelamento de espúrios, de um amplificador no qual foi incluído um capacitor de compensação. Estão apresentadas as respostas correspondentes a três valores diferentes deste capacitor.

É importante notar que a redução média nos níveis dos produtos de intermodulação é de aproximadamente 25 (*vinete cinco*) dB. Isto significa que o amplificador principal poderá trabalhar até aproximadamente 8 (*oito*) dB acima da potência na qual teria que operar caso o sistema não fosse linearizado (para uma dada linearidade desejada). Isto devido à relação de um para três entre um incremento na potência dos tons

fundamentais e o aumento resultante da potência dos produtos de intermodulação de 3ª ordem.

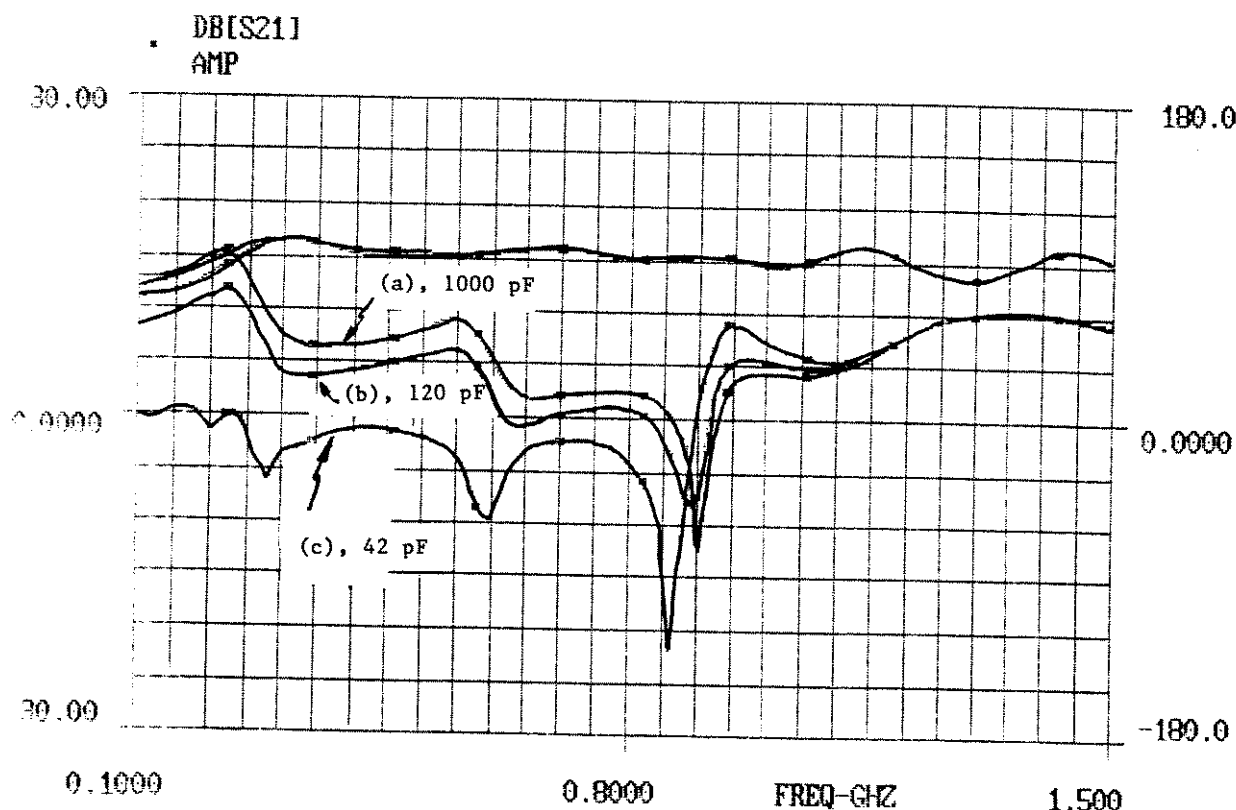


Figura 6.5.1: Melhoria relativa dos produtos de intermodulação, em relação ao ganho total do sistema, para o caso de *um* capacitor de compensação: (a) curva para 1 nF; (b) curva para 120 pF e, (c) curva para 42 pF.

Outra forma de se avaliar esta melhoria seria dizer-se que, para uma dada potência de operação e linearidade desejadas, bastaria um amplificador cujo Ponto de Compressão de 1 dB fosse 8 dB abaixo

daquele que seria necessário caso não se estivesse usando o sistema. Isto representa uma grande vantagem não só quanto ao consumo de potência de alimentação, como também quanto aos custos de componentes e de dimensões físicas (uma vez que a área necessária para o dissipador de potência do amplificador principal seria significativamente menor).

A Figura 6.5.2 apresenta o diagrama de blocos deste sistema com um capacitor de compensação.

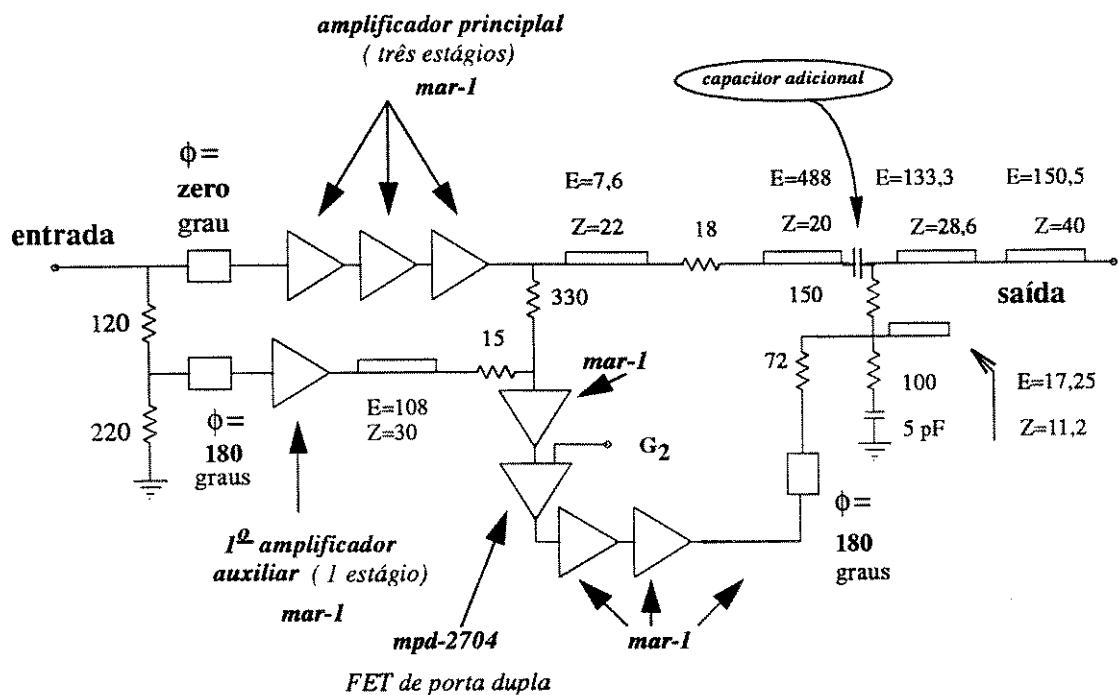


Figura 6.5.2: Diagrama de blocos de um sistema *feedforward* com um capacitor de compensação, de 42 pF.

Uma evolução desta estrutura conseguiu melhorar, um pouco mais, o cancelamento de espúrios no limite inferior da faixa: Basicamente, consistiu, simplesmente, na adição de mais um capacitor, colocado conforme mostrado na Figura 6.5.3, fazendo com que a redução nos níveis dos produtos de intermodulação seja de aproximadamente 25 dB, desde algumas dezenas de megahertz até aproximadamente 1 GHz; vide Figura 6.5.4. O circuito *Touchstone* que o descreve é apresentado no Anexo II, sob o nome de ULTI50. Esta estrutura de arquivo foi utilizada em todas as simulações dos sistemas *feedforward* deste trabalho.

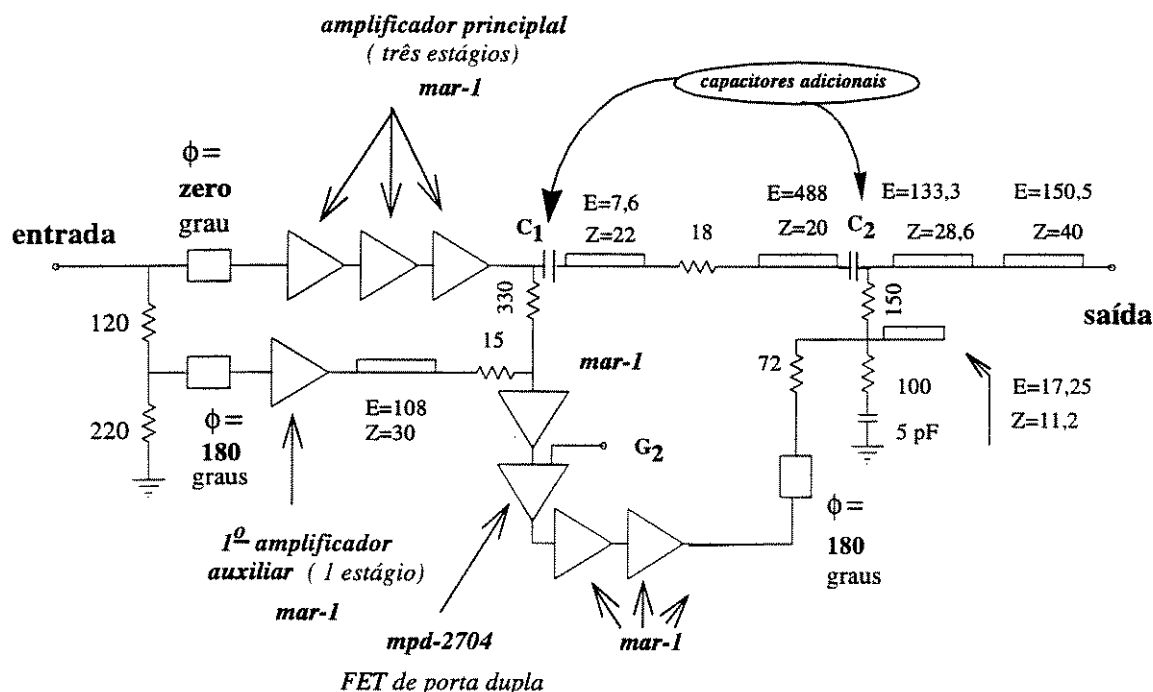


Figura 6.5.3: Diagrama de blocos de sistema *feedforward* com dois capacitores de compensação;
 $C_1 = 220\text{ pF}$, $C_2 = 42\text{ pF}$.

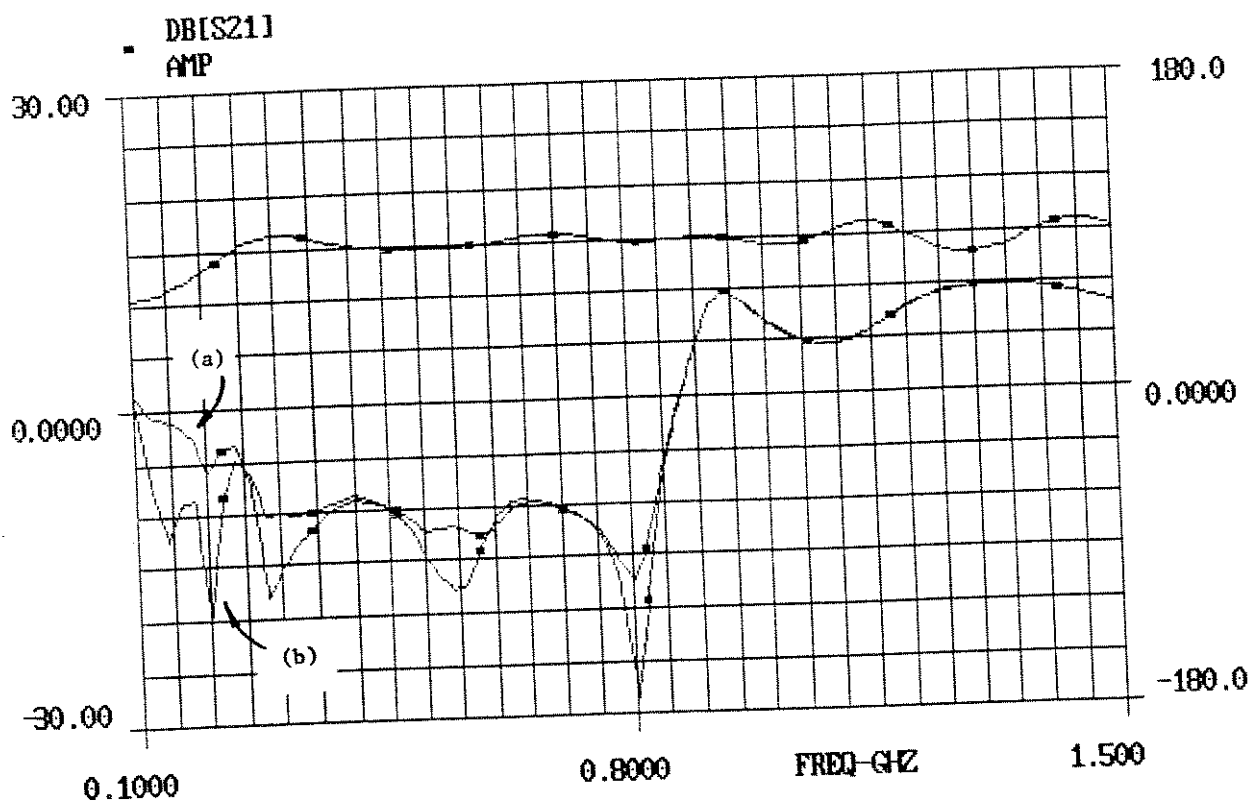


Figura 6.5.4: Cancelamento dos produtos de intermodulação, em um sistema *feed forward* com dois capacitores de compensação: (a) $C_1=1$ nF, $C_2=47$ pF ; (b) $C_1=220$ pF, $C_2=47$ pF.

As Figuras 6.5.1 e 6.5.4 mostram quão forte é a influência dos capacitores adicionais no cancelamento dos produtos de intermodulação. Portanto, a sua substituição por varactores permite um elevado controle da linearização, simplesmente variando-se a tensão aplicada nestes varactores, ou seja, um controle puramente eletrônico.

6.6 *RESULTADOS MEDIDOS DO PROTÓTIPO IMPLEMENTADO*

Nesta Seção serão apresentadas algumas medidas feitas no protótipo de validação, descrito principalmente ao longo deste Capítulo. A fotografia do protótipo construído é mostrada na Figura 6.6.1.

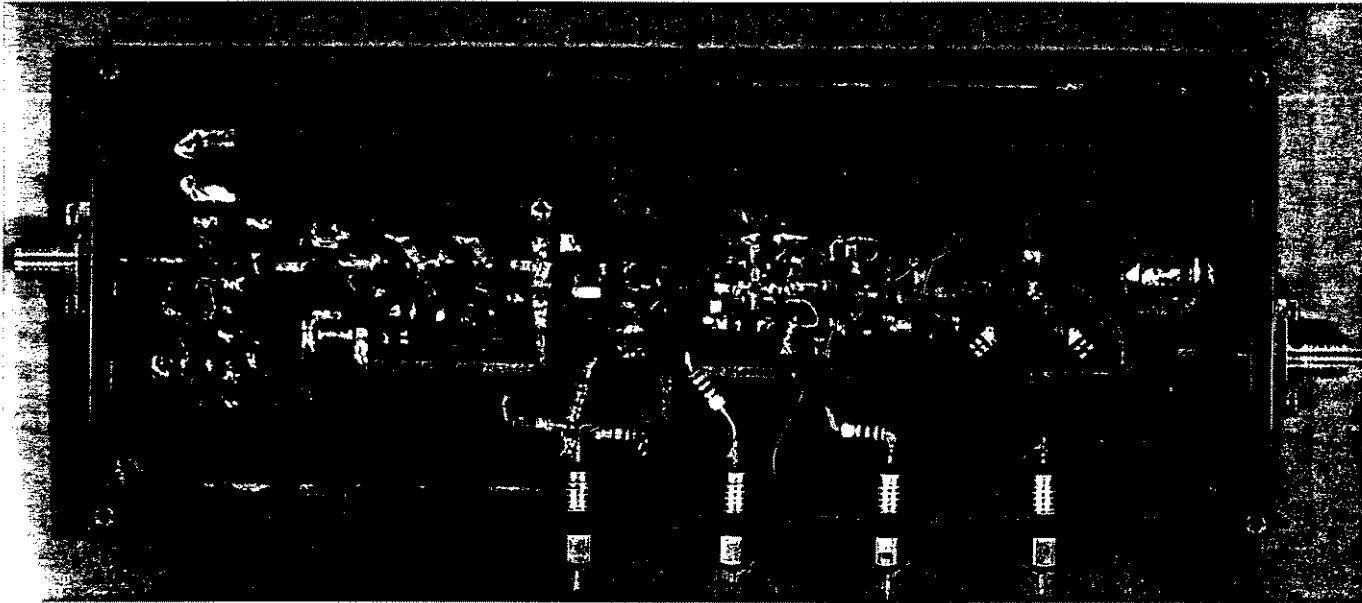


Figura 6.6.1: Fotografia do protótipo de validação construído para este trabalho.

As perdas de retorno de entrada e de saída são mostradas nas Figuras 6.6.2 e 6.6.3, respectivamente.

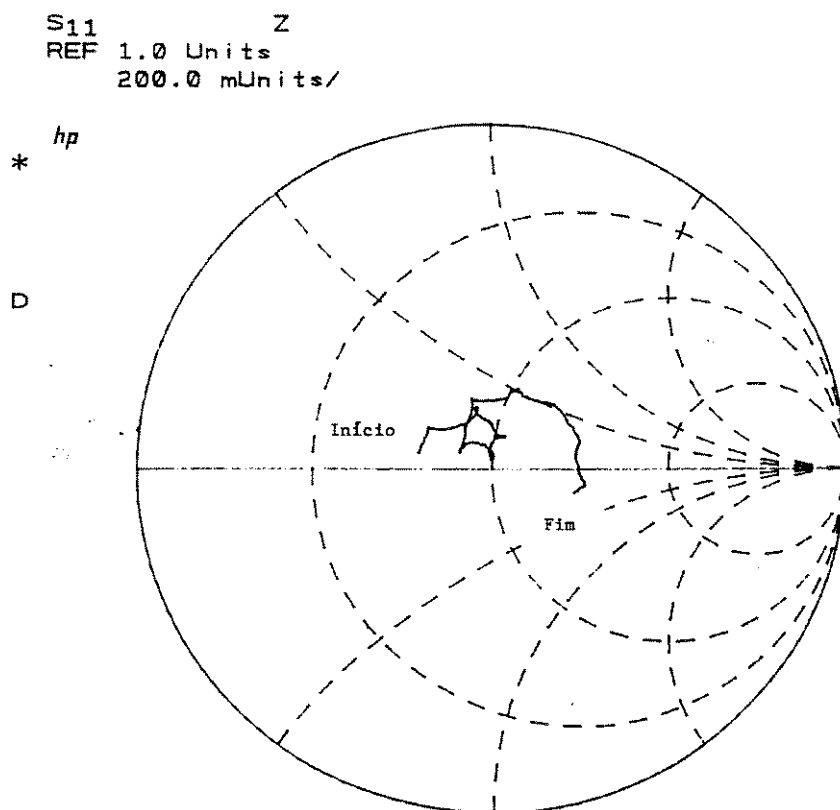


Figura 6.6.2: Perda de Retorno medida (entrada do sistema com *feedforward*), de 0,1 a 1,5 GHz.

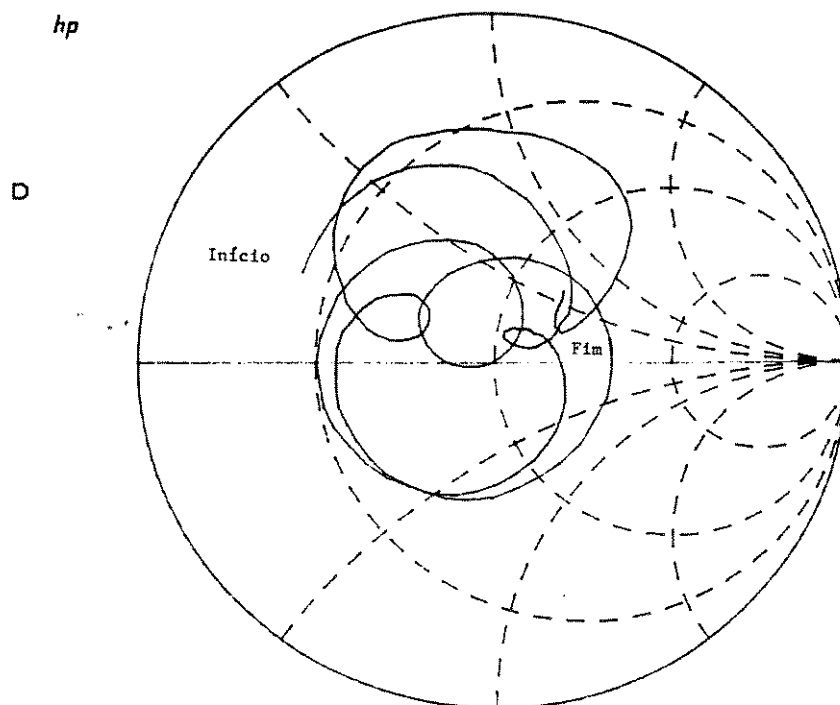


Figura 6.6.3: Perda de Retorno medida na saída do sistema com *feedforward*, de 0,1 a 1,5 GHz.

A resposta de ganho do protótipo fabricado (amplificador com *feedforward*) é apresentada na Figura 6.6.4. Para efeito de comparação, repete-se, na Figura 6.6.5, a resposta anteriormente simulada.

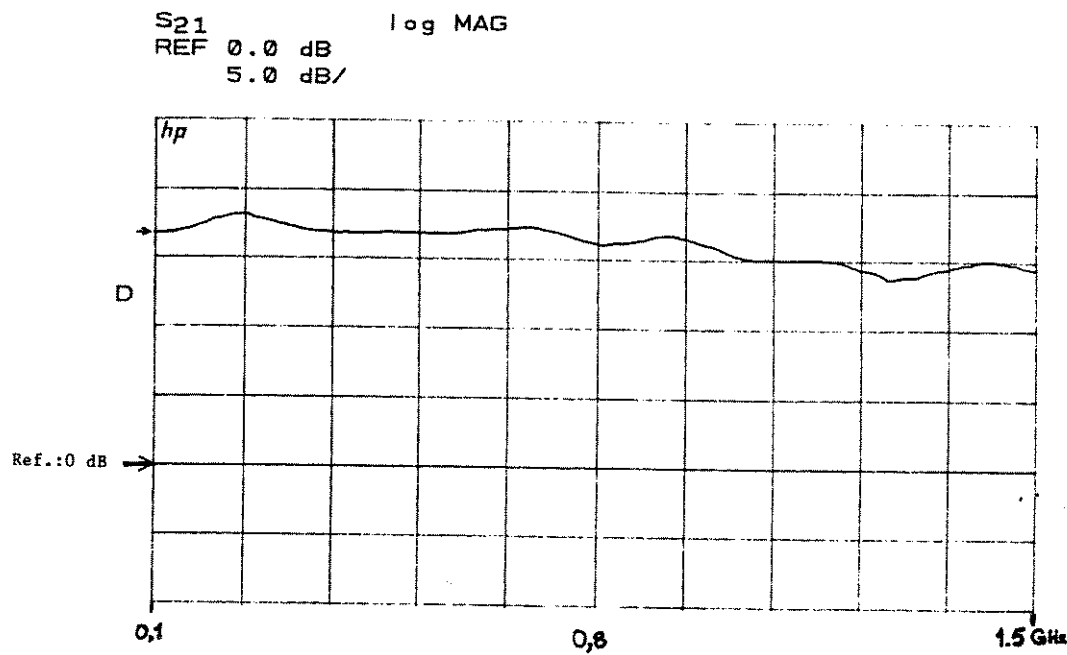


Figura 6.6.4: Resposta (experimental) do ganho do protótipo fabricado, de 0,1 a 1,5 GHz.

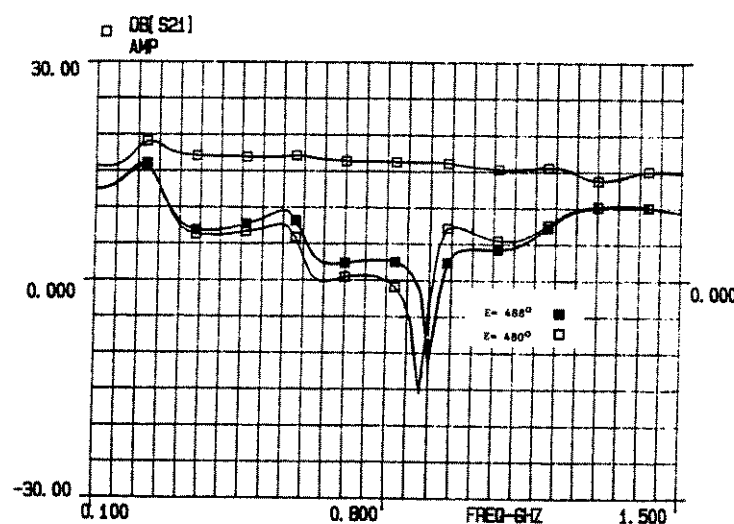


Figura 6.6.5: Simulação do ganho com a frequência, do protótipo projetado.

Como pode-se constatar, os desvios dos resultados experimentais, em relação àqueles simulados são muito ligeiros, o que confirma a importância de se utilizar os modelo equivalente de cada componente (resistores, capacitores, etc.), quando da simulação.

A próxima caracterização experimental consistiu em se medir o comportamento da melhoria nos níveis de intermodulação, para diferentes níveis de potência de entrada (no amplificador com *feed forward*). O procedimento experimental para isto é simples: Uma vez que se dispõe de um amplificador com ganho controlado, na segunda malha do sistema *feed forward*, ao ajustá-lo como um atenuador, ou seja, com ganho muito menor que um (0 dB), tudo se passa praticamente como se não se estivesse operando com *feed forward*. Utilizando-se um analisador de espectro ("HP8566 B - Spectrum Analyzer"), foram medidos os produtos de intermodulação, a partir de dois tons em CW (gerados em dois "HP 8641 B - Sweep Synthesizer"). Estes tons estavam afastados de aproximadamente 1,4 MHz. A distância entre eles foi arbitrariamente escolhida, de forma a "caberm", dentro da tela do instrumento, os produtos de intermodulação mais representativos (3^a e 5^a ordem).

Foram utilizados pares de tons com -26 dBm, -29 dBm, -32 dBm, -35dBm e, finalmente, -38 dBm. Para cada caso, mantiveram-se constantes todas as tensões de controle do sistema *feed forward*, exceto a tensão de controle de ganho do 2^a amplificador auxiliar. Mesmo assim, não se buscou "otimizar", para cada caso, um ganho ótimo do sistema, usando-se o recurso de variação de ganho do segundo amplificador auxiliar (cujo valor máximo é de aproximadamente 35 dB, conforme apresentado na Figura 6.3.3) apenas como uma chave "liga-desliga". O ganho total do sistema foi de 15 dB. As curvas correspondentes à caracterização experimental do cancelamento dos produtos de intermodulação são apresentadas nas Figuras 6.6.6 a 6.6.10.

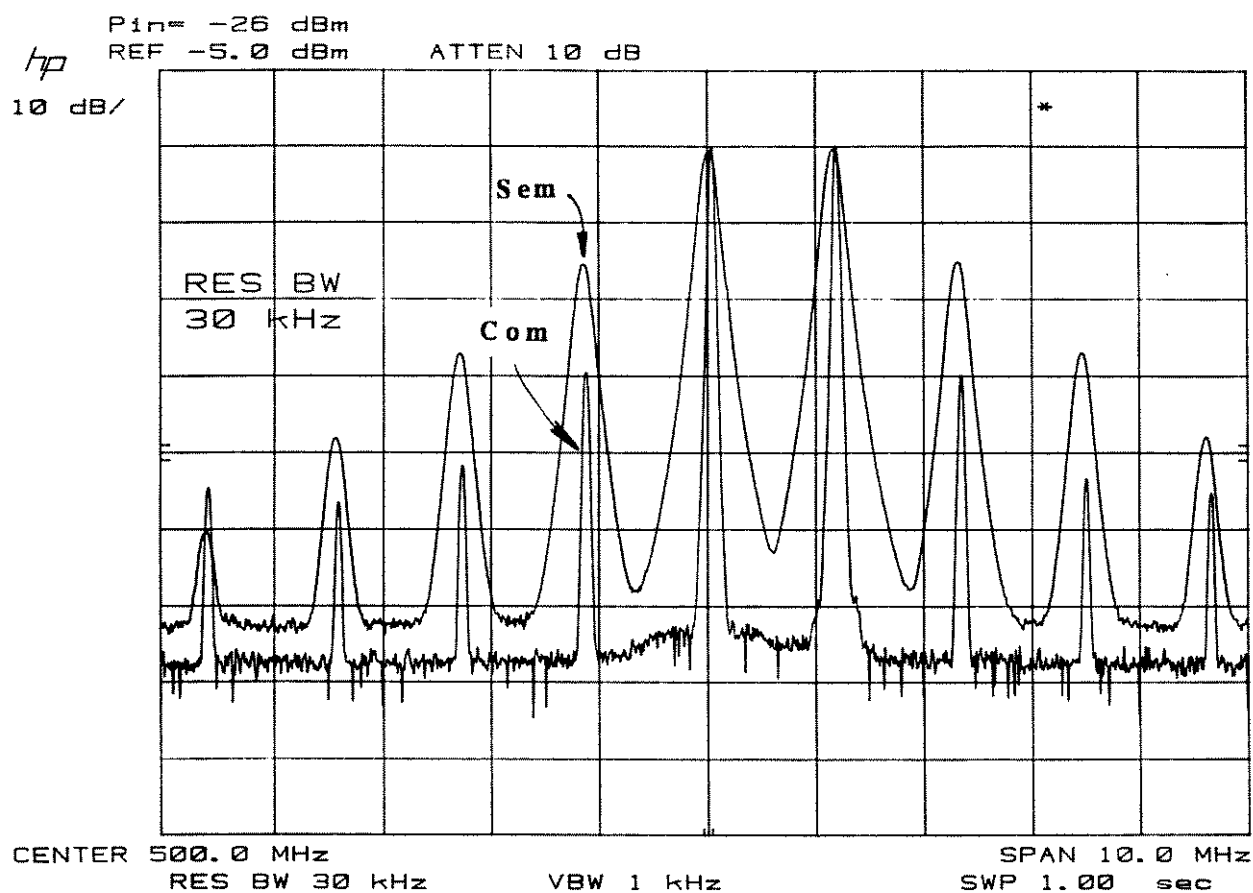


Figura 6.6.6: Intermodulações de 2 tons, medidas *sem* e *com* o sistema *feedforward*, $P_{in} = -26$ dBm. A condição "sem o sistema" corresponde ao caso no qual o 2º amplificador auxiliar está funcionando como um atenuador (FET *Dual Gate* cortado).

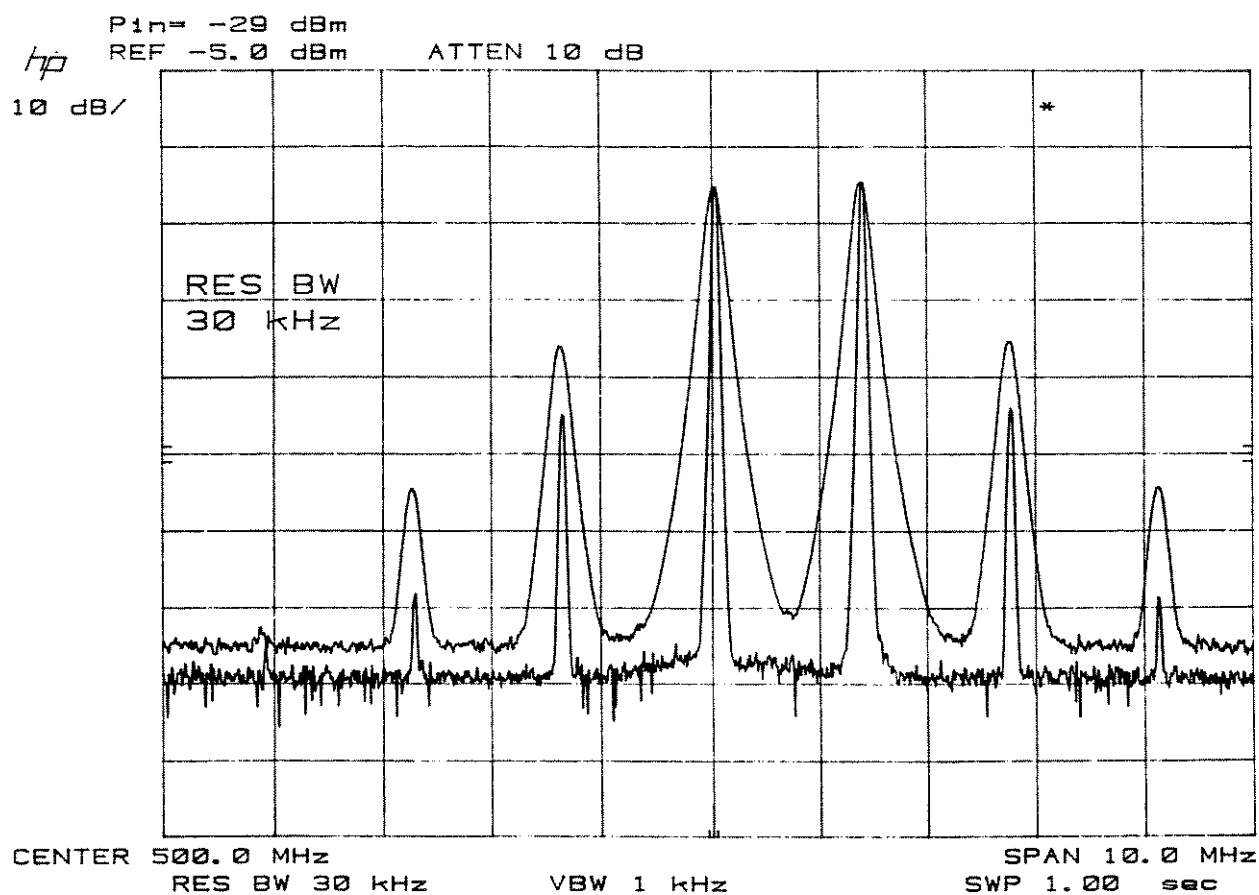


Figura 6.6.7: Intermodulações de 2 tons, medidas *sem* e *com* o sistema *feedforward*.
 $P_{in} = -29$ dBm.

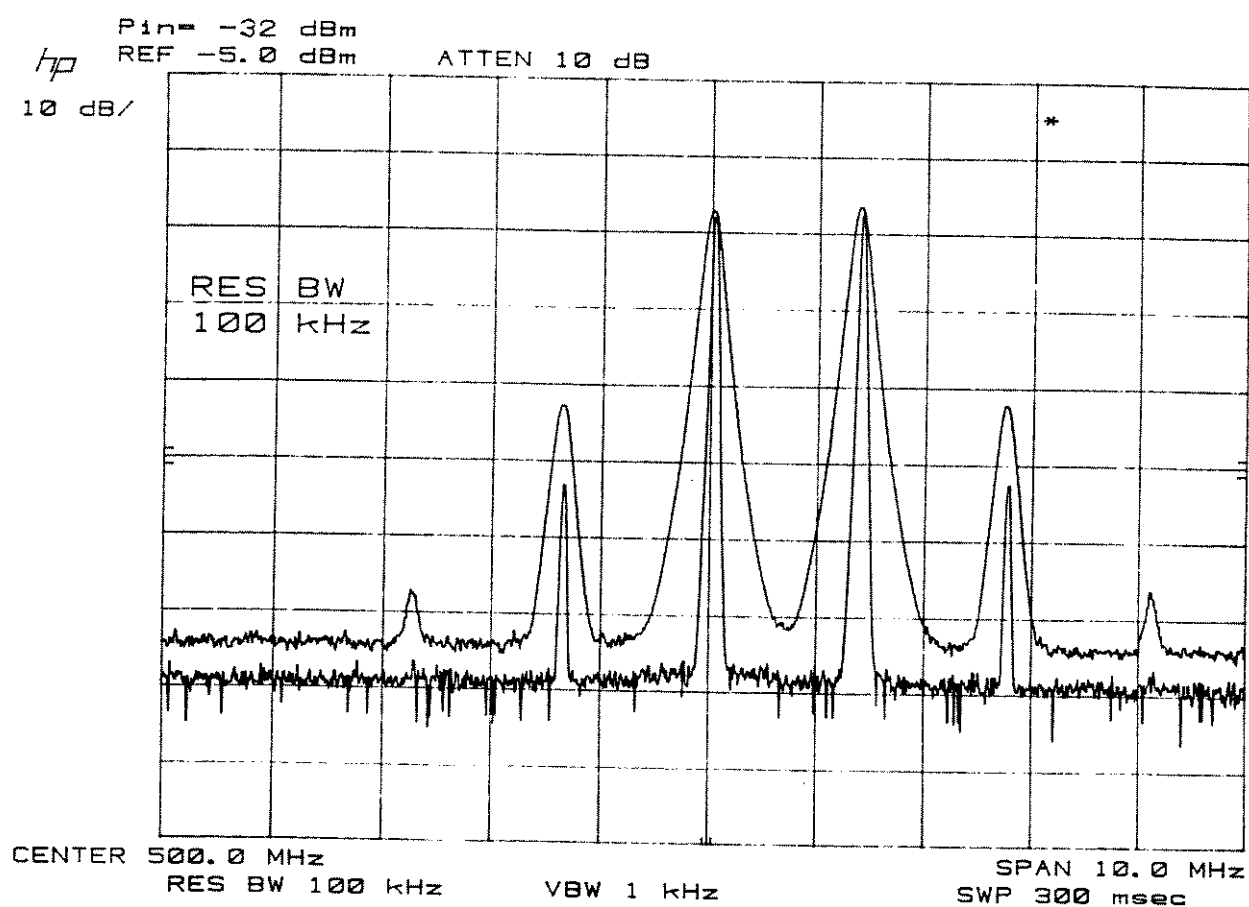


Figura 6.6.8: Intermodulações de 2 tons, medidas *sem* e *com* o sistema *feedforward*.
 $P_{in} = -32 \text{ dBm}$.

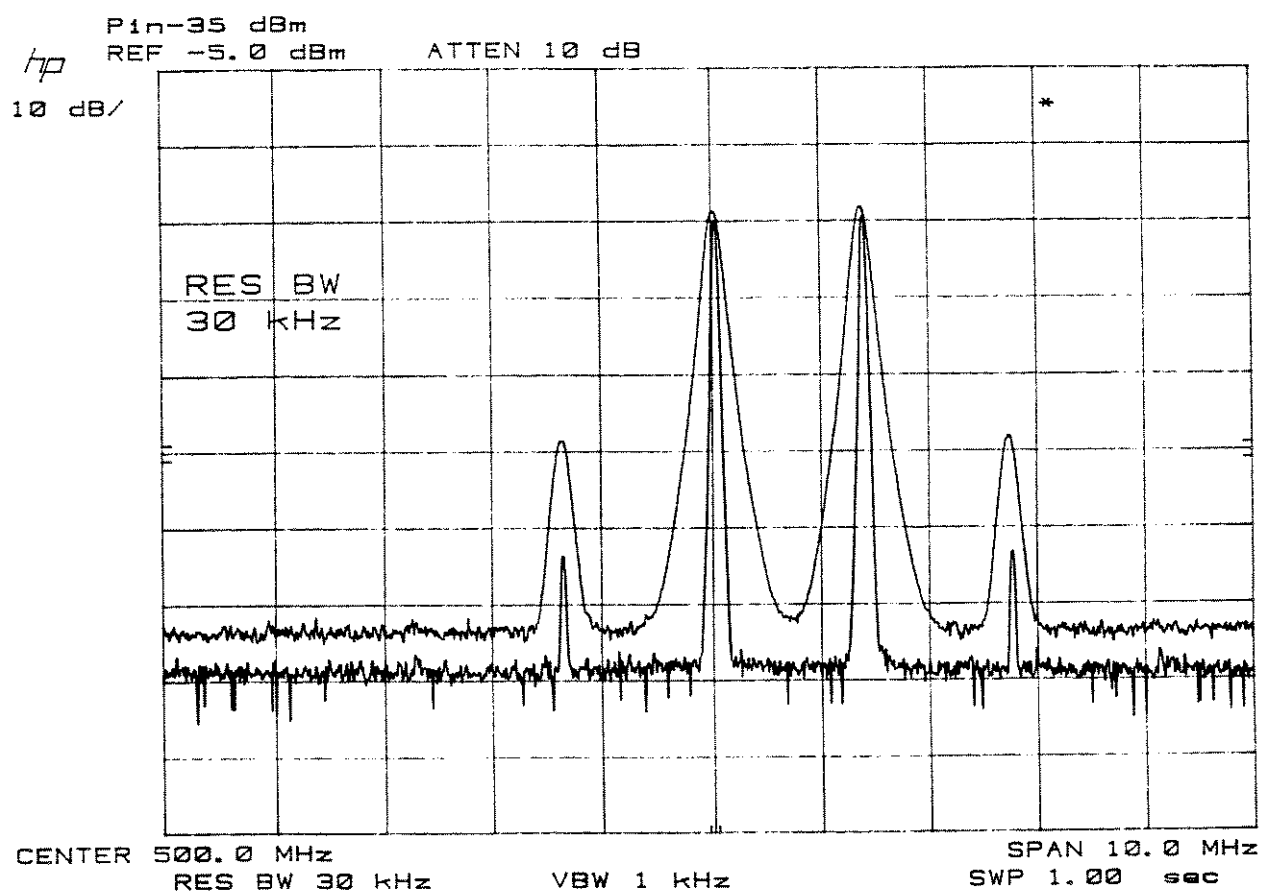


Figura 6.6.9: Intermodulações de 2 tons, medidas *sem* e *com* o sistema *feedforward*.
 $P_{in} = -35$ dBm.

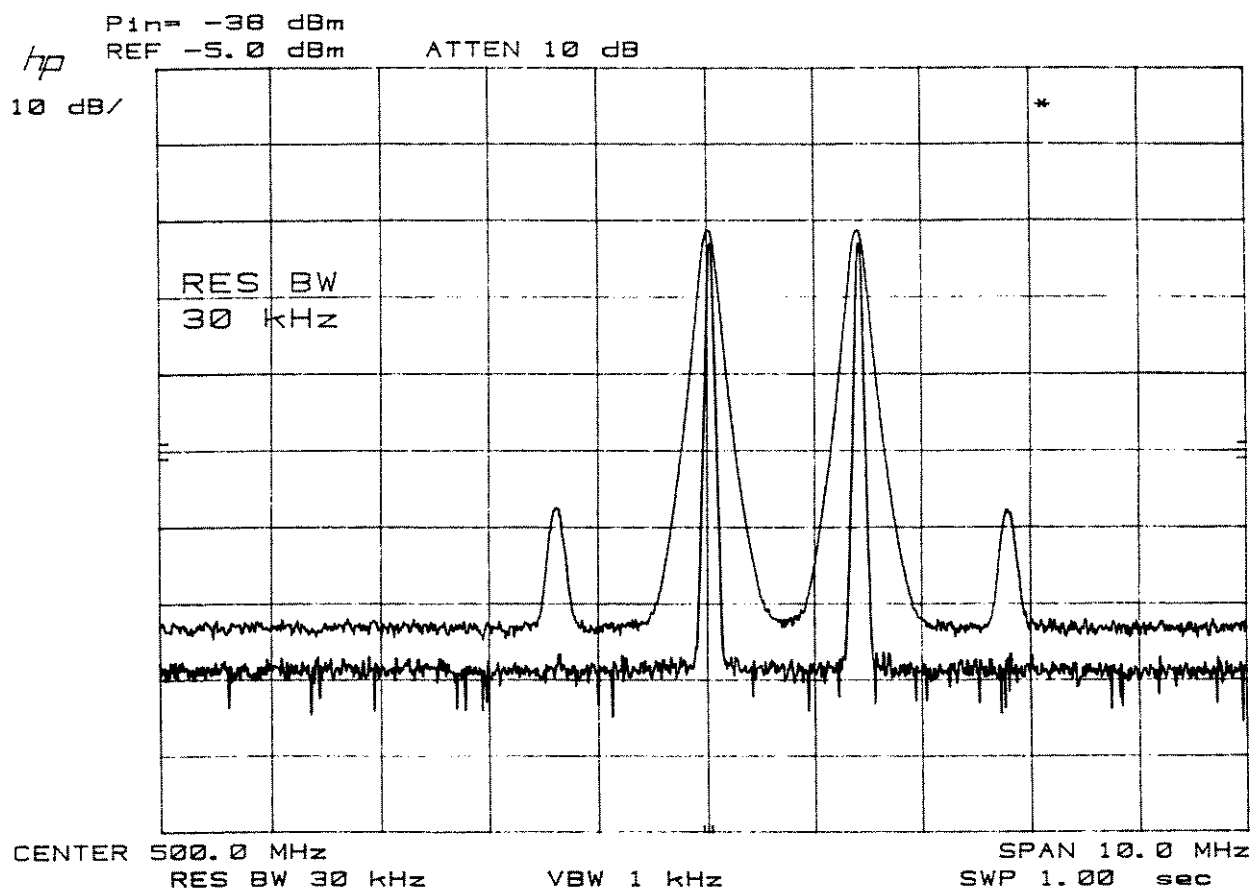


Figura 6.6.10: Intermodulações de 2 tons, medidas *sem* e *com* o sistema *feedforward*.

$P_{in} = -38$ dBm, @ $P_{out} = -23$ dBm. Observe-se que a melhoria nos produtos de intermodulação de terceira-ordem (à direita e à esquerda dos dois tons principais) foi de aproximadamente 20 dB. Isto corresponde a ser possível aumentar o nível de operação em aproximadamente 8 dB, para um dado nível de intermodulação admissível. A isto corresponde um aumento de eficiência de aproximadamente seis vezes. Uma parte deste aumento de eficiência se perde, devido à potência perdida com os amplificadores auxiliares. Porém, como os pontos de compressão destes ser, pelo menos, 10 dB abaixo da compressão do amplificador principal, o ganho de eficiência ainda resulta cinco vezes maior, aproximadamente.

A última seqüência de medidas envolveu a análise do comportamento da melhoria dos níveis de intermodulação, mantendo-se todas as tensões de ajuste e a potência dos tons de entrada constantes, variando-se apenas as freqüências dos tons de entrada. Isto permitiria se prever qual seria a melhoria ao longo de uma banda de freqüências desejada.

As Figuras 6.6.11 a 6.6.22 mostram os dois tons de entrada (@ -26 dBm) e os produtos de intermodulação decorrentes, para freqüências desde 200 MHz até 1,3 GHz.

Convém ressaltar que *nenhum ajuste foi feito após a montagem do protótipo*, o que mais uma vez enfatiza a consistência da simulação. Ajustes poderiam ser feitos para otimizar o desempenho do protótipo, na bancada. Tais ajustes não foram feitos não só para validar a simulação feita, como também, devido ao risco de se danificar o circuito, altamente miniaturizado, em termos da tecnologia utilizada para a montagem (manual, com equipamentos convencionais). Devido à quantidade de componentes ativos, descartou-se a duplicação do protótipo. Os pontos mais importantes para os ajustes puderam ser obtidos por simulação: Faz-se uma análise de sensibilidade do circuito, "perturbando-se" o valor de cada componente (um de cada vez) e observando-se a resposta a esta perturbação. Serão pontos críticos, para ajustes em bancada, todos aqueles elementos de circuitos para os quais pequenas alterações em seus valores resultam em grandes alterações no desempenho do circuito. O motivo disto é óbvio: Se pequenas alterações, em alguns pontos, perturbam muito a resposta do circuito, pequenas discrepâncias nos valores dos componentes (tolerância de manufatura, por exemplo) poderão causar problemas. Foram eles: comprimento e impedância das linhas de transmissão que compensam os comprimentos elétricos dos amplificadores; valores dos resistores que amostram ou reinjetam sinais (em substituição aos acopladores direcionais das estruturas convencionais já discutidas) e, por último, os dois capacitores de compensação de fase (apresentados na Figura 6.5.3).

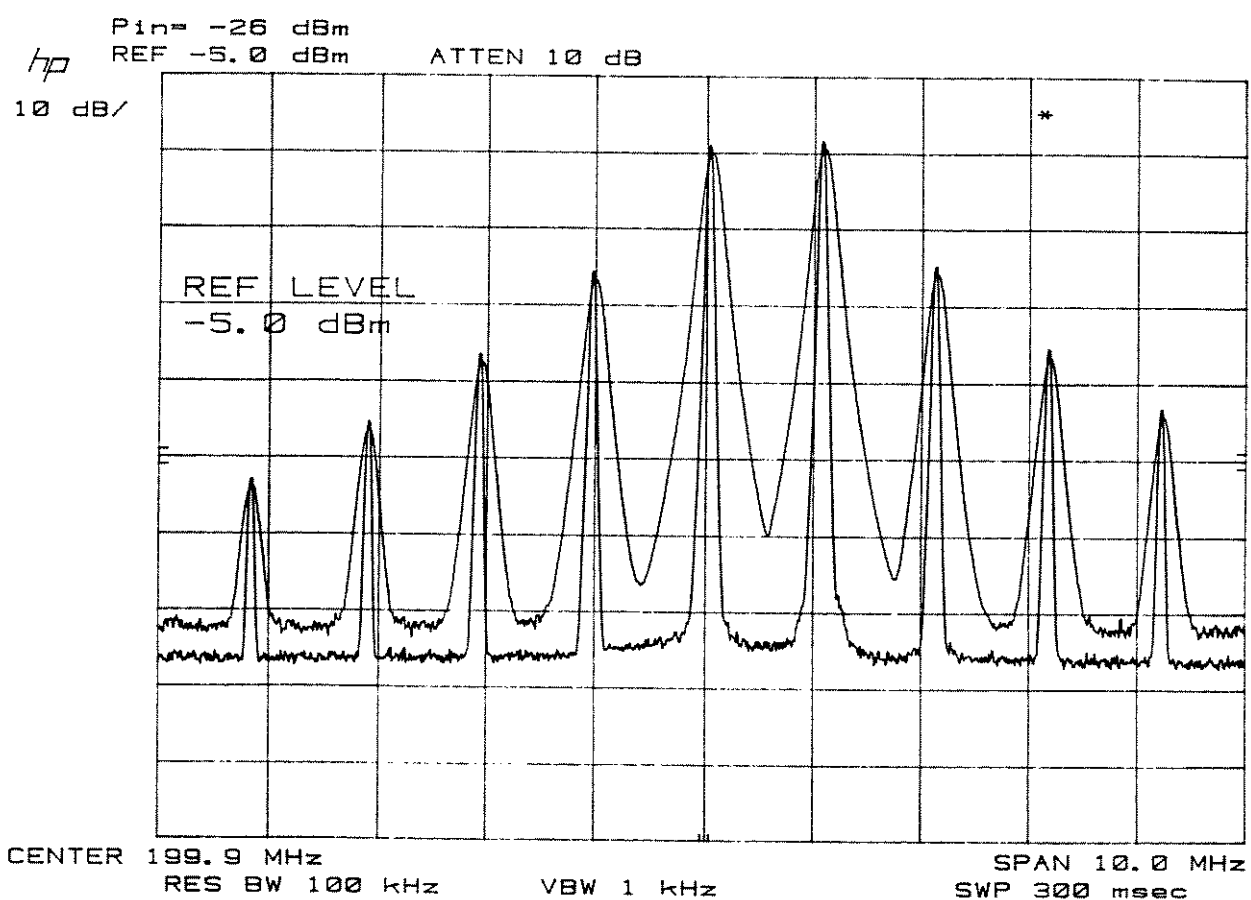


Figura 6.6.11: Produtos de intermodulação (experimental), *com e sem feedforward*, com os dois tons em aproximadamente 200 MHz.

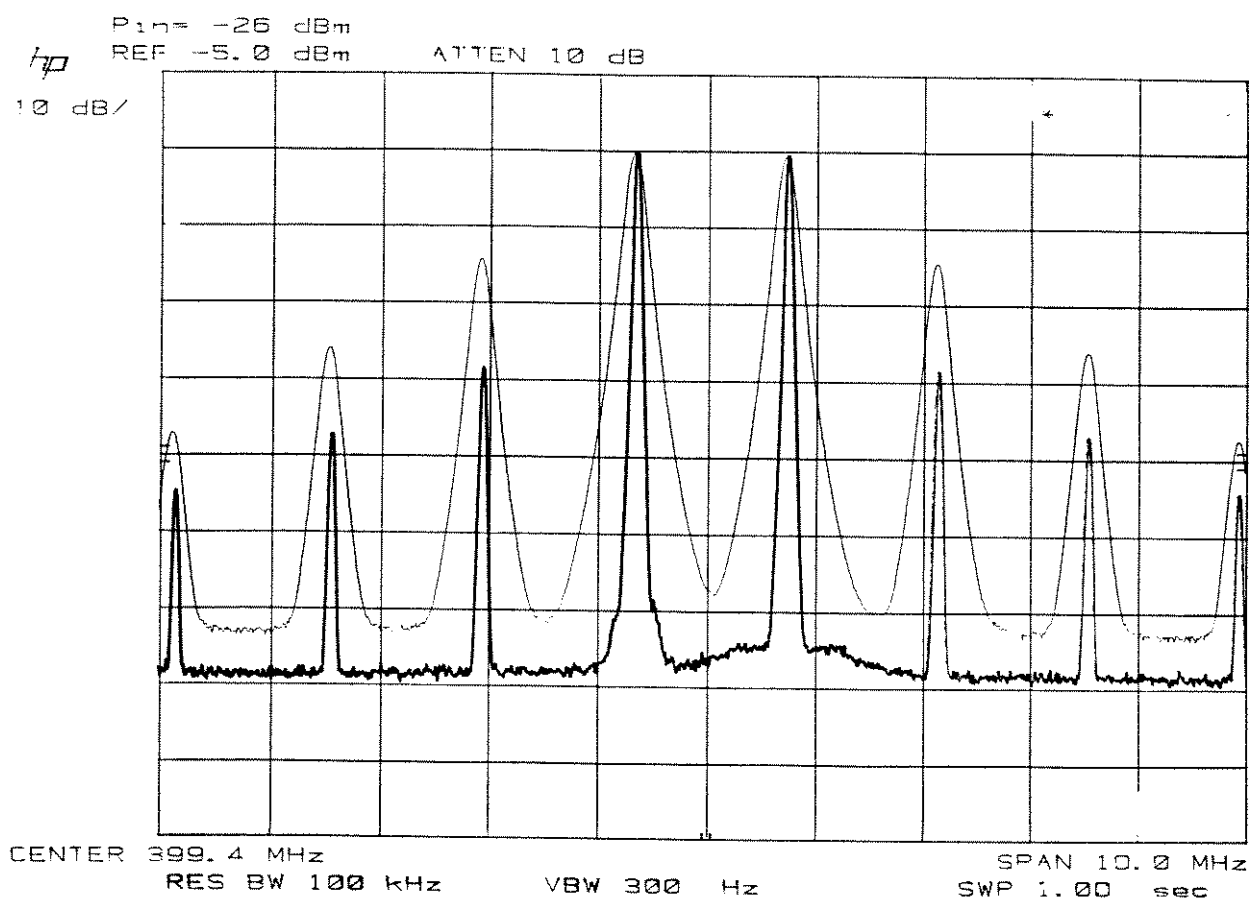


Figura 6.6.13: Produtos de intermodulação (experimental), *com e sem feedforward*, com os dois tons em aproximadamente 400 MHz.

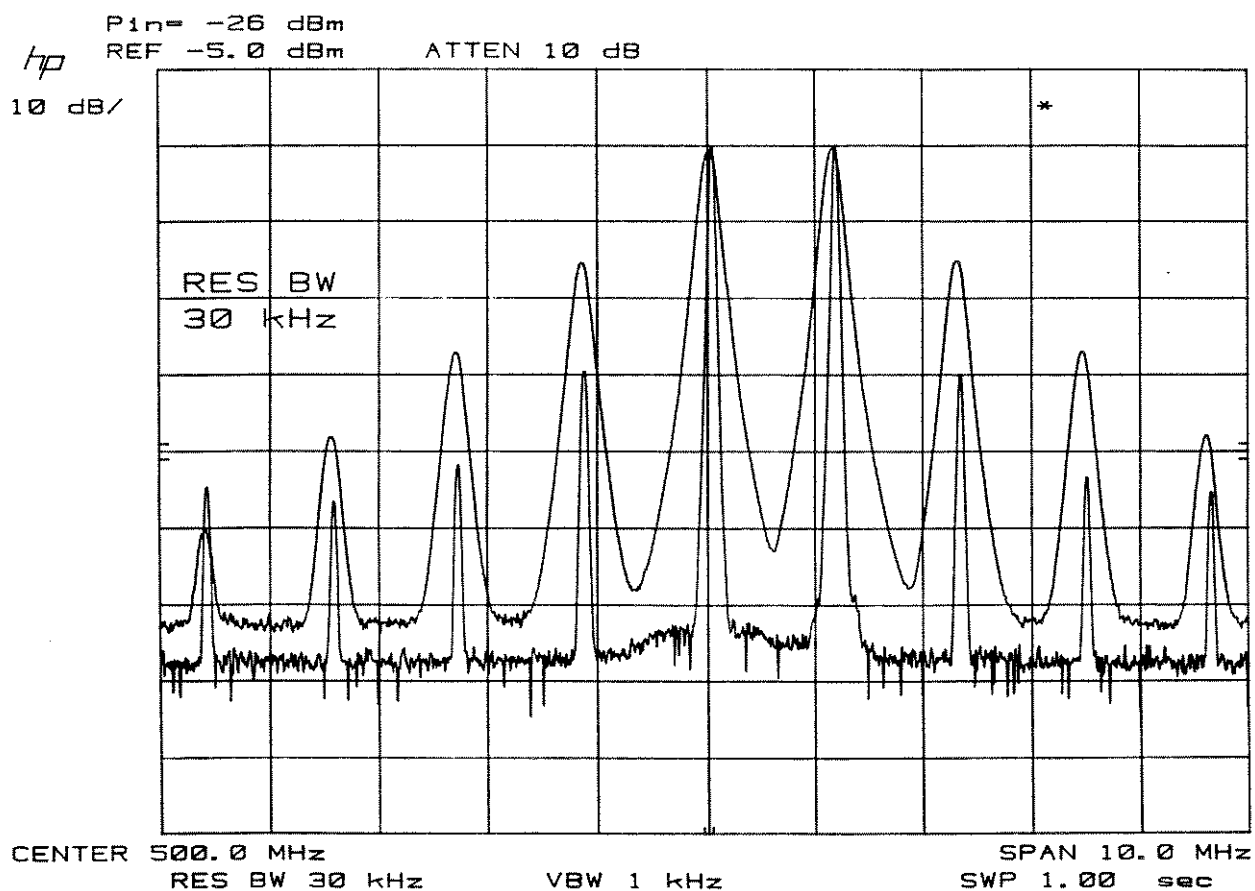


Figura 6.6.14: Produtos de intermodulação (experimental), *com e sem feedforward*, com os dois tons em aproximadamente 500 MHz.

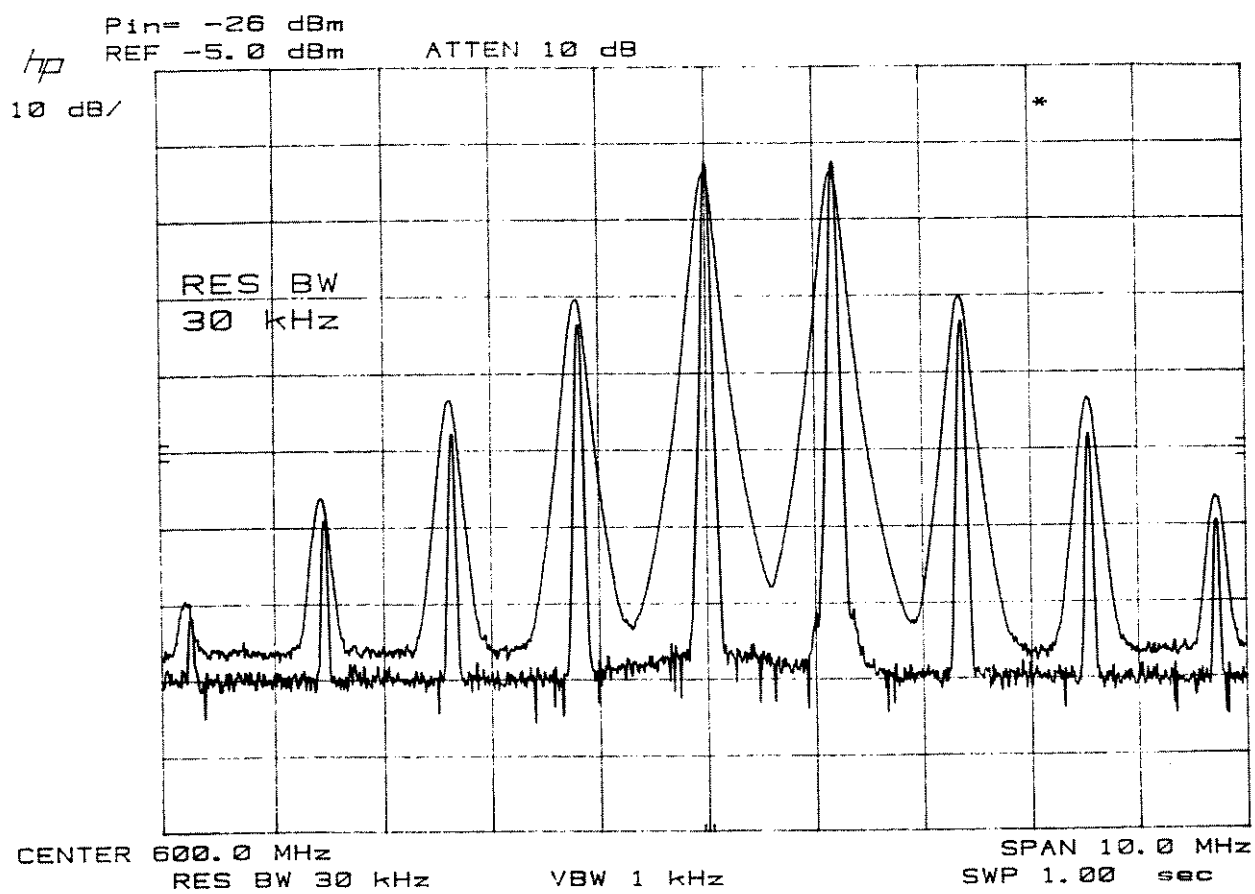


Figura 6.6.15: Produtos de intermodulação (experimental), *com e sem feedforward*, com os dois tons em aproximadamente 600 MHz.

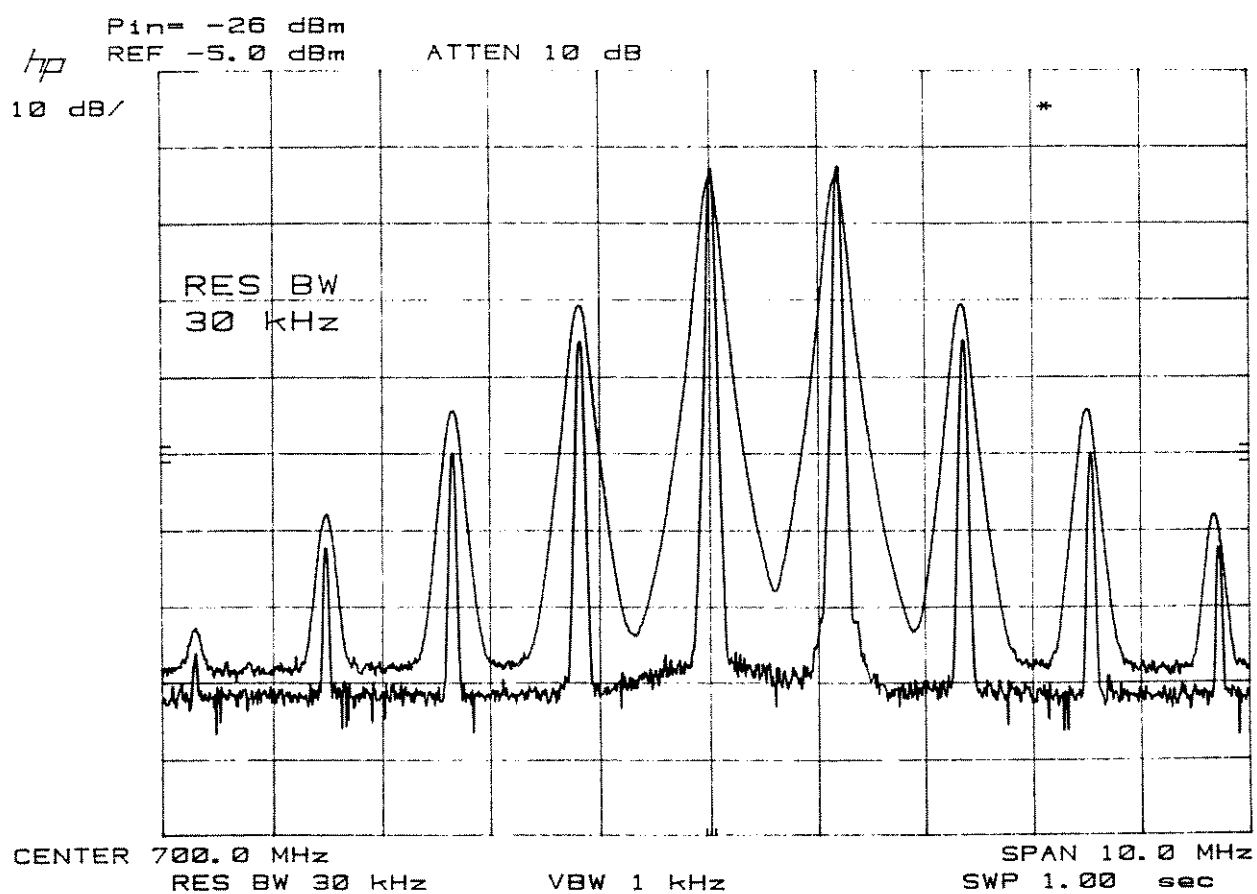


Figura 6.6.16: Produtos de intermodulação (experimental), *com e sem feedforward*, com os dois tons em aproximadamente 700 MHz.

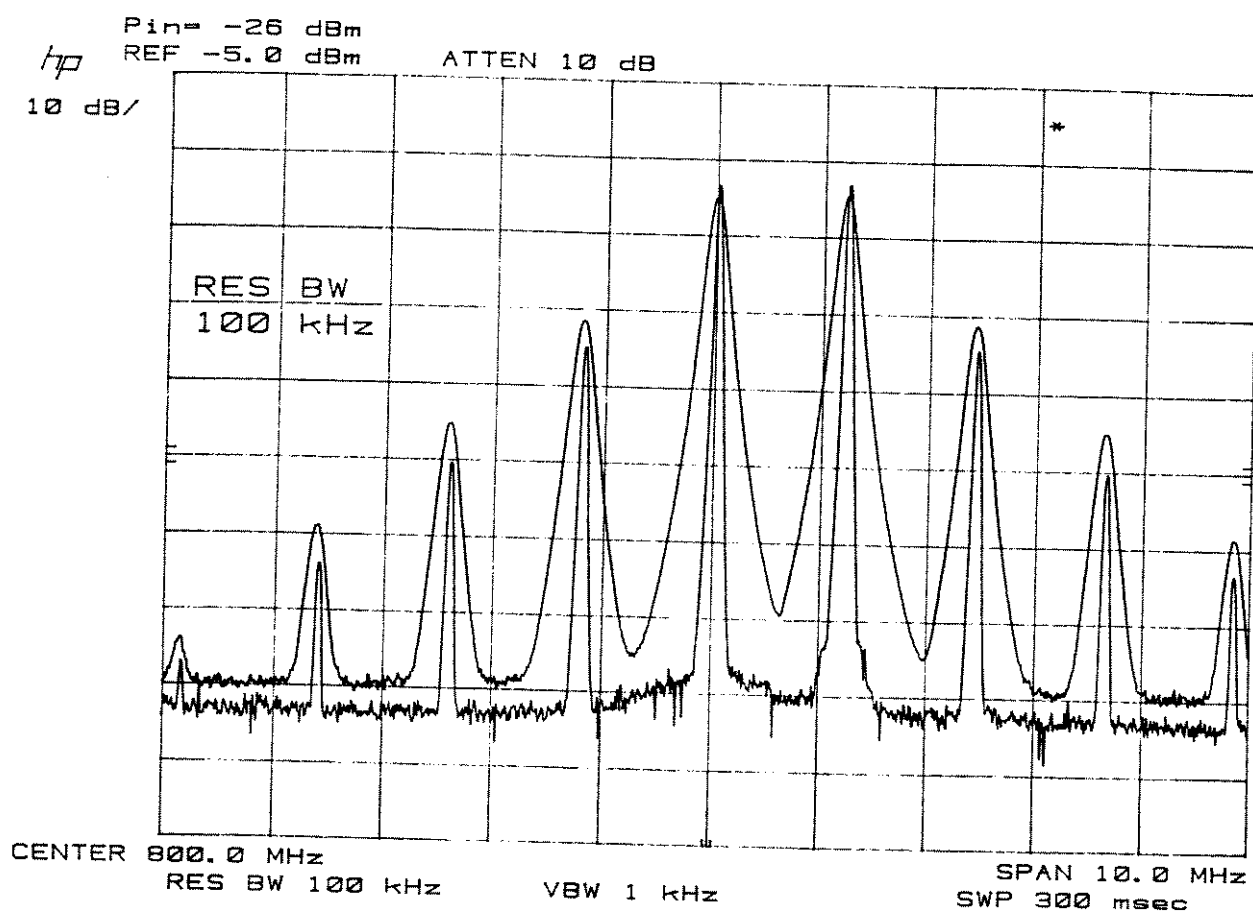


Figura 6.6.17: Produtos de intermodulação (experimental), *com e sem feedforward*, com os dois tons em aproximadamente 800 MHz.

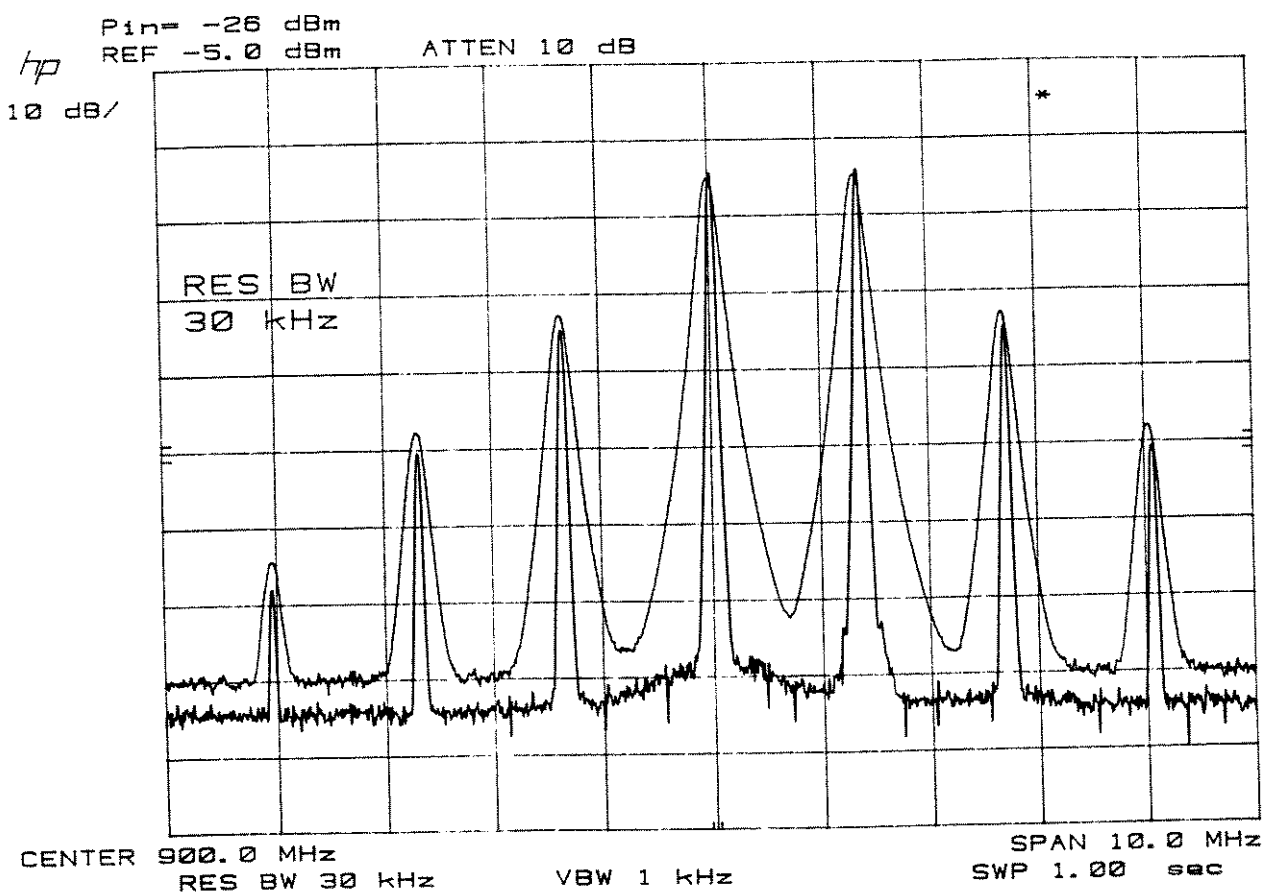


Figura 6.6.18: Produtos de intermodulação (experimental), *com e sem feedforward*, com os dois tons em aproximadamente 900 MHz.

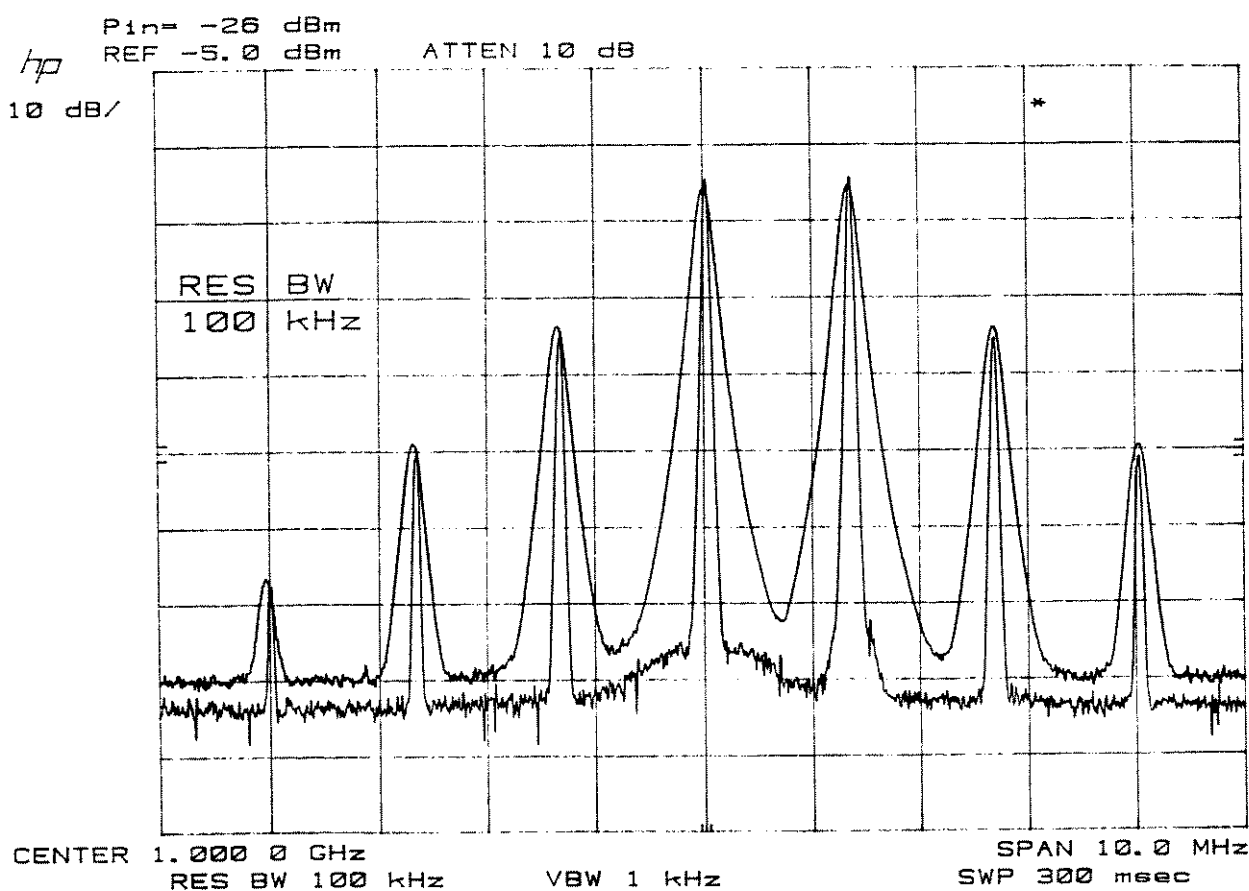


Figura 6.6.19: Produtos de intermodulação (experimental), *com e sem feedforward*, com os dois tons em aproximadamente 1,0 GHz.

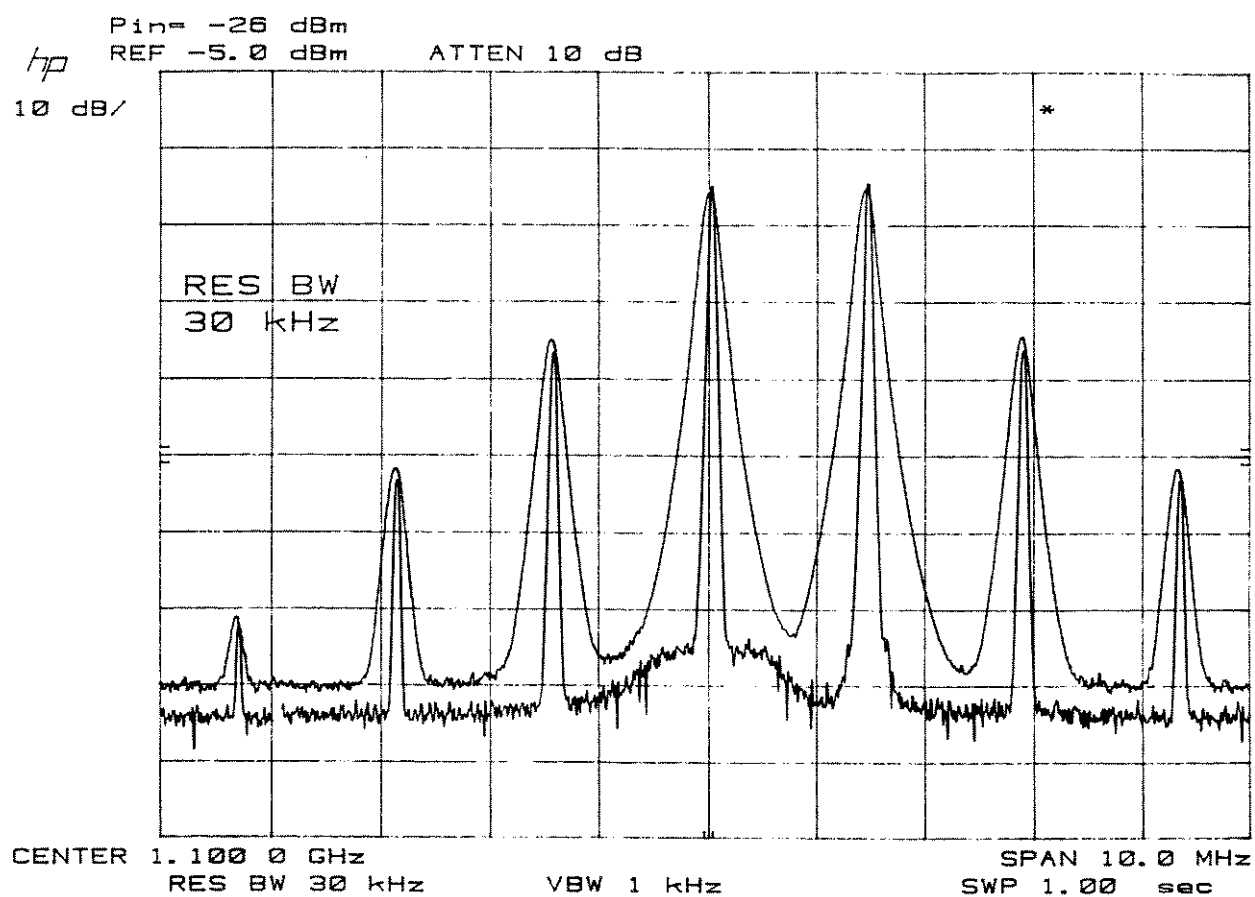


Figura 6.6.20: Produtos de intermodulação (experimental), *com e sem feedforward*, com os dois tons em aproximadamente 1,1 GHz.

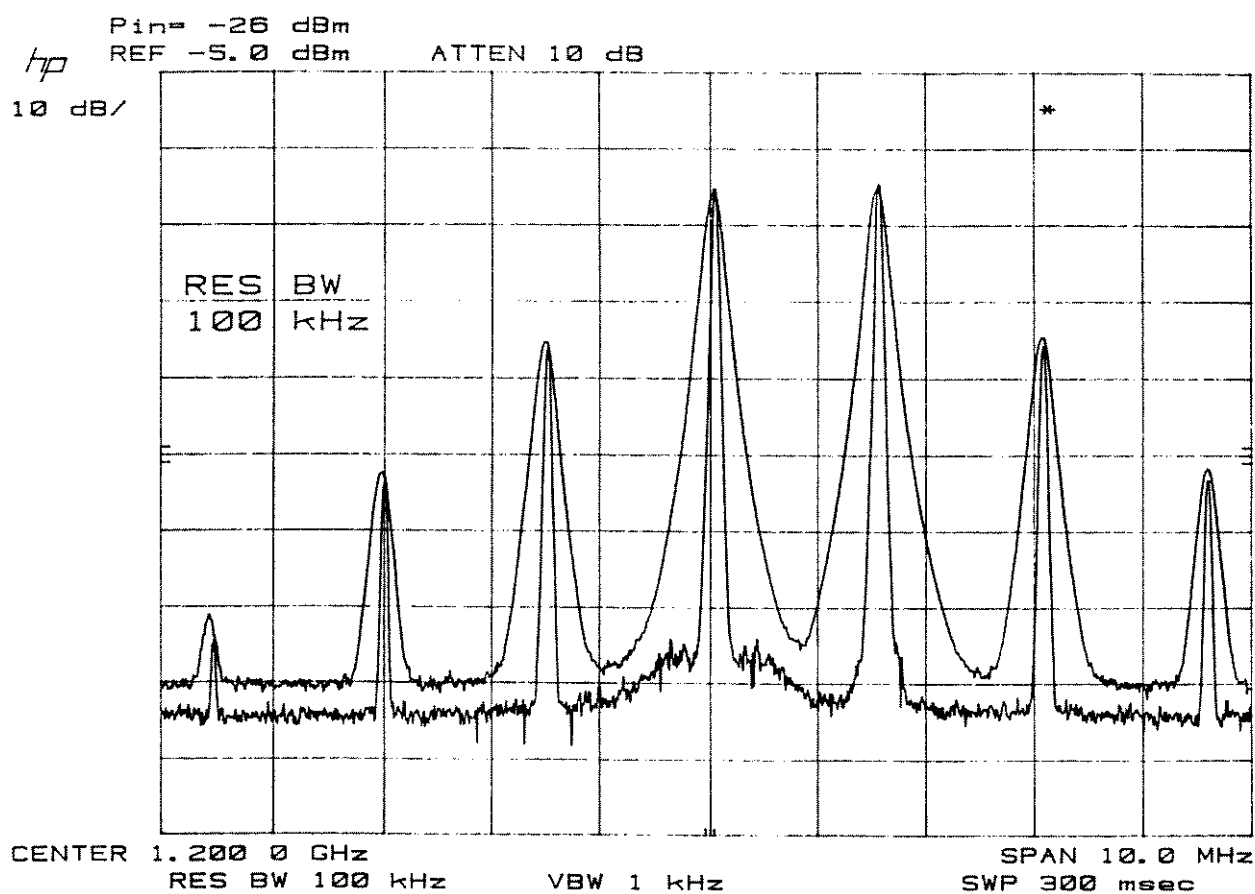


Figura 6.6.21: Produtos de intermodulação (experimental), *com e sem feedforward*, com os dois tons em aproximadamente 1,2 GHz.

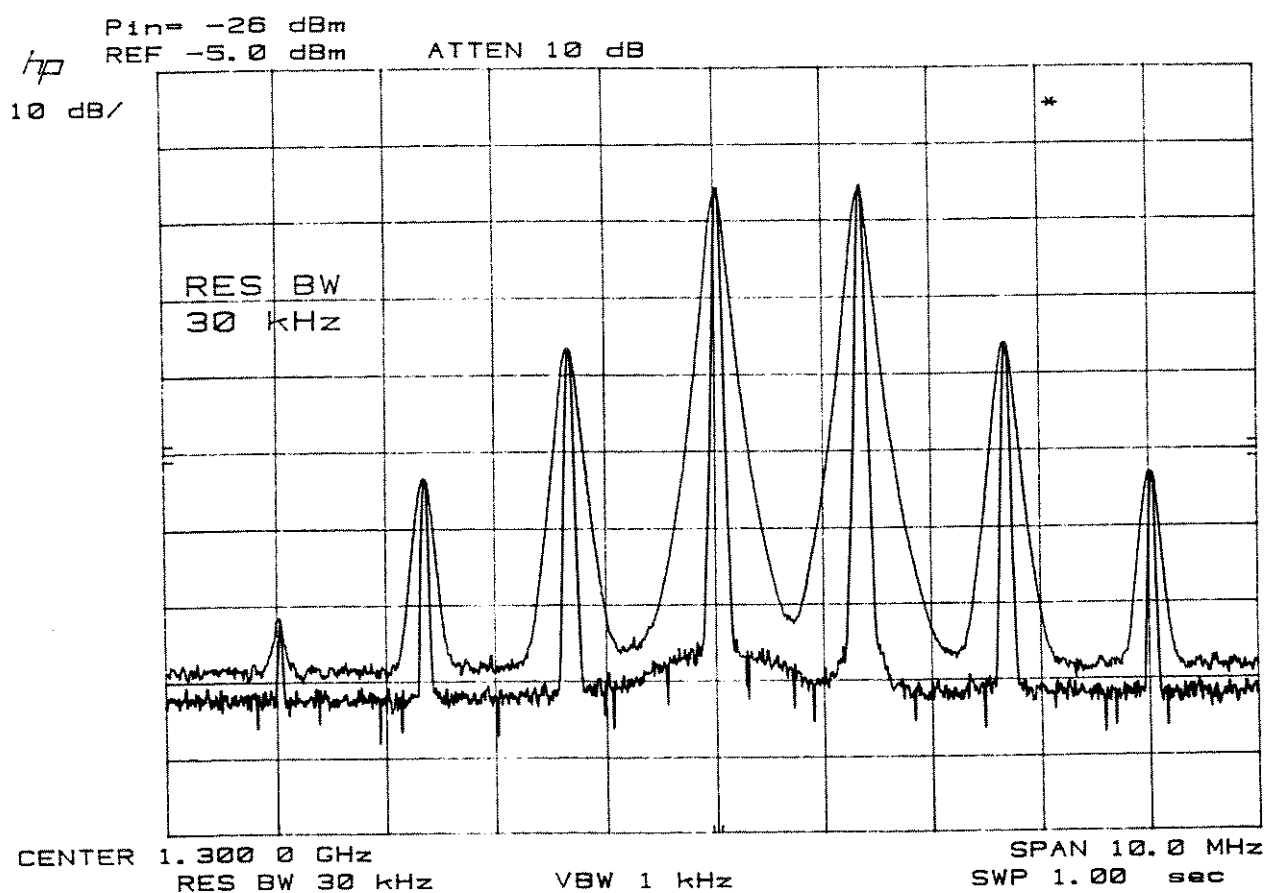


Figura 6.6.22: Produtos de intermodulação (experimental), *com e sem feedforward*, com os dois tons em aproximadamente 1,3 GHz.

As curvas recém-apresentadas mostram um comportamento coerente com a simulação, apenas com melhorias mais modestas, em alguns casos, do que as previstas. Isto era esperado, uma vez que nenhum ajuste de bancada foi feito. Apesar disso, a região onde o sistema atua é a prevista, sendo os resultados, em alguns casos, muito significativos.

Um outro teste que poderia ser feito seria um no qual, para cada frequência, tentar-se-ia otimizar o comportamento do circuito. Isto foi também realizado, porém, não será incluído neste texto para não "carregá-lo" demais, e por ser de menor interesse, uma vez que o comportamento em faixa-estreita já é um assunto relativamente dominado e coberto na literatura. As medidas feitas constataram, como era de se esperar, que o ajuste em faixa-estreita permite um ganho adicional de pelo menos 5 dB (pior caso) nos níveis dos produtos de intermodulação.

Há, também, uma outra estrutura possível, esta, porém, apenas de interesse acadêmico: Essencialmente, seria a estrutura *dual* daquelas com capacitores de compensação. Em vez destes últimos, colocar-se-ia um indutor em série com a saída do segundo amplificador auxiliar. Pode-se considerá-la dual da outra, uma vez que um capacitor série atrasa a tensão em 90° , enquanto que um indutor atrasa a corrente em 90° . Como o capacitor ou o indutor são colocados em "braços" opostos no sistema (o indutor em série com o segundo amplificador auxiliar, enquanto que o capacitor é colocado em série com a linha de transmissão que compensa o comprimento elétrico deste amplificador auxiliar), os efeitos dos dois casos deveriam ser semelhantes - como o são, conforme mostra a Figura 6.6.23.

Observe-se que, também neste caso, há uma melhoria no grau de cancelamento dos espúrios. Porém, isto se dá, em parte, à custa de uma significativa diminuição de banda de frequências.

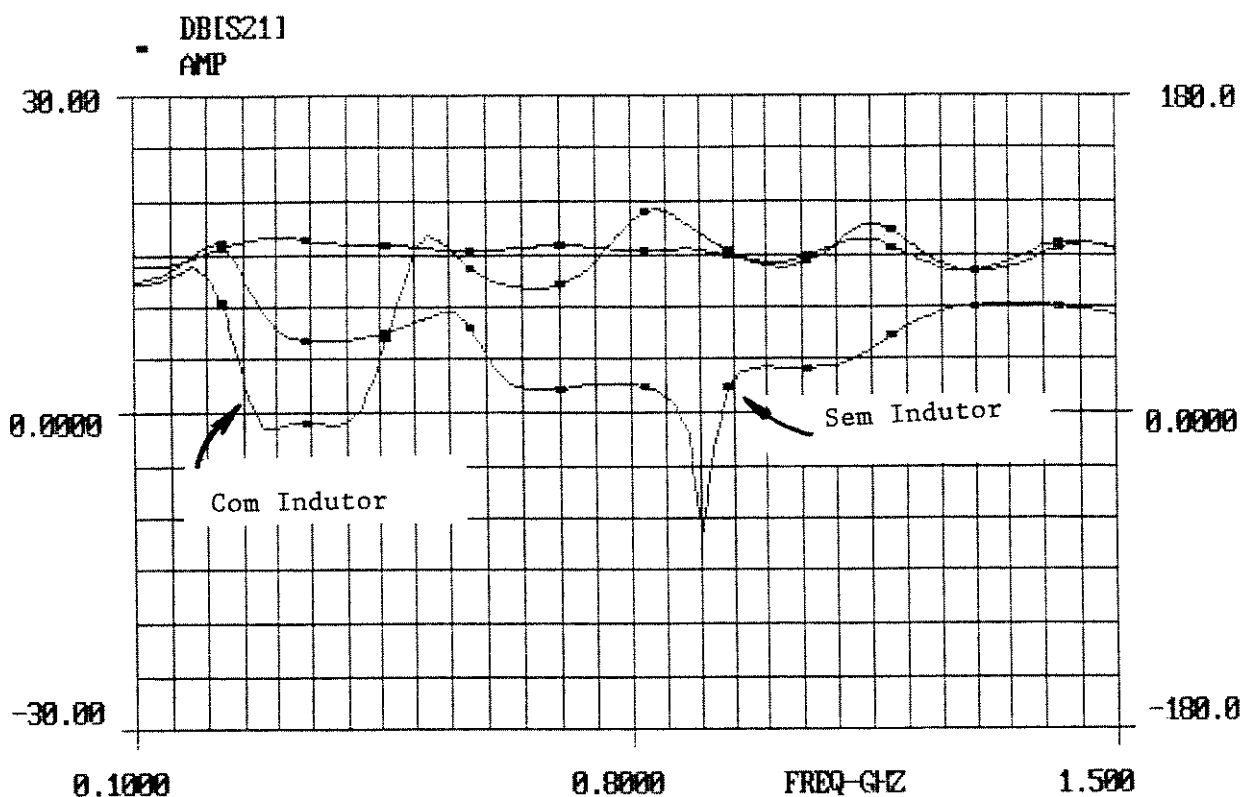


Figura 6.6.23: Cancelamento dos produtos de intermodulação em um sistema *feedforward* com um indutor de compensação (em série com o segundo amplificador auxiliar).

Isto pode ser facilmente explicado, uma vez que a indutância, apresentada pelo indutor introduzido, diminui rapidamente à medida que a frequência diminui. Logo, a aproximação de "dualidade" entre os dois casos (com capacitor ou com indutor) só é razoável em banda estreita.

CAPÍTULO VII

7.0 CONCLUSÕES E SUGESTÕES

Este trabalho descreveu e comparou as técnicas usualmente empregadas para a linearização de amplificadores de potência, enfatizando aquelas mais adequadas aos circuitos de alta-freqüência e de microondas. Duas delas foram apresentadas com maior detalhe:

-A *Pré-Distorção em RF*, não só pela quase inexistência de artigos na literatura técnica (talvez devido ao seu elevado interesse comercial), como, também, por ter o autor contribuído no passado com uma simplificação na implementação desta técnica [40];

A técnica de *Feedforward*, por se constituir no principal objeto deste trabalho.

Mostrou-se que esta técnica é viável, passível de ser modelada e implementada de forma simples e com ferramentas de *software* comercialmente disponíveis, para a análise de circuitos lineares.

As principais contribuições originais deste trabalho foram:

- A proposição de uma nova estrutura de implementação, o que não apenas estendeu a utilização da técnica para bandas multi-oitavas, como também permitiu o controle eletrônico (sintonia) das características do sistema;

- O roteiro de projeto desta nova estrutura, além da proposição de um método para simular sistemas *feedforward* valendo-se simplesmente de *software* para a análise de circuitos *lineares* de microondas;

- Um método para a equalização da ondulação do ganho de potência

de amplificadores banda-larga, tendo sido o mesmo proposto, simulado e empregado, com sucesso, no protótipo fabricado.

Cumprе resaltar que estas contribuições foram objeto de um artigo publicado nos anais da "1994 - RF-EXPO/West", CA, EUA [62]. Como continuação desta linha de pesquisa, sugere-se a implementação desta técnica na forma monolítica, na qual apenas o amplificador principal seria implementado na forma híbrida (*circuitos monolíticos combinados com circuitos com componentes discretos*). Espera-se, com isto, a operação em bandas de frequências ainda mais largas, que têm sido progressivamente demandadas pelos circuitos opto-eletrônicos, tais como moduladores e demoduladores. Uma outra vantagem, seria o de passar a poder ser utilizado em antenas ativas com controle de fase, as *Active Phased Array Antennae*. Convém enfatizar, que nestes sistemas, produtos de intermodulação com níveis de potência relativa elevados, tem efeitos desastrosos sobre o diagrama de radiação, devido às distorções de fase que introduzem. Os produtos de intermodulação têm direções de propagação diferentes dos sinais que lhes dão origem. A técnica de *feedforward* também tem se mostrado uma opção interessante para o projeto de amplificadores para entroncamentos de sistemas de transmissão de televisão por cabo, CATV [64]. As técnicas de linearização tem sido extensivamente usadas em amplificadores a TWT (*travelling wave tube*), nas bandas C e Ku, especialmente nos sistemas embarcados (onde a pequena massa e a alta-eficiência são altamente desejáveis). Uma outra linha de trabalho poderia ser a busca de novas estruturas inversoras de fase, passivas, capazes de operar em múltiplas oitavas. O autor está, no momento, trabalhando em uma estrutura híbrida, cujo primeiro protótipo operou, com sucesso, na faixa de 30 MHz até, aproximadamente, 20 GHz. O desafio atual é aumentar a perda de retorno de entrada em parte da banda de frequências. A estrutura projetada apresenta perdas de retorno superiores a 15 dB em toda a faixa, exceto às vizinhanças de 1,2GHz, onde piora para 7 dB, no pior caso.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- 1) Ferdo Ivaneck, **Microwave Technology in Terrestrial Digital Communications**, Microwave Journal, January, 1988, pp. 28 - 38.
- 2) Luiz Fernando de Mello, **Projetos de Fontes Chaveadas**, Livros Érica Editora Ltda., 1987.
- 3) **Looking Back** , Microwaves and R.F. (matéria não-assinada), November 1987, Vol. 26, nº 12, p. 200.
- 4) João Pitombeira de Carvalho, **Álgebra Linear - Introdução**, 2ª edição, LTC/EDU - Editora Universidade de Brasília, 1977, Rio de Janeiro -RJ, p. 56.
- 5) Basic Circuit Theory, Charles A. Desoer e Ernst S. Kerh, International Student Edition, McGraw-Hill Kogakush Ltd., p. 742.
- 6) Charles M. Close, **Circuitos Lineares**, Vol. 1, LTC/EDUSP - Editora da Universidade de São Paulo, 1975, Rio de Janeiro, RJ.
- 7) Stephen A. Maas, **Microwave Mixers**, Artech House - USA, 1986, pp. 4, 5, 239 a 242.
- 8) Stephen Maas, **Nonlinear Microwave Circuits**, Artech House - USA, 1988, pp. 1 a 16.
- 9) Tri T. Ha, **Solid State Microwave Amplifier Design**, John Wiley & Sons - USA, 1981, p. 203.
- 10) **Mixers: Part 1 - Characteristics and Performance**, Watkins-Johnson Company Tech. Notes, Watkins-Johnson Company, USA.

- 11) Stephen A. Maas, **Two-Tone Intermodulation in Diode Mixers**, IEEE Trans. on Microwave T. Tech., Vol. MTT - 35, nº 3, March 1987, pp 207 - 314.
- 12) **Handbook of Mathematical Functions**, Dover, New York, USA, 1970, p. 16.
- 13) James Sherwin; **Technical Article - FET Biasing**, catálogo da Siliconix, ref. TA70-2, pp. 5.58 -5.65, no qual se repetem dois artigos do mesmo autor, publicados na Electronic Design, May 24 and June 7, 1970.
- 14) G. Matthaei, L. Young e E. M. T. Jones, **Microwave Filters, Impedance-Matching Networks, and Coupling Structures**, McGraw-Hill Book Company, USA, 1964.
- 15) **Harmonic Generation Using Step Recovery Diodes and Some SRD Modules - Application Note 920**, Hewlett-Packard - USA.
- 16) **Design Parameter Library - NEC Microwave Semiconductor Devices - version 4.0**, California Eastern Labs, disquetes (dois) para micro-computadores, contendo todos os dados constantes nos catálogos impressos sobre a linha de semicondutores da NEC/Japan.
- 17) **Microwave and RF Amplifiers**, Marconi Electronic Devices, issue 1, June 1986.
- 18) Guillermo Gonzalez, **Microwave Transistor Amplifiers - Analysis and Design**, Prentice-Hall, Inc., USA, 1984.
- 19) **Relatórios Técnicos (internos)**, CPqD-Telebrás.
- 20) **Fundamentals of RF and Microwave Noise Figure Measurements - Application Note 57-1**, Hewlett-Packard, July 1983.
- 21) **Relatório Interno do Prof. Dr. Rui Fragassi Souza** - Unicamp.

- 22) George W. Rhyne e Michael B. Steer, **Generalized Power Series Analysis of Intermodulation Distortion in a MESFET Amplifier: Simulation and Experiment**, IEEE Trans. on M.T.T., Vol. MTT-35, nº 12, December, 1987, pp 1248 -1255.
- 23) EESOF, Inc. - SPICE, version 3.5, software manual
- 24) EESOF, Inc. - ACADEMY, version 2.0, software manual
- 25) SUPER-COMPACT HARMONICA, software manual.
- 26) G. W. Rhyne e M. B. Steer, **A New Frequency Domain Approach to the Analysis of Non-Linear Circuits Driven by Multi-Tone Signals Using Generalized Power Series**, IEEE - International Symposium on Circuits and Systems Digest, USA, 1987, pp 903 - 906.
- 27) M. B. Steer e P.J. Khan, **An Algebraic Formula for the Complex Output of a System with Multi-Frequency Excitation**, Proceedings IEEE, pp. 177 - 179, June, 1983.
- 28) B. Carnahan, H.A. Luther e James O. Wilkes, **Applied Numerical Methods**, John Wiley & Sons, New York, 1969.
- 29) M. C. R. Carvalho, **Determinação das Características de Dispersão de Linhas Microstrip através da Análise no Domínio Espectral**, Dissertação de Mestrado, CETUC-PUC/RJ, 1978.
- 30) Edson Gusella Junior, **Análise de Circuitos Não-Lineares em RF e Microondas pelo Método do Balanço Harmônico**, Dissertação de Mestrado, INPE-4693-TDL/342, setembro, 1988.
- 31) J.T. Pinho, e C. F. Polzin, **Um Método de Cálculo dos Efeitos Não-Lineares de FETs em Amplificadores de Microondas**, 2ª Simpósio Brasileiro de Telecomunicações, 1984, pp. 29 -34.

- 32) Anthony M. Pavio Jr., **A Network Modeling and Design Method for a 2 - 18 GHz Feedback Amplifier**, IEEE Trans. on M. T. Techniques, Vol. MTT-30, no. 12, December, 1982, pp. 2212 - 2216.
- 33) **Thick Film Resistors** , Catálogo de Componentes da State of the Art / USA, 1991.
- 34) S. R.Lauretti, R. F. Souza, **Comparative Study of Four Broadband Microwave Amplifier Concepts**, 1994 RF-Expo West Conference Proceedings;
- 35) Samuel Rocha Lauretti, **Estudo Comparativo de Amplificadores Banda-Larga de Microondas**, Dissertação de Mestrado, Unicamp, 1994.
- 36) A. K.Ezzeddine, H. A. Hung, e H. C. Huang, **An MMAC C-Band FET Feedback Power Amplifier**, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 38, No. 4, April, 1990, pp. 350 - 357.
- 37) W. Koprowksi, **A High Power, Low Distortion Feed-Forward Amplifier**, RF-Design, July 1994, pp. 48 - 50.
- 38) A. K. Talwar, **Reduction of Noise and Distortion in Amplifiers Using Adaptative Cancellation**, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 42, No. 6, June 1994, pp. 1086 - 1087.
- 39) H.Seidel, **A Microwave Feed-Forward Experiment**, The Bell System Technical Journal, November 1971, pp. 2879 -2916.
- 40) M. L. Coimbra e P. R.Favaretto, **Polarização de Diodos para Pré-Distorção de RF**; 9^o Simpósio Brasileiro de Telecomunicações, 1991, pp. 12.3.1 - 12.3.5.
- 41) Edmar Camargo e Rodrigo Tupynambá, **Power Amplifier Linearization Methods**, SBMO 91 - International Microwave Conference - Conference Proceedings, pp. 214 - 219.

- 42) Chi-Chia Hsieh e Shu-Park Chan, **A Feedforward S-Band MIC Amplifier System**, IEEE Journal of Solid-State Circuits, Vol. SC-11, No. 2, April 1976, pp. 271 - 278.
- 43) R.F. Collin, **Foundations for Microwave Engineering**, McGraw-Hill Physical and Quantum Electronics Series, McGraw-Hill Kogakusha, Ltd., USA, 1966, pp. 170 - 178, pp. 271 - 273.
- 44) Robert G. Meyer, Ralph Eschenbach e W. M. Edgerley, Jr., **A Wide-Band Feedforward Amplifier**, IEEE Journal of Solid-State Circuits, Vol. SC-9, no. 6, December 1974, pp. 422 - 428.
- 45) Jerry Servick, **Transmission Line Transformers**, The American Radio Relay League, Inc., 1987, USA.
- 46) **Specifying High-Rel Mixers and Amplifiers**, Watkins-Johnson Company Tech-Notes, Vol. 7, no. 6, November/December, 1980.
- 47) C. L. Ruthroff, **Some Broad-Band Transformers**, Proceedings IRE, Vol. 47, August 1959, pp. 1337 - 1342.
- 48) A. Podcameni e M. L. Coimbra, **Slotline-Microstrip Transition on Iso/Anisotropic Substrate: Broadband Design**, 1981 MTT-S International Symposium Digest, pp. 80 - 82.
- 49) A. Podcameni e M. L. Coimbra, **Slotline-Microstrip Transition on Iso/Anisotropic Substrate: A More Accurate Design**, Electronics Letters, 25th September, Vol. 16, no. 20, 1980, pp. 780 - 781.
- 50) M. L. Coimbra, **Um Estudo sobre Slotlines e suas Aplicações**, Dissertação de Mestrado, CETUC-PUC/RJ, janeiro 1981.
- 51) M. L. Coimbra, **Misturadores de Microondas Utilizando Slotlines**, 1^o Simpósio Brasileiro de Telecomunicações, 1983, pp. 6.36 - 6.40.

- 52) R. Garg e K. C. Gupta, **Expressions for Wavelength and Impedance of Slotline**, IEEE Trans. on Microwave Theory and Applications, Vol. MTT-24, 1976, p. 532.
- 53) K. C. Gupta, R. Garg, I. J. Bahl, **Microstrip Lines and Slotlines**, Artech House, Inc., USA, 1979.
- 54) M. L. Coimbra, **Equações de Síntese para Slotlines**, 2^a Simpósio Brasileiro de Telecomunicações, 1984, pp 50 - 55.
- 55) M. L. Coimbra, **A Balun for Double Balanced Mixers**, 1987 SBMO Symposium Digest, pp. 1169 - 1173.
- 56) M. L. Coimbra, **A New Kind of Radial Stubs and Some Applications**, 14th European Microwave Conference, September 1984, pp. 516 - 521.
- 57) M. L. Coimbra, e E. C. Reis, **The Generalized Delta Stubs**, 1987 SBMO Symposium Digest, pp. 1071 - 1076.
- 58) R. Stancliff, **Balanced Dual-Gate FET Frequency Doublers**, 1981 MTT-S Symposium Digest, pp. 143 - 145.
- 59) M. Kumar et al., **Broad-Band Active Phase-Shifter using Dual-Gate MESFET**, IEEE Trans. on MTT, Vol. MTT-29, no.10, October 1981, pp. 1098 - 1102.
- 60) L. F. M. Conrado e A. A. A De Salles, **Projeto e Desenvolvimento de Amplificador de Ganho Controlado usando FET de Porta-Dupla**, Relatório Técnico ref. CETUC - D - MO - 06/85, PUC/RJ, junho 1985.
- 61) Arthur Williams e Fred J. Taylor, **Electronic Filter Design Handbook: LC, Active, and Digital Filters**, 2nd edition, , ISBN 0-07-070434-1, McGraw-Hill 1988, (Capítulo 7).

- 62) M. L. Coimbra e R. F. Souza, **Some Improvements on Feedforward Amplifiers**, 1994 RF-Expo West Conference Proceedings, pp. 233 - 237.
- 63) Jacob Millman e Christos C. Halkias, **Integrated Electronics**, International Student Edition, McGraw-Hill Kogamusha, 1972.

ANEXO I

O SOFTWARE EESOF-TOUCHSTONE[®] [24]

Este é o mais difundido programa de análise/simulação e otimização de circuitos analógicos ativos e passivos lineares de HF e de microondas. Sua versatilidade manifesta-se não apenas pela abrangência de recursos (como, por exemplo, diversas formas de apresentação dos dados de saída do programa, indo desde tabelas até Ábacos de Smith), como também, pela possibilidade de compartilhamento com diversos outros programas da mesma *software-house*, a EESOF. Este conjunto de programas criou um "pacote" cujo nome comercial é EESOF-ACADEMY [24], que estende o universo de análise também à operação não-linear (EESOF-LIBRA).

A acuidade dos resultados foi extensivamente verificada ao longo destes quase dez anos de utilização constante no CPqD-Telebrás, bem como no mercado internacional.

A demanda de *hardware* da versão utilizada (1.45) é tão pequena que um simples IBM-PC XT (ou compatível), com 8 Mbytes de RAM já se faz suficiente. As telas gráficas, resultantes das simulações realizadas pelo programa, podem ser impressas diretamente a partir de uma impressora matricial (ou modelo mais sofisticado).

ANEXO II

O ARQUIVO *TOUCHSTONE* DO CIRCUITO *ULTI50.CKT*

```

!amplificador total com feedforward, tese.
!
DIM
FREQ GHZ
RES OH
IND NH
CAP PF
LNG MM
ANG DEG

VAR
C1=220

CKT
CAP 1 9 C^C1
!sampling branch
!
!as 2 linhas abaixo sao usadas quando se monitorar o nivel de contri-
!buicao do amp. principal p/ amp. auxiliar.Cancelar res 9 100 r=120;
!usadas tambem para levantar cancelamento final das intermodulacoes.
!
RES 9 0 R=161
RES 100 0 R=150
!
!a linha abaixo "liga" o amplificador principal.cancelada p.contrib.
!do braco aux. para o amp. de ganho controlado
RES 9 10 R=0
!
!a linha abaixo deve ser usada quando se monitorar o nivel do braco
!auxiliar no amp. de ganho controlado, ganho total, cancelamento da
!primeira malha (fundamentais)
!
!RES 9 100 R=120
RES 100 0 R=220
!
!o "1marlok" corresponde ao S2PA 100 110 0 INVERSOK.S2P
!par de quadripolos ---> S2PD 110 115 0 1MAR1.S2P
!
S2PA 100 115 0 1MAR1OK.S2P
TLIN 115 116 Z=30 E=270 F=2.5
RES 116 130 R=15
!
!fim da primeira malha
!
!a linha abaixo e' usada qdo. se medindo a contribuicao devida ao
!braco auxiliar (e' a imped. "vista" pelo amp. de 1 estagio)
!
!RES 10 0 R=93
!
!atenuador 75-50 6dB
!
RES 10 15 R=42
RES 15 0 R=82

```

continuação

```
!
!o "3mar1ok" corresponde ao S2PB 15 20 0 -NVERSOK.S2P
!par de quadripolos ---> S2PC 20 30 0 3MAR1.S2P
!
S2PB 15 30 0 3MAR1OK.S2P
!
RES 30 130 R=330
!
TLIN 30 31 Z=22 E=19 F=2.5
!
!esta linha deve ser usada quando se medir o cancelamento da
!primeira malha, e para avaliar as contribuicoes individuais
!de cada ramo da 1# malha para o amp. ganho controlado.
!
!RES 31 0 R=50
!
!início da segunda malha
!
RES 31 320 R=18
cap 320 32 c=220
TLIN 32 400 Z=20 E=1210 F=2.5
cap 400 40 c=47
S2PC 130 140 0 NAUXOK-4.S2P
RES 140 39 R=72
RES 39 40 R=47
!
!"toco" de linha para atenuar diferenca de ganho no
!final da faixa
!
TLOC 39 0 Z=11.2 E=27.6 F=1.6
TLIN 40 41 Z=28.6 E=80 F=0.6
TLIN 41 42 Z=40 E=90.3 F=0.6

!"def2p" para plotar o ganho do amplificador, ja'
!com a primeira malha conectada
!
!DEF2P 1 31 AMP
!
!"def2p" para plotar o cancelamento da 1# malha e tambem
!para se mostrar as contribuicoes individuais dos ramos
!da primeira malha
!
!DEF2P 1 130 AMP
!
!"def2p" para a saida total do sistema e para se levantar
!o ganho total do amplificador
!
DEF2P 1 42 AMP
```

fm do arquivo

ANEXO III

Trabalhos do Autor, usados como referências nesta Tese

Some Improvements on Feedforward Amplifiers

Mauro de Lima Coimbra
CPqD-TELEBRAS
Rod. SP-340 Km 118
13 081-970 Campinas - SP Brazil
FAX: 55 192 396125

Rui Fragassi de Souza
DMO - FEE - UNICAMP
13 081-970 Campinas - SP Brazil
FAX: 55 192 391395

ABSTRACT

This paper presents the feedforward technique for broadband amplifier linearization. Some changes had to be made on the usual circuitry, aiming at broadband operation. Also, a step-by-step procedure is suggested to permit that the whole system first order simulation and optimization may be carried out using commercially available linear circuit optimization software. The simulated results are presented, as well as the measured results of the more critical blocks. For the sake of completeness, a review of the most common methods of linearization will be given.

1 INTRODUCTION

Linearization is becoming increasingly more popular as the system complexity increases, with specifications progressively tightened. The straightforward solution of backoff (i.e. to operate the system far apart of its compression point, typically more than 8dB below) has two major problems: The cost of the power devices becomes a severe limitation, as its not a linear

function of the power capability; Secondly, the bias power consumption and heat dissipation increase unnecessarily. Despite of that, this solution, together with feedback, remained for a long time as the only alternative for linear operation. More recently, pre-distortion has become fairly common. By this technique, part of the incoming signal is used to excite some strongly non-linear devices, generating intermodulation products, Figure 1, [1]. These products are adjusted in phase and amplitude, and then summed up to the main signal stream. The resulting signal is such that the intentionally generated intermodulation products will cancel out those produced at the output of the system.

The pre-distortion may be applied on the IF circuitry or on the RF (microwave) power amplifier. An IF pre-distorter is cheaper and easier to design than the corresponding RF circuit. On the other hand, when the pre-distorter is designed directly on the power amplifier, if a fail occurs and the amplifier must be replaced by another one, the linear specification of the system will remain unchanged, no field calibration being necessary, since the new unit has been previously adjusted when manufactured. This would not be true, for the IF pre-distortion

circuitry. As the characteristics of the new amplifier (now, itself without pre-distortion) will not be the same of the previous one, the whole system ought to be adjusted in the field. This is not a simple task, demanding skilled personnel and, at least, a microwave spectrum analyzer. An RF pre-distorter is presented in Figure 2, ref[2]. Its major advantage over the previous scheme is its simplicity and lower insertion loss, as a DC biasing on the schotky diodes is used to adjust the phase and the magnitude of the intermodulation products that will be generated by them, for a given input power (recalling the strong influence of a bias current on diode impedance, and so, on the reflection coefficient). By following the circuit presented in Figure 2, one can see that the incoming signal is divided by the Wilkinson; One half of it crosses the hybrid with the varactors and goes toward the output. The other one, pumps the diodes, generating the intermodulation products, reaching the output through the coupler. The rough phase adjustment is provided by the piece of transmission line. The slight tuning is accomplished by changing the diode biasing and by the varactors. Diode biasing is far more efficient to control the behaviour of that circuit than the varactors. This structure is tunable over a 10% bandwidth, giving 15 dB improvement over each 1% bandwidth when applied in a power amplifier as presented in Figure 3.

The two major problems of the pre-distortion technique are its limitation to a fixed operation power and gain, and its inherent difficulty to cope with broadband operation. The rest of this paper will discuss the feedforward system, which is more insensitive to these limitations.

2 THE BROADBAND FEEDFORWARD TECHNIQUE

In a few words, the basic idea of this technique is to extract a sample of the input signal and another sample of the output of the amplifier, the latter one with some intermodulation products. After equalization of the fundamental frequency levels of both samples and a 180 degree phase shift of the input sample, they are summed as phasors. The result of that is, under ideal conditions, to have just the intermodulation products sampled. This set is then adjusted in magnitude and phase, in such a way that when recombined with the output, it will cancel out the distortion at the output port of the whole system. A block diagram for this system is presented at Figure 4. References [2] and [3] present a quite comprehensive explanation on how a feedforward linearization system works.

It is important to point out what are the causes for bandwidth limitation of that system. First of all, it is important that each amplifier presents a linear group delay, since its electric length will be compensated by a piece of transmission line. Different structures may compensate non-linear group delay, but they are quite difficult to be implemented at microwave frequencies and are narrow-band, in general. So, it is important since the very beginning, that the designer keeps this in mind, to refrain from using resonant structures, reflective matching, etc, so common in microwave amplifier design. As much as possible, the amplifiers must be based just on resistive feedback and lossy match. Small electric length structures should always be preferred. So, it is important to design keeping one eye in the magnitude response and the other

one at the phase response.

Secondly, the usual structure for sampling is a coupler. Couplers are quite convenient as they present minimum insertion loss in comparison with other sampling structures, and also, because of their isolation. Good isolation simplifies the circuit design, as the return losses become not so critical to the circuit performance. However, they are limited in bandwidth, typically below one octave. Multioctave microwave couplers do exist [4], but they can be large and expensive. For tens of megahertz up to approximately 1 GHz is possible to use twisted-pair couplers. Beyond that, the parasitic capacitance of the windings act as a low-pass filter, limiting their use.

The technique suggested in this paper uses lumped resistors as samplers. The isolation in some cases is provided by a low-cost mmic's. When such approach is not possible, a careful design to assure low return losses is necessary. Figure 5 presents its block diagram. It is easy to see that a feedforward system is formed by two loops: the first one, in which the fundamental frequency samples are cancelled; and the second one, where the intermodulation products are sampled, adjusted in magnitude and phase, and reinjected into the output. Besides the resistors, three other changes have been introduced:

- The inclusion of an additional one stage low power amplifier (in the first loop), to compensate for the insertion loss of the resistive attenuator and to provide isolation ($S_{12} \ll 1$);

- The use of a dual gate transistor as part of the auxiliary amplifier of the second loop, allowing the

electric control of the intermodulation, avoiding the need of attenuator "cut-and-try" adjust. Dual gate FET's have the advantage of gain varying, without phase changes;

- The inclusion of a lumped phase inverter (bifilar, ferrite based) and a dummy one, non-inverter, just to keep the symmetry of the insertion losses and the phase relations between the two branches - see Figure 6.

3 DESIGN STEPS

Following, some suggestions will be given to aid the design of broadband feedforward amplifiers:

- Define the circuit topology as a function of the desired gain and power;

- Design the main amplifier with minimum complexity, avoiding resonating structures. Resistive feedback and lossy match structures can be a good choice;

- To assure correct phase relations at low frequencies, the number of stages of the auxiliary amplifier of the first loop must be even or odd depending whether the number of stages of the main amplifier is even or odd (phase inversion for odd number of stages). In the present example, the main amplifier is a three stage one, and the auxiliary amplifier of the first loop is a one stage amplifier. Accordingly, the auxiliary amplifier of the second loop must be an even stage amplifier, since it is compensating a "zero stage" (transmission line) amplifier. In the present case, a four stage amplifier has been used. The gain of this auxiliary

amplifier should compensate for the attenuation of the main amplifier output sampler.

-As the sampling resistors are parallel connected, they reduce slightly the impedance level of the association. So, it is recommended that the input impedance of the main amplifier be a few ohms bigger than the desired system impedance. This is specially true for the main amplifier input, as the input sampler is a relatively small resistor, to provide approximately -15 dB coupling. The same happens with the output impedance of the second auxiliary amplifier, that should be as high as possible, allowing high gain to the output sampling resistor, without loading too much the output of the system.

-Optimize the cancelling of the first loop, replacing the second loop by termination resistors. So, the output of the main amplifier and the node where the second auxiliary amplifier will be connected are load terminated. Any linear optimization routine may be used to adjust the optimum value of the sampling resistors (at the input and output of the main amplifier) and the length and impedance of the transmission line (that compensates the electric length of the main amplifier), searching for maximum cancelling. The EESOF-Touchstone print-out of the designed circuit is presented in Figure 7.

-For the second loop cancelling optimization, the idea is a little bit tricky: First of all, disconnect the sampling resistor from the input of the main amplifier. Replace it by a resistor, ground connected, whose value is equal to the resistance seen by the input, toward the sampling branch. The same must be done to terminate the auxiliary amplifier of the first loop. This

way, the impedance seen at the output of this auxiliary amplifier and the output impedance of the main amplifier will remain unchanged, but now, without fundamental sampling cancelling.

-Connect the second loop circuitry and optimize the value of the samplers (resistive power dividers) and the length of the transmission line, keeping unchanged the values determined for the first loop, aiming at minimum system gain. This response is the intermodulation products amplified by the main amplifier gain;

-The difference between the simulated response obtained above and the "open loop" gain of the amplifier is the intermodulation reduction. To get the "open loop" response of the system, just make R_o a large value, 1000 ohm, for example. For the present case, a curve like that is displayed in Figure 8.

4 CONCLUSION

A brief review of the most common techniques for power amplifier linearization has been presented. Some changes onto the usual implementation of a feedforward system has been discussed, aiming at broadband operation. The simulated results show approximately 10dB improvement over more than 800MHz bandwidth.

5 REFERENCES

[1] Coimbra, Mauro L. and Favaretto, Paulo R., "Diode Biasing for RF Pre-Distortion" (in Portuguese)
9º Simpósio Brasileiro de Telecomunicações, set. 1991,
pp.12.3.1 - 12.3.5.

[2] Hsieh, Chi-Chia and Chan, Shu-Park, "A Feedforward S-Band MIC Amplifier System";
IEEE Journal of Solid-State Circuits, Vol.SC-11, n.2, April 1976
pp.271 - 278.

[3] Meyer, Robert G. et alii, "A Wide-Band Feedforward Amplifier";
IEEE Journal of Solid-State Circuits, Vol.SC-9, n.6, Dec. 1974
pp.422 - 428.

[4] "Stripline Circuit Design",
Harlan Howe, Jr.
Artech House, Inc. 1974, p.161.

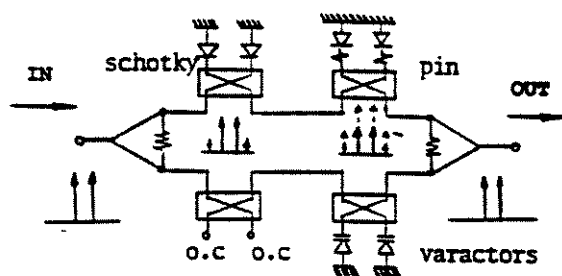


Figure 1: A Pre-Distortion Linearizer

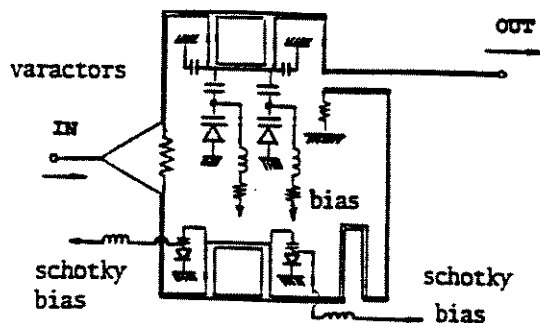


Figure 2: An RF Pre-Distorter

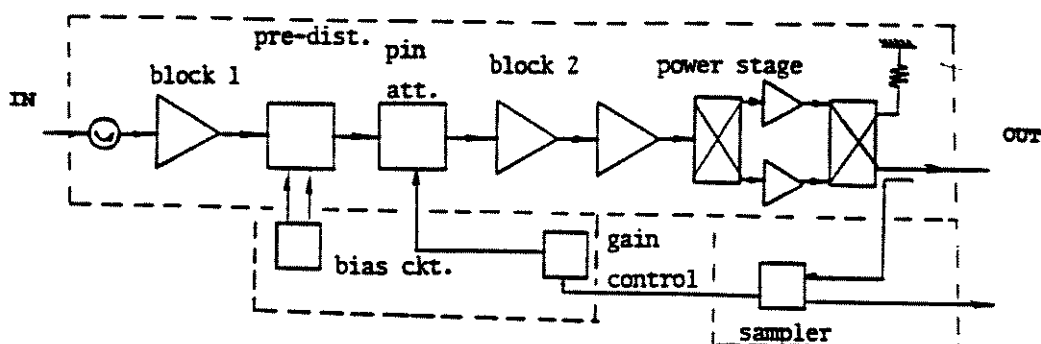


Figure 3: A Power Amplifier with RF Pre-Distortion

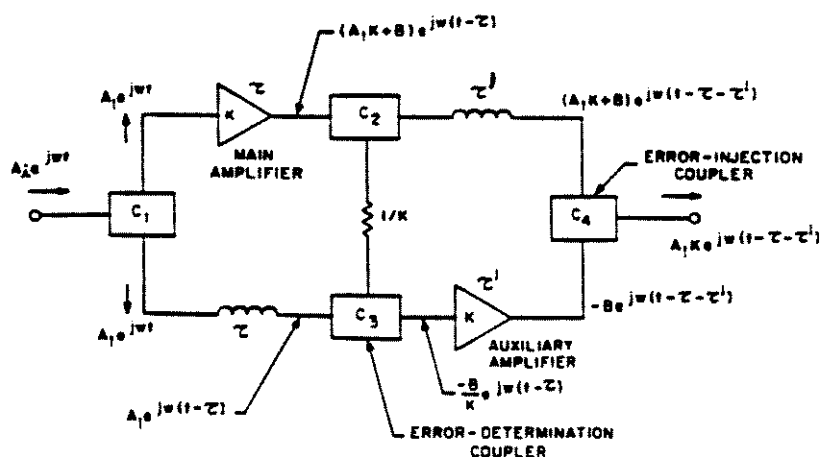


Figure 4: A Feedforward System [ref 2]

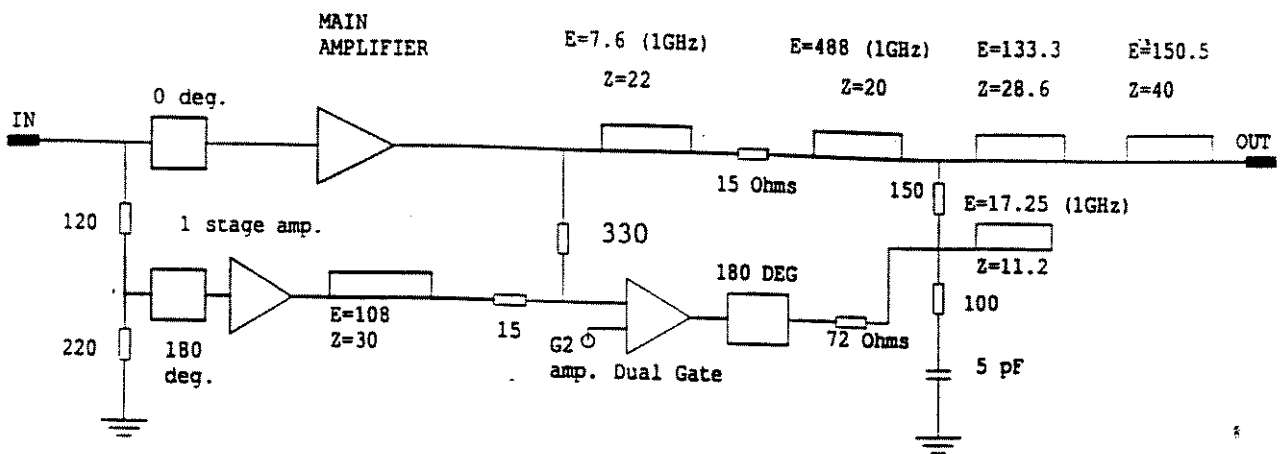


Figure 5: The Broadband Feedforward System

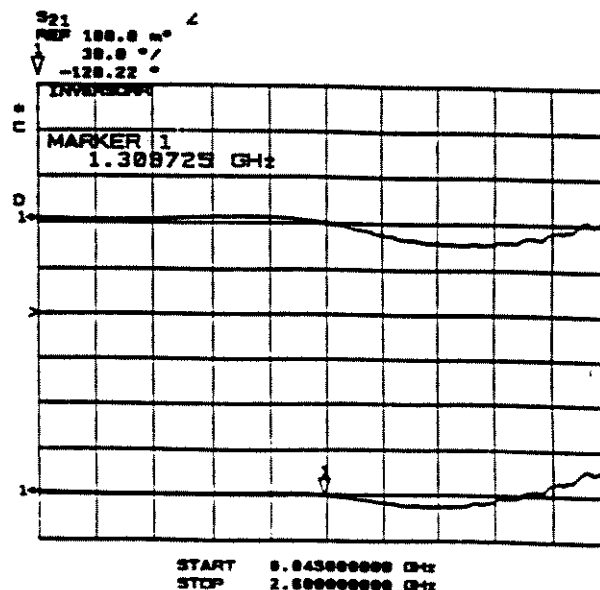


Figure 6: Relative Phase-Shift between the Inverter and the non-inverter structure

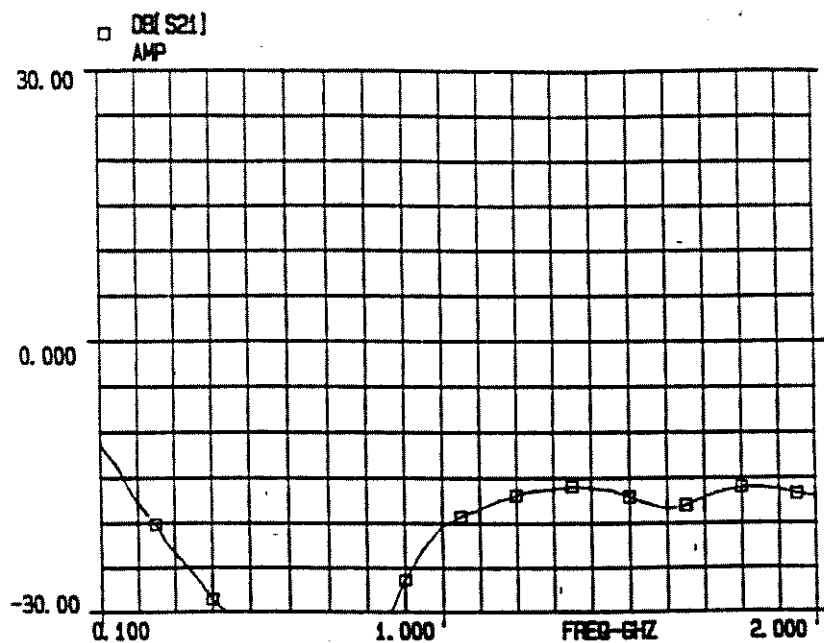


Figure 7: Fundamental frequency cancelling
(5dB/div.)

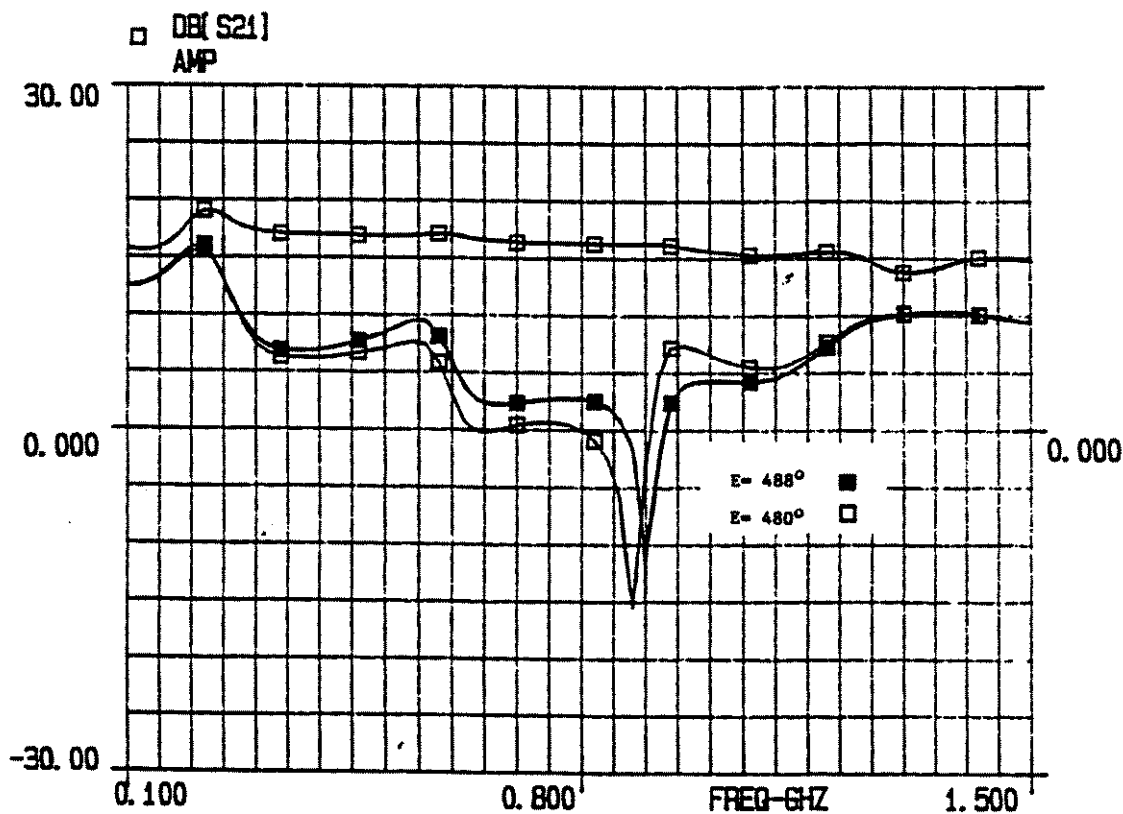


Figure 8: The Relative intermodulation improvement. The upper curve is the output of the system without feedforward; The difference between that curve and the lower one is the intermodulation reduction.

MISTURADORES DE MICROONDAS UTILIZANDO SLOTLINE

MAURO DE LIMA COIMBRA

TELECOMUNICAÇÕES BRASILEIRAS S.A. - TELEBRÁS
Centro de Pesquisa e Desenvolvimento

Rodovia Campinas Mogi-Mirim Km 118,5 - 13100 Campinas - SP

1. SUMÁRIO

Neste trabalho serão discutidos alguns misturadores de microondas cujo elemento comum é a utilização de "slotline" (1) com "balun" de 180°, na porta de oscilador local, para o bombeamento dos diodos.

2. INTRODUÇÃO

A conexão direta dos diodos às bordas de um slotline apresenta vantagens em relação à utilização de híbridos como baluns do tipo desbalanceado-balanceados; sendo o alargamento de banda e a flexibilidade na escolha dos níveis de impedância desejados, via "tapering", especialmente convenientes. Até onde vai o conhecimento do autor, a literatura registra a utilização de slotlines para a confecção de misturadores de microondas apenas como parte de híbridos 180° ("rate-race"), valendo-se da possibilidade de inversão de fase de uma transição dupla microstrip-slotline (2, 3).

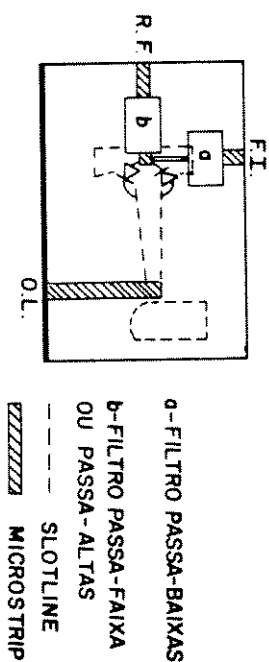
Neste caso, continuava-se limitado aos rígidos níveis de impedância do

híbrido e dependente de composições de fase de onda para o balanceamento da estrutura.

No presente trabalho, os misturadores utilizam apenas uma transição microstrip-slotline, do tipo "curto físico", especialmente útil quando se deseja bandas superiores a uma oitava (3). O dimensionamento dos slotlines e das transições microstrip-slotline foi obtido via expressões empíricas de síntese (4), simples ao ponto de poderem ser colocadas em calculadoras de mão.

3. O MISTURADOR "BÁSICO"

A célula básica dos misturadores aqui discutidos é um misturador "single balanced" cuja concepção básica é apresentada na figura 1.



Os diodos são conectados diretamente às bordas do slotline, linha balanceada, o que substitui um anel híbrido de 180°. Diferentemente do híbrido, o balanceamento do slotline independe da largura da banda de operação.

Com isto, consegue-se alto isolamento entre as portas de oscilador local (OL) e sinal (RF) dependente apenas da semelhança das características elétricas dos dois diodos.

O isolamento OL - frequência intermediária (FI) é garantido não apenas

4. OUTRAS APLICAÇÕES

Foram projetados e realizados dois misturadores com rejeição de imagem, F.I., em 70 MHz e 270 MHz respectivamente, sendo este tipo de misturador a célula básica dos mesmos. As rejeições da frequência-imagem (numa primeira versão realizada em "Alfac") foram respectivamente 18 e 35 dB no pior caso.

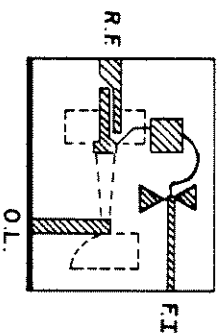
As demais características são ligeiramente superiores as de um misturador separadamente. Em ambos os misturadores, com rejeição de imagem, o híbrido de entrada é do tipo "tandem" e o de F.I., em parâmetros concentrados (70 MHz) ou em parâmetros "quasi-localizados" (indutores) e concentrados (capacitores) para 270 MHz.

5. CONCLUSÕES

Os misturadores "single balanced" construídos sob este princípio apresentam, em geral, características equivalentes ou superiores, as obtidas em misturadores duplamente balanceados disponíveis em mercado internacional. Isto é obtido com dois diodos ao invés de 4 ou de um "Quad", e com grande simplicidade mecânica (circuito planar). Apresentam baixa sensibilidade às variações de parâmetros decorrentes de imperfeições do substrato; precisão de realização da fotogravação, etc., sendo portanto, de fácil industrialização.

pelo balanceamento do "slotline" bem como por um filtro passa-baixas. As portas de RF e FI estão isoladas por um filtro passa-faixa.

Nos protótipos realizados em nossos laboratórios, no ano anterior, os filtros de RF foram, sucessivamente, um capacitor para altas-frequências (filtro passa-altas) ou um par de linhas acopladas (filtro passa-faixa, que além de rejeitar FI rejeita a "frequência soma") - figura 2.



O filtro passa-baixas foi inicialmente realizado como um filtro TSCHEBYSCHEEF em parâmetros concentrados (segmentos de fio para os indutores e capacitores para alta-frequência), sendo posteriormente substituídos por um filtro low-pass que utiliza parâmetros quasi-localizados, parâmetros concentrados e parâmetros distribuídos (linha exponencial), conforme apresentado na figura 2. A rejeição deste filtro é superior a 34 dB na faixa de RF e maior que 20 dB na faixa "soma".

As características básicas deste misturador são dadas a seguir:

- nível de impedância:	50	
- perda de conversão:	6 dB	3.7 GHz - 4.2 GHz (RF)
	7 dB	2.5 GHz - 6.5 GHz (RF)
- Isolações:	(3.7 - 4.2 GHz)	
	OL-RF	28 dB
	OL-FI	38 dB
	RF-FI	35 dB

- "Ripple" em 40 MHz < .1 dB, na porta de FI

- V.S.W.R. nas portas: RF 1.4

OL 1.7

"POLARIZAÇÃO DE DIODOS PARA PRÉ-DISTORÇÃO DE RF"

Mauro de Lima Coimbra
CPqD/TELEBRÁS

Paulo Roberto Favaretto
EQUITEL/CPqD - TELEBRÁS

SUMÁRIO

Este trabalho apresenta um pré-distorcedor de RF que resulta em um circuito bastante simples. Sua simplicidade deriva do fato de que os diodos - responsáveis pela pré-distorção - têm suas correntes de polarização controladas. Com isto, elimina-se a necessidade de diodos PIN para controlar o nível de potência do sinal amostrado e pré-distorcido.

Um amplificador de potência com pré-distorção é apresentado e suas características discutidas, a título de exemplo.

1 INTRODUÇÃO

O uso de algum tipo de pré-distorção para amplificadores de potência é bem conhecido. Pré-distorcedores em frequência intermediária têm sido frequentemente preferidos, devido à simplicidade dos circuitos bem como à disponibilidade de componentes de baixo custo naquelas bandas de frequência. Mais recentemente, a pré-distorção diretamente em RF começou também a ser utilizada. A principal vantagem deste caso em relação ao anterior é que o amplificador pode ser visto como uma "caixa-preta", em termos de engenharia de sistemas. O que se quer dizer com isto é que no caso de ocorrência de uma falha, a unidade pode ser quase que imediatamente substituída por outra - sem prejuízo da qualidade do sistema - dado que o novo amplificador foi previamente compensado quanto à intermodulação.

É interessante lembrar que caso se estivesse utilizando pré-distorção em frequência intermediária, quase que certamente todo o sistema teria que ser ajustado novamente, de forma a compensar os novos níveis de intermodulação gerados pelo amplificador recém-substituído. Tal tarefa costuma ser muito difícil em campo não só pelos equipamentos de medidas que se fazem necessários (e

geralmente não disponíveis em campo) como também devido à qualificação necessária ao técnico para a execução dos ajustes. A presente estrutura apresenta como principais vantagens, em relação aos circuitos usuais, baixa perda de inserção, custo reduzido, facilidade de ajuste e, finalmente, simplicidade. É o que se verá adiante.

2 POR QUE CONTROLAR A POLARIZAÇÃO?

A figura 1 apresenta o circuito mais comumente utilizado para pré-distorção em RF. Neste tipo de circuito o sinal recebido na porta de entrada é separado em dois. Uma metade irá bombear os diodos Schotky, gerando os produtos de intermodulação, cujos níveis são controlados pelo atenuador a diodos PIN. A outra metade da potência de sinal atravessa uma híbrida de 90° com duas de suas portas terminadas em aberto - cuja única função é a de manter a simetria de percurso dos dois caminhos do sinal - sendo ajustada sua fase pelo defasador a varactores. Os sinais propagantes em ambos os braços são então recombinados pelo combinador *Wilkinson* do lado direito (figura 1). Este tipo de circuito apresenta alguns problemas inerentes, a saber:

a. A perda de inserção costuma ser elevada, por três razões:

- Uma parte considerável da potência é utilizada no bombeamento dos diodos Schotky;
- Uma potência razoável é perdida no atenuador PIN;
- A perda de inserção do combinador *Wilkinson* é geralmente bem superior a 3dB, uma vez que os sinais que alimentam as duas portas não estão em fase.

b. O ajuste (ou sintonia) costuma ser demorado, uma vez que há três estruturas com híbridas para serem ajustadas. Isto pode tornar-se ainda mais complexo (ainda que resultando provavelmente em uma resposta melhor) quando cada semiconductor pode ser ajustado, quanto as suas polarizações, separadamente.

c. Finalmente, pode-se dizer que a estrutura convencional costuma apresentar dimensões físicas maiores do que as correspondentes à versão a ser apresentada neste artigo. Também, utiliza um número maior de componentes.

A idéia de se controlar a polarização dos diodos surge do fato de que os níveis dos produtos de intermodulação gerados pelo diodo aumentam quando a altura da barreira de potencial diminui. Assim, caso se deseje aumentar os níveis de intermodulação, o diodo pode ser "piorado" pela aplicação de uma corrente de polarização direta. Analogamente, a recíproca é verdadeira.

Este fato traz outra vantagem: sob estas condições, menos potência se faz necessária para o bombeamento do diodo (usado como gerador de intermodulação) para um dado nível de produtos de intermodulação desejado. Por outro lado, é bem conhecida a forte influência da corrente de polarização sobre a impedância de um diodo, alterando assim a fase e o módulo de coeficiente de reflexão do dispositivo em relação às suas impedâncias de fechamento. A estrutura apresentada neste trabalho se vale da polarização dos diodos para fazerem o ajuste de fase entre os dois caminhos do sinal, além dos varactores utilizados para este fim. É o que será visto na seção seguinte.

3 O NOVO PRÉ-DISTORCEDOR

O sinal dividido pelo *Wilkinson* sofre uma alteração de fase na híbrida H1 sendo parcialmente convertido em produtos de intermodulação pelos diodos conectados à híbrida H2. As duas componentes são recombinadas pelo acoplador H3; figura 2. A influência da alteração das correntes de polarização sobre a relação de fase entre os sinais que percorrem os dois caminhos é bem maior do que a devida aos varactores, em especial, pelo fato de estarem os varactores em paralelo com capacitores fixos. Os sinais são recombinados no acoplador, que faz uma adição assimétrica dos dois sinais, reduzindo a contribuição dos produtos de intermodulação na porta de saída. É importante a baixa perda de inserção do acoplador no braço principal do sinal.

4 UM AMPLIFICADOR COMO EXEMPLO:

Um amplificador de 41dBm (ponto de compressão de 1dB) foi projetado e construído utilizando este novo pré-distorcedor. Seu diagrama de blocos é apresentado na figura 3. Como é usual em amplificadores de potência, a perda de retorno de entrada é garantida por um isolador. O bloco 1, colocado antes do pré-distorcedor, tem como função garantir que os diodos sejam bombeados com potência suficiente para garantir a geração de produtos de intermodulação. O atenuador PIN foi colocado para as-

segurar que a potência de saída seja mantida constante. Isto é essencial para a correta compensação da distorção. O excitador consiste em um único transistor pré-casado. O estágio de potência é composto por um par de transistores pré-casados, montados em configuração balanceada.

5 RESULTADOS PRÁTICOS:

As características principais do amplificador projetado utilizando o pré-distorcedor descrito neste trabalho serão dadas a seguir, sob duas condições: com ou sem atuação do pré-distorcedor.

- ganho: 53dB
- ripple: 2dB (3.8 - 4.2GHz), 0.5dB (40MHz)
- IM3: 60dBc, com pré-distorção
- IM3: 45dBc, sem pré-distorção

6 CONCLUSÕES

Um novo tipo de pré-distorcedor foi apresentado, que tem como principais vantagens seu baixo custo e possibilidade de redução de dimensões físicas.

Uma vez ajustado, o pré-distorcedor possibilita uma melhora tipicamente maior que 15dBc, nos níveis de IM3, em canais de 40MHz, dentro da faixa de operação do amplificador. Dois protótipos iguais foram realizados, obtendo-se os mesmos resultados.

7 AGRADECIMENTOS

Os autores estão em débito com os engenheiros Edson C. Reis, Samuel R. Lauretti e Climério S. Vieira pelas sugestões e ajuda no desenvolvimento deste trabalho, bem como Anésio Palma Filho pela imprescindível participação na confecção dos protótipos do amplificador.

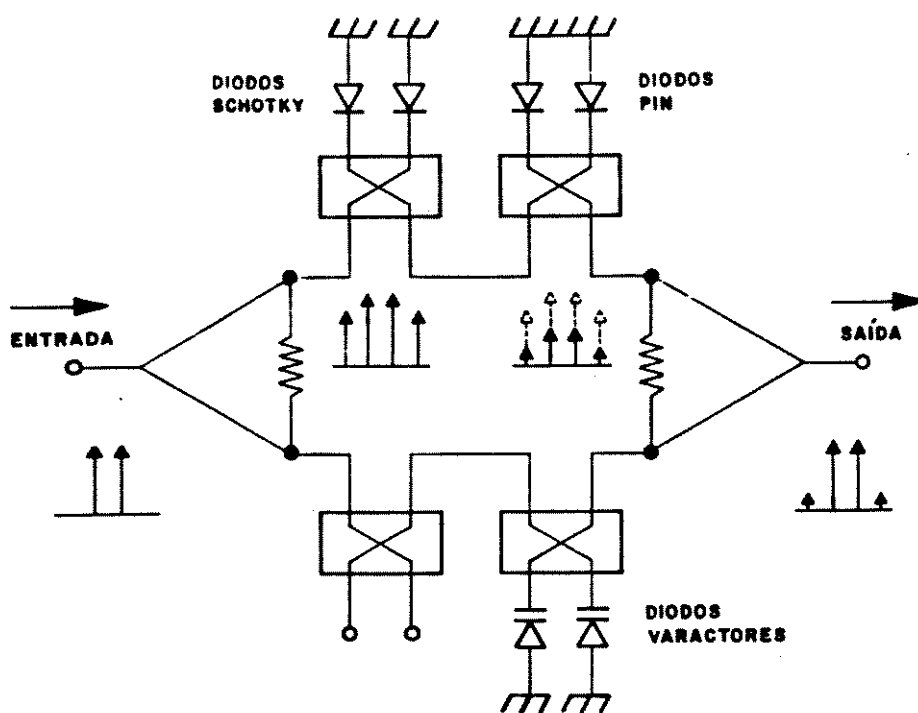
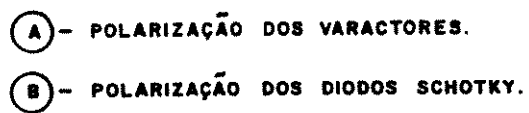


FIGURA - 1



12.3.4

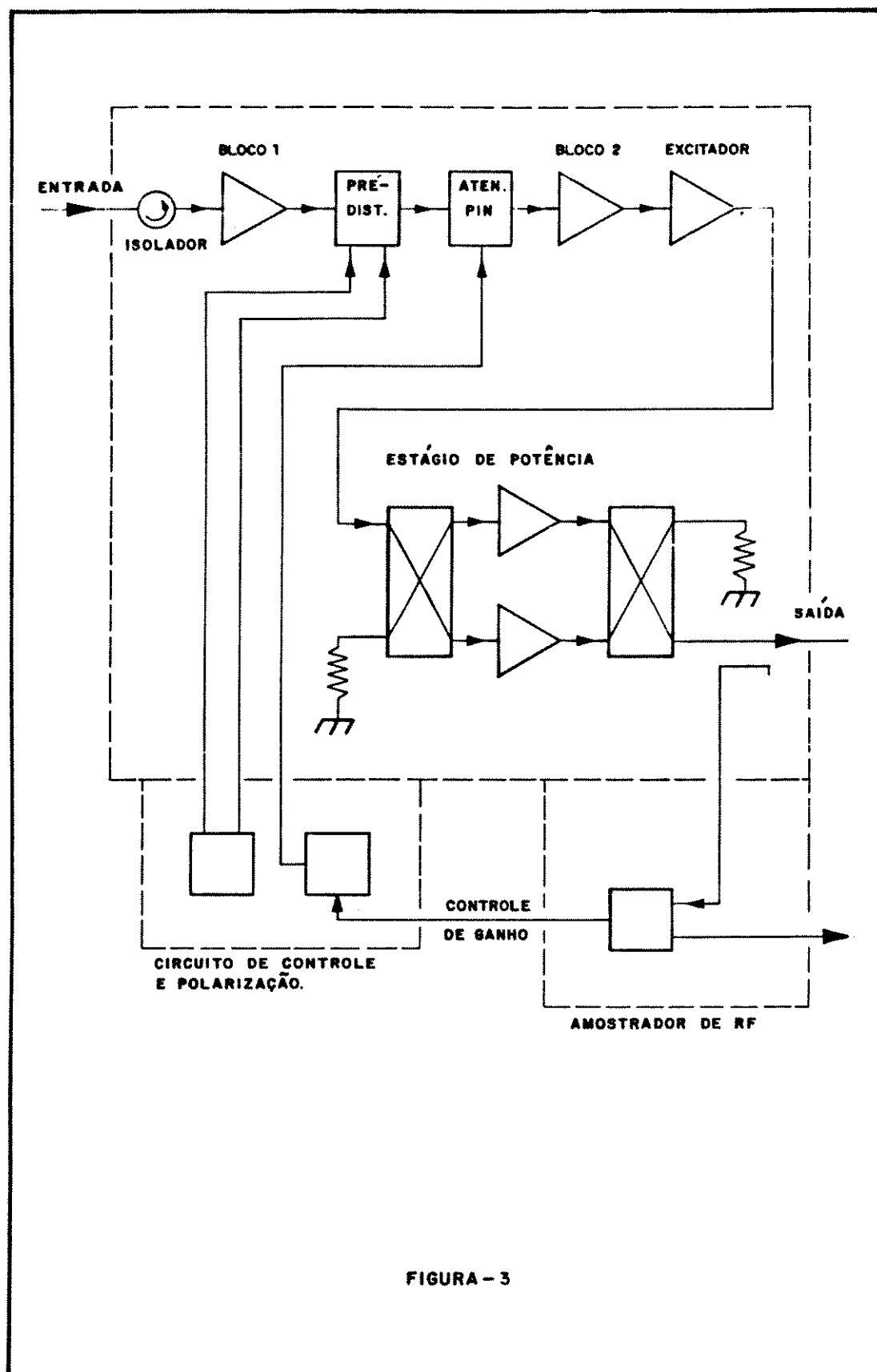


FIGURA - 3

and one $\lambda/2$ coil having the dimensions given above, to control the orientation of any desired output polarisation. Because of the fact that a long single-mode fibre does not change the degree of polarisation, to adjust the output state of polarisation it is sufficient to adjust the state of polarisation at the end of this triple device located any place along the fibre.

Acknowledgment: This work was supported by the Anaconda Copper Co.

H. C. LEFEVRE

20th August 1980

Edward L. Ginzton Laboratory

W. W. Hansen Laboratories of Physics

Stanford University, Stanford, Ca. 94305, USA

References

1. ULRICH, R.: 'Polarization stabilization on single mode fiber', *Appl. Phys. Lett.*, 1979, 35, pp. 840-842
2. ULRICH, R., and SIMON, A.: 'Polarization optics of twisted single mode fibers', *Appl. Opt.*, 1979, 18, pp. 2241-2251
3. RAMASWAMY, V., STOLEN, R. H., DIVINO, M. D., and PLEIBEL, W.: 'Birefringence in elliptically clad borosilicate single mode fibers', *Appl. Opt.*, 1979, 18, pp. 4080-4094
4. SAPIRIEL, J.: 'Acousto-optics' (John Wiley and Sons, New York, 1979)
5. ULRICH, R., RASLEIGH, S. C., and EICKHOFF, W.: 'Bending induced birefringence in single mode fibers', *Opt. Lett.*, 1980, 5, pp. 273-275

0013-5194/80/200778-03 \$1.50/0

SLOTLINE-MICROSTRIP TRANSITION ON ISO/ANISOTROPIC SUBSTRATE: A MORE ACCURATE DESIGN

Indexing terms: Slotline microstrip transition, Digital simulation

A method for slotline-microstrip transition using the known pair of stubs is presented. The end reactances are evaluated and cancelled separately under maximum power transfer condition. Computer-aided simulation was implemented for wideband analysis of structures. Compensation of anisotropic effect is carried out.

Introduction: Some works on slotline-microstrip transition have been presented previously, using: two quarter-wave stubs,¹ open and short-circuit² and other structures.^{3,4} A more accurate designing method, however, would have been helpful.

Method: In this letter the two-stub transition is discussed (see Fig. 1). The model is the one proposed by Chambers, Cohn, Cristal and Young.⁵

There is magnetic coupling between the slotline and the microstrip. The length of each stub is computed keeping in mind maximum power transfer: a short-circuit should be reflected on the transition reference plane from the microstrip stub and an open circuit from the slotline one. If the microstrip is assumed given, one should evaluate first C_{oc} , n , Z_{os} and L_{sc} to obtain the stub lengths. The authors used known models for C_{oc} ,^{6,7} n and Z_{os} .⁸ Mode conversion will render maximum power transfer if $Z_{os} = Z_{om}/n^2$. Unfortunately, n is a function of Z_{os} , so an iterative process is advisable. The short-circuit inductance L_{sc} was determined by curve-fitting the results reported elsewhere.⁹

After those evaluations, the stub lengths can be obtained at central frequency f_0 by:

$$l_s = \frac{\lambda_s}{2\pi} \tan^{-1} \left(\frac{Z_{os}}{2\pi f_0 L_{sc}} \right)$$

$$l_m = \frac{\lambda_m}{2\pi} \tan^{-1} \left(\frac{1}{2\pi f_0 Z_{om} C_{oc}} \right)$$

Some common-substrates transition computations give the values of Table 1 for 50 Ω microstrip. The anisotropic case is discussed further.

Anisotropic media: Some of the dielectric substrates used for MIC circuits present anisotropy in permittivity (for example, sapphire, 'Epsilon 10'). For the latter the dielectric constant in the sheet plane, evaluated elsewhere,¹⁰ is $\epsilon_{r,xy} = 13$, and the normal one is $\epsilon_{r,z} = 10.2$. As the electric field configuration of the slotline can be assumed to be confined within the substrate plane, as a first approximation, the slot width is computed using $\epsilon_{r,xy}$. Inversely, $\epsilon_{r,z}$ for the transform ratio n should be used.

Microstrip circuitry can be designed from Szentkuti.¹¹

Simulation: For broad transition analysis a computer-aided simulation was implemented.

The method leads to unity v.s.w.r. at central frequency. Outside this frequency a reactive component arises, but when double-transition is used this component is transferred to the second transition through the slotline. Owing to the nonlinear nature of the process, the performance will depend on the slotline length L_s .

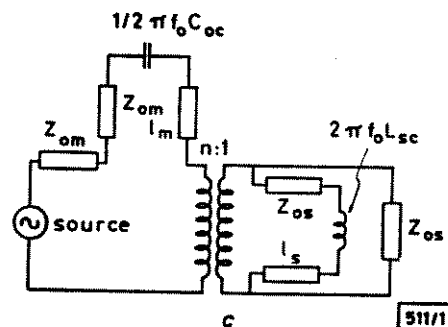
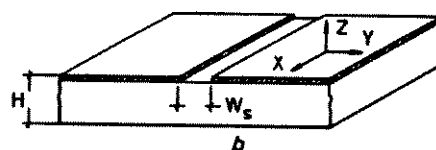
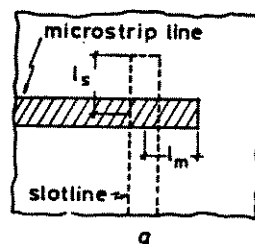


Fig. 1 Slotline-microstrip transition

- Two-stub transition
- Parameters of slotline
- Equivalent circuit

Table 1 SOME COMMON-SUBSTRATES TRANSITION COMPUTATIONS FOR 50 Ω MICROSTRIP

Substrate	$H_1 - K 707 - 20$ $\epsilon_r = 20$; $H = 3.175$ mm	AlSiMag 838 $\epsilon_r = 10.2$; $H = 0.635$ mm	Epsilon-10 $\epsilon_{r, xy} = 13$; $\epsilon_{r, z} = 10.2$; $W = 0.635$ mm
f_0 , GHz	3.0	4.8	4.8
Z_{os}	81.87	60.28	61.34
W_s , mm	1.942	0.087	0.165
l_s , mm	6.925	7.590	7.125
l_s/λ_s	0.202	0.244	0.243
l_m , mm	6.125	5.796	5.500
l_m/λ_m	0.223	0.242	0.241

Results: The anisotropic substrate 'Epsilam-10' was used to produce a double-transition, with $L_s = 8$ mm. The final-art dimensions obtained after photo-etching were: $W_s = 0.165$ mm, $W_m = 0.560$ mm, $l_s = 7.125$ mm and $l_m = 5.500$ mm. The error of the Carl Zeiss tracking microscope used is ± 0.002 mm. These dimensions were used for simulation. No tuning was done on the final art.

Results are shown in Fig. 2: (a) is the simulation prediction and (b) is the measured performance. A good agreement can be observed with theoretical results. It must be noted that with v.s.w.r. < 1.5 a band from 2.6 to 7.1 GHz (93% relative bandwidth) was obtained—somewhat broader than the theoretical one.

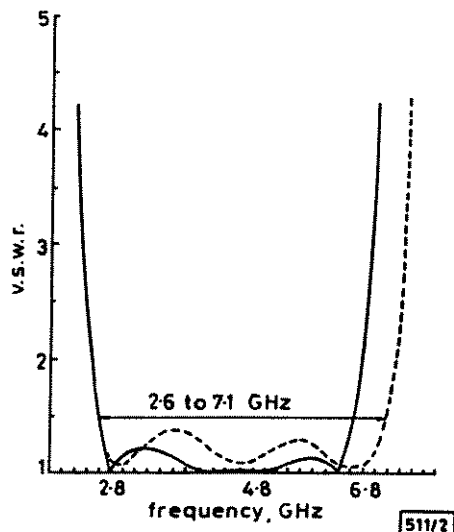


Fig. 2 Theoretical (solid line) and experimental (dashed line) v.s.w.r. for slotline-microstrip double transition

Anisotropic substrate
 $\epsilon_{r,xy} = 13$; $\epsilon_{r,z} = 10.2$; $H = 0.635$ mm

Conclusion: This method leads to a better understanding of the mechanism of the two-stub microstrip-slotline transition.

A first-order approximation model is offered for anisotropic media. Not only can better results be obtained but also a more accurate prediction can be made.

This method aims at a perfect-match condition at central frequency, but the authors feel that if this condition is slightly disregarded a powerful broadband design can be achieved. Research is being done on this.

Acknowledgments: This work was supported by Telecomunicações Brasileiras S.A., under contract 017/79-PUC/TELEBRAS.

A. PODCAMENI
M. L. COIMBRA

14th August 1980

CETUC, Universidade Católica
Rua Marquês de São Vicente, 209, Gávea-22453, Rio de Janeiro, Brasil

References

- KNORR, J. B.: 'Slot-line transitions', *IEEE Trans.*, 1974, **MTT-22**, pp. 548-554
- DE RONDE, F. C.: 'A new class of microstrip directional coupler'. Digest of technical papers, G-MTT symposium, 1970, pp. 184-189
- SCHIEK, B., and KOHLER, J.: 'An improved microstrip-to-microslot transition', *IEEE Trans.*, 1976, **MTT-24**, pp. 231-233
- GUPTA, K. C., GARG, R., and BAHL, I. J.: 'Microstrip lines and slotlines' (Artech House, Inc., 1979), pp. 235-244
- CHAMBERS, D., COHN, S. B., CRISTAL, E. G., and YOUNG, F.: 'Microwave active network synthesis'. Stanford Research Institute, Menlo Park, California, Semiannual report, June 1970
- SILVESTER, P., and BENEDEK, P.: 'Equivalent capacitance of microstrip open circuits', *IEEE Trans.*, 1972, **MTT-20**, pp. 511-516
- HAMMERSTAD, E. O.: 'Equations for microstrip circuit design'. Proceedings of the Eu. Mi. Co., Hamburg, 1975, pp. 268-272
- GARG, R., and GUPTA, K. C.: 'Expressions for wavelength and impedance of a slotline', *IEEE Trans.*, 1976, **MTT-24**
- KNORR, J. B., and SAENZ, J.: 'End effects in a shorted slot', *ibid.*, 1973, **MTT-19**

10 OLYPHANT, M., JUN., DEMENY, D. D., and NOWICKI, T. E.: 'Epsilam 10: A new high dielectric constant conformable copper clad laminate'. Edited paper presented at the IEEE/NEMA 1975 electrical/electronics insulator conference

11 SZENTKUTI, B. T.: 'Simple analysis of anisotropic microstrip lines by a transform method', *Electron. Lett.*, 1976, **12**, (25), pp. 672-673

0013-5194/80/200780-02 \$1.50/0

BRUNE-SECTION SIMULATION CIRCUITS USING TWO OPERATIONAL AMPLIFIERS

Indexing term: Simulation circuits

New Brune-section simulation circuits using two operational amplifiers are proposed. A first-order allpass filter is constructed as an application using one of these simulation circuits. The measured response coincided closely with the calculated one in the frequency range less than about 10 kHz.

Introduction: It is well known that a Brune section can be realised using a floating ideal transformer, a floating inductor and a grounded capacitor or, alternatively, using two floating gyrators, a floating capacitor and a grounded capacitor.¹ But it has been considered impractical to apply these methods to the active RC simulation of Brune sections since each of a floating inductor, an ideal transformer and a gyrator usually requires at least two operational amplifiers (o.a.s).^{2,3} In this letter new

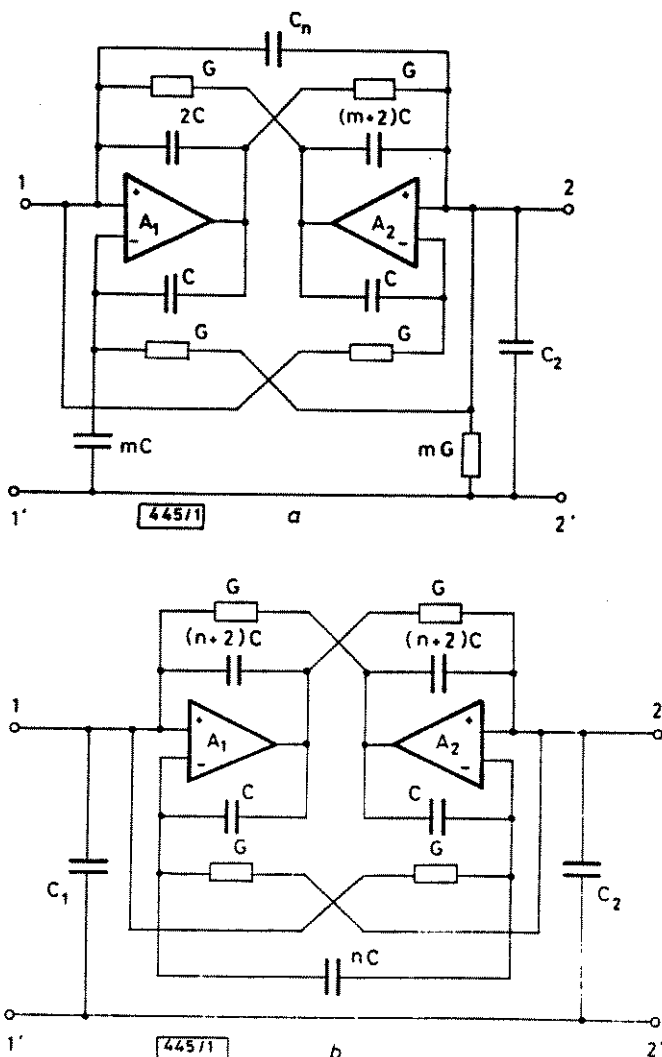


Fig. 1

a Brune-section simulation circuit for a positive coupling
b Brune-section simulation circuit for a negative coupling

A BALUN for DOUBLE BALANCED MIXERS

Mauro L. Coimbra

CPqD-TELEBRAS, Rod. Campinas-Mogi Mirim Km 118.5
Campinas, S.P - Brasil

ABSTRACT: In this paper a novel type of balun will be presented. The main advantage of the structure proposed here is to have an accessible "center-tap" which is specially convenient to be used as the output port for the intermediate frequency. As an example, a Double balanced mixer has been designed, its performance being also presented.

I. INTRODUCTION

Everybody who has ever worked with Double Balanced Mixers, D.B.M, on frequencies above 2 GHz probably has experienced a frustration on how to pick up the intermediate frequency, I.F.: This is even worse when the mixer is supposed to work over a large bandwidth, as large as an octave or more, since most alternatives include a quarter wavelength transmission line. This work has tried to overcome this barrier. The balun to be suggested here has an inherent isolation between the "center-tap", i.e, the I.F port, and the balanced ends, i.e, the signal. That isolation relies on the symmetry of the circuit as what happens in a "twisted-wire" balun. In both cases the isolation is independent of frequency, at least in a first order approximation. Another good feature of this balun is to be planar, although etched on both faces of the dielectric substrate.

II. UNDERSTANDING THE BALUN

The proposed structure is presented in figure-1. It consists in a double microstrip-slotline transition. The first one, is the common transition, as presented in (1) and (2). The second one is a little bit different, since it doesn't have the quarter wavelength microstrip stub, but rather, a piece of transmission line terminated at both ends by the diode "quad" (or any other load, depending on the application).

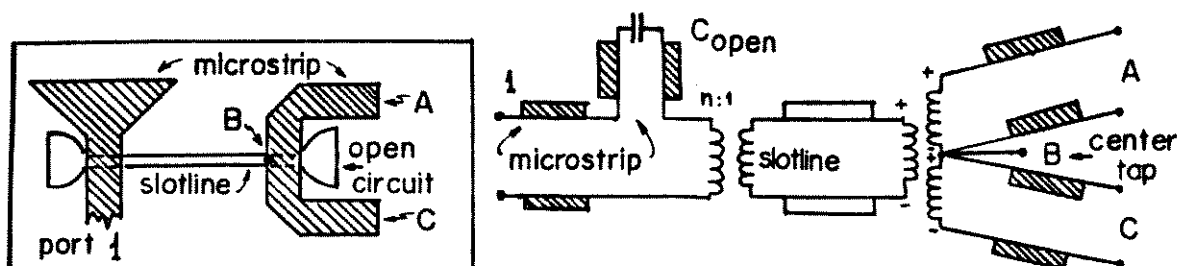


Fig.1: the balun and its equivalent circuit

The coming signal from the R.F port flows through the microstrip line and couples to the slotline at the first transition. Then, it is equally divided at the "slotline to microstrip" transition. As presented in figure-2, due to the electromagnetic field distribution, ports A and C will always present a 180 degree phase shift, independent of frequency. It must be noted that the point B is a virtual ground for the balanced signal. This fact assures the isolation of the center-tap (R.F to I.F for D.B.M applications). Finally, it is important to point out the high rejection to common mode excitation from sources connected to ports A and C, fig.1 & fig.2. They will cause a symmetrical excitation on the slotline, which cannot support an even mode of propagation since it is a balanced transmission line.

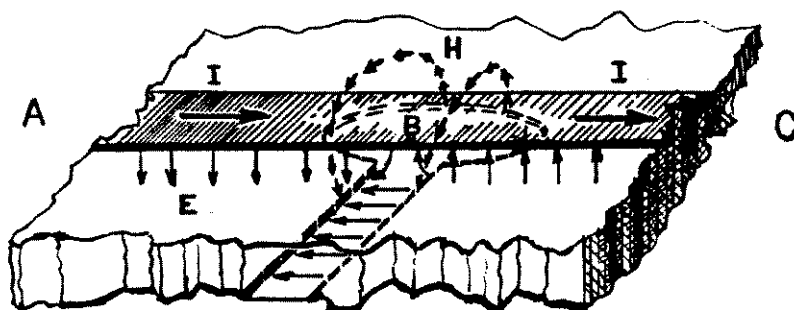


fig.2: the electromagnetic field distribution at a "slotline-microstrip" transition.

III. HOW TO DESIGN

The design of this sort of balun starts by choosing the impedance levels at port-1 and ports "A" and "C". The first transition, i.e, from microstrip to slotline, may be easily evaluated by the methods presented in (1), (2). The synthesis equations for slotlines have been given in a previous paper, (3). The second transition may be designed in the same way, but it is important to keep in mind that the loads (typically diodes) connected at ports "A" and "C" will be in series. So, depending on the desired impedance levels, a "tapering" or a step transformer may be necessary to increase the impedance seen into the balun outputs. Generally this does not pose any problem since the slot becomes wider as the line impedance increases. Probably, the limiting factor will be the highest feasible impedance with microstrip lines. However, there are cases where the situation is the opposite and it is necessary to decrease the impedance level of the balanced outputs. This condition happens very often, since many Schottky diode quads present impedance levels below 50 Ohms. Due to the difficulty in decreasing the slotline impedance below approximately 60 Ohms for most the substrates of current use, it will be easier to continue the "tapering" on the microstrip of the second transition. Fortunately, the impedance levels are such that

neither the microstrip line nor the slotline becomes very difficult to be made, for most practical circuits.

IV. THE D. B. MIXER

As an example, a D.B.M will be presented. The proposed balun is used to drive the diode quad with the signal (R.F) power and to provide the intermediate frequency (I.F) output. A microstrip to balanced line tapering is used as the local oscillator (L.O) balun: - see figure-3.

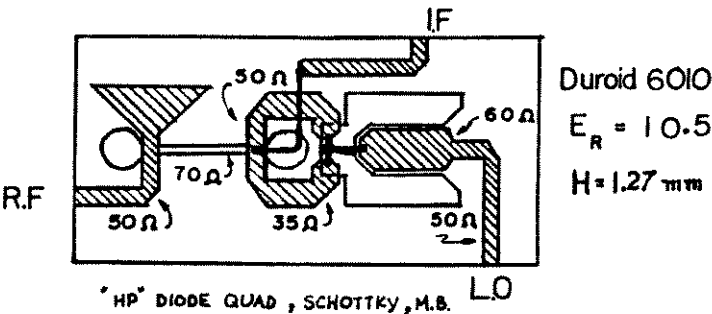


fig.3: the double balanced mixer

The first transition was made using a delta stub (4) aiming at the simplification of the fabrication process, but could also be made with a "via hole" to ground. It must be pointed out that the second transition presents a closed loop for D.C currents being D.C uncoupled to ground, at the same time. So, this type of mixer could be used as a "phase detector".

The first prototype of this mixer was made using a "hand-made" technique, without using photoreduction. So, there is a slight uncertainty in the dimensions presented in figure-3.

The characteristics obtained form that prototype are given in table-1.

table-1										
frequency	2.0	2.5	3.0	4.0	5.0	6.0	7.0	7.5	8.0	9.0
==> GHz										
conversion										
loss	12.	7.5	7.5	8.0	8.0	9.0	7.5	8.0	10.	20.
==> dB										
return loss: R.F & L.O ports > 6dB, from 2.5 to 7.0 GHZ										
isolation: R.F to L.O > 30dB ; R.F to I.F > 12dB										

It must be said that no attempt has been done to improve either the V.S.W.R of any port of the mixer or to improve the R.F to F.I isolation => a low-pass filter was not used, for example. Nevertheless, this mixer has proved to work well from 2.5 GHz up to 7.5 GHz.

The author believes that significant improvements could be easily achieved paying attention on points as such as:

- a) -The introduction of a low-pass filter at the I.F port;
- b) -By improving the matching network between the first transition and the R.F port;
- c) -By modelling the diode quad impedance aiming at "wider" matching network;
- d) -The improvement of the used fabrication process, (obs.: our plant has the necessary facilities but they were not used for that circuit for "timing" reasons);
- e) -By the use of optimization routines, since there are several degrees of freedom when one is working with double microstrip-slotline transitions, (4).

V. CONCLUSION

A new type of balun has been presented. It has as a special feature the availability of a "center-tap", that makes it very convenient for Double Balanced Mixers, D.B.M. For that reason a D.B.M using it has been given as an example. Its performance could be considered good over more than one octave bandwidth. Finally, some suggestions were given to improve the presented mixer.

VI. ACKNOWLEDGEMENTS

The author are in debt with the colleagues of the Microwave Groupe of CPqD, specially with eng. Edson Cesar dos Reis, for valuable discussions and encouragement all over this work.

VI. REFERENCES

- 1) Knorr, J. B.: "Slotline Transitions", IEEE Transactions, Vol, MTT-22, May, 1974, pp. 548=>554.
- 2) Podcameni, A. and Coimbra, M. L.: "Slotline - Microstrip Transition on iso / Anisotropic Substrate - A More Accurate Design", Electronics Letters, 25th September 1980, Vol.16 No.20, pp. 229=>230.
- 3) Coimbra, M. L.: "Equações de Síntese para 'Slotline' ", 2# Simposio Brasileiro de Telecomunicações - 1984, anais, pp. 50=>55.
- 4) Podcameni, A. and Coimbra, M. L.: "Slotline - Microstrip Trans. on Iso/Anisot. Substrate . Broadband Design". 1981 IEEE MTT-S International Symposium digest, pp. 80=>82.

EQUAÇÕES DE SÍNTESE PARA "SLOTLINE"

Mauro de Lima Coimbra

Centro de Pesquisa e Desenvolvimento - TELEBRÁS

RESUMO:

Neste trabalho serão dadas expressões diretas para o dimensionamento de slotlines, simples o suficiente para serem colocadas em uma calculadora programável de bolso. O programa aqui apresentado, escrito para a Ti-59, também determina a impedância ótima da slotline em uma transição dela para a microstrip, calculando a relação de transformação de impedâncias [1, 2].

1. DIMENSIONAMENTO DA FENDA

As equações foram obtidas a partir das expressões empíricas de análise [3] propostas por R. Garg e K. C. Gupta. Aquelas expressões podem ser facilmente revertidas se $0.2 \leq W/H \leq 1$ (onde W e H são a largura da fenda e a espessura do dielétrico, respectivamente), resolvendo-se uma equação cúbica.

Porém, o mesmo não ocorre para o intervalo $0.02 \leq W/H < 2$, importante, por corresponder às impedâncias próximas a 50Ω nos substratos usuais. Neste caso, fez-se um ajustamento de curvas nos termos que tornavam transcendental a equação revertida.

As equações resultantes são dadas a seguir para o seguinte conjunto de parâmetros:

$$9.7 \leq \epsilon_R \leq 20$$

$$0.01 \leq \frac{H}{\lambda_0} \leq \frac{.25}{\sqrt{\epsilon_R - 1}}$$

Onde ϵ_R é a permissividade de do substrato e Z_{os} a impedância da slotline.

i) Para $0.04 \leq \frac{H}{H} \leq 0.2$ Com H definido como antes.

Se

$$A = 443.2481 \text{ Log} \epsilon_R - 738.1861 \quad (1)$$

$$B = -(1.07 \text{ Log} \epsilon_R + 1.44) \left[11.4 - 6.07 \text{ Log} \epsilon_R - \frac{HF}{3} \right]^2 - 191.91631 \text{ Log} \epsilon_R + 407.9533 \quad (2)$$

$$C = 83.1665 - 40.011 \text{ Log} \epsilon_R - \left[0.32 \text{ Log} \epsilon_R - 0.11 \right] \left[11.4 - 6.07 \text{ Log} \epsilon_R - \frac{HF}{3} \right]^2 - Z_{os} \quad (3)$$

então

$$\frac{W}{H} = \frac{-B + \sqrt{B^2 - 4AC}}{2A} \quad (4)$$

ii) Para $.2 < \frac{W}{H} < 1$

$$\text{se } C_5 = 21.525 - 14.555 \text{ Log} \epsilon_R + (7.1 \text{ Log} \epsilon_R - 10.5) - \text{Log} \epsilon_R - (2.1 - 1.42 \text{ Log} \epsilon_R) \frac{HF}{3} \quad (5)$$

$$C_4 = 105.0625 + 25 (\text{Log} \epsilon_R)^2 + \left(\frac{HF}{3} \right)^2 - 102.5 \text{ Log} \epsilon_R + \frac{HF}{3} \times (10 \text{ Log} \epsilon_R - 20.5) \quad (6)$$

$$C_3 = (2.1 - 1.42 \text{ Log} \epsilon_R)^2 (-0.79 + 2.07 \text{ Log} \epsilon_R) \quad (7)$$

$$C_2 = -20 - 2(-0.79 + 2.07 \text{ Log} \epsilon_R) C_5 - (2.1 - 1.42 \text{ Log} \epsilon_R)^2 \times (0.15 + 0.23 \text{ Log} \epsilon_R) \quad (8)$$

$$C_1 = 167.2375 - 64.85 \text{ Log} \epsilon_R - 2(0.15 + .23 \text{ Log} \epsilon_R) \times C_5 - (2.07 \text{ Log} \epsilon_R - 0.79) C_4 \quad (9)$$

$$C_0 = 109.19 - 53.55 \text{ Log} \epsilon_R - (0.15 + .23 \text{ Log} \epsilon_R) C_4 - Z_{os} \quad (10)$$

$$Q = \frac{C_1}{3C_3} - \left(\frac{C_2}{3C_3} \right)^2 \quad (11)$$

$$R = \frac{1}{6} \left(\frac{C_1 C_2}{C_3^2} - \frac{3C_0}{C_3} \right) - \left(\frac{C_2}{3C_3} \right)^3 \quad (12)$$

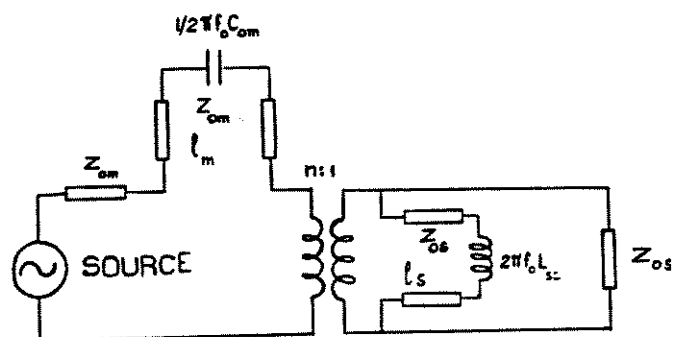
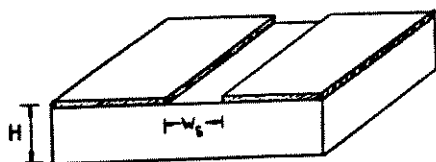
$$S = 2\sqrt{-Q} \cos \left[\frac{1}{3} \cos^{-1} (R/\sqrt{-Q^3}) \right] - \frac{C_2}{3C_3} \quad (13)$$

$$B = S + C_2/C_3 \quad (14)$$

$$C = S (S + C_2/C_3) + C_1/C_3 \quad (15)$$

$$\frac{W}{H} = \frac{-B - \sqrt{B^2 - 4C}}{2} \quad (16)$$

Uma vez $\frac{W}{H}$ determinado, o comprimento de onda na slotline, λ_s , pode ser obtido via equações dadas na ref. [3].



2. A TRANSIÇÃO MICROSTRIP-SLOTLINE

Conforme discutido na ref. [4], a impedância ótima da slotline para uma transição é dada por:

$$Z_{os} = \frac{Z_{om}}{n^2} \quad (17)$$

onde Z_{os} ; Z_{om} são a impedância da microstrip e slotline, respectivamente, e n a relação de transformação [1,2]

$$n = \cos \left[\frac{2\pi U}{\lambda_o} H \right] - \cotg q_o \sin \left(\frac{2\pi U}{\lambda_o} H \right) \quad (18)$$

$$\text{com } q_o = \frac{2\pi U}{\lambda_o} H + \tan^{-1} (U/V) \quad (19)$$

$$U = \left\{ \epsilon_R - \left(\frac{\lambda_o}{\lambda_s} \right)^2 \right\}^{1/2} \quad (20)$$

$$V = \sqrt{\left(\frac{\lambda_o}{\lambda_s} \right)^2 - 1} \quad (21)$$

λ_o comprimento de onda no espaço livre

A determinação de Z_{os} implica em um processo iterativo, uma vez que n é uma função de λ_s , e portanto, uma função de Z_{os} . A convergência do processo numérico é bastante rápida, sendo que o programa para calcular pode ser feito bem compacto usando-se as equações de síntese anteriormente dadas neste trabalho.

3. USANDO O PROGRAMA

O programa foi escrito em modo conversacional, usando para isto, a impressora para a Ti-59, PC-100, para a entrada e saída de dados. Caso não se disponha de impressora, tudo que deve ser feito é se entrar com os dados a cada interrupção do programa e substituir os comandos de impressão (por ex: "Op 05", "Op 06") pelo comando "pause".

Após carregar o programa, aperte a tecla "A" para o dimensionamento da linha ou a tecla "B" para a determinação da transição. As entradas necessárias e saídas correspondentes são apresentadas na fig. 2

Determinação da fenda		Determinação da transição	
		Entradas:	
Constante dielétrica relativa	ϵ 10.5	Constante dielétrica relativa	ϵ 10.5
Espessura do dielétrico	H 0.635	Espessura do dielétrico	H 0.635
Frequência (GHz) F	5.	Frequência (GHz) F	5.
Impedância da slotline	Z 60.47033955	Impedância da microstrip	Z 50.
.1225923768	W { largura da fenda	Saídas:	
30.09499018	L { comprimento de onda na slotline	Impedância ótima da slotline	60.47033955

4. CONCLUSÃO

Por questão de clareza a tabela I apresenta uma comparação entre os resultados fornecidos pelas equações de análise e os obtidos pelas equações de síntese, propostas, para tres substratos de permissividades diferentes ($\epsilon_r=10$, $\epsilon_r=15$, $\epsilon_r=20$), mantendo-se constantes a espessura dos mesmos e a frequência de operação. A concordância entre os valores pode ser considerada boa, sendo bastante satisfatória em termos de impedância (melhor que 2%).

As discrepâncias que ocorrem às vizinhanças de $W/H=.2$, que correspondem ao "pior caso", são devidas ao "chaveamento" de expressões, também estando presentes nas equações de análise, o que não compromete a validade do procedimento sugerido.

PROGRAMA PARA TI-59 - EQUACOES DE SÍNTESE PARA O SLOTLINE

000	76	LBL	067	75	-	134	54	)	201	85	+
001	54	)	068	02	2	135	42	STD	202	43	RCL
002	69	DP	069	65	x	136	02	02	203	04	04
003	00	00	070	53	(	137	75	-	204	65	x
004	69	DP	071	02	2	138	53	(	205	53	(
005	02	02	072	93	.	139	02	2	206	01	1
006	69	DP	073	00	0	140	93	.	207	00	0
007	05	05	074	07	7	141	01	1	208	65	x
008	91	R/S	075	65	x	142	75	-	209	43	RCL
009	72	ST*	076	43	RCL	143	01	1	210	00	00
010	04	04	077	00	00	144	93	.	211	75	-
011	99	PRT	078	75	-	145	04	4	212	02	2
012	69	DP	079	93	.	146	02	2	213	00	0
013	24	24	080	07	7	147	65	x	214	93	.
014	92	RTN	081	09	9	148	43	RCL	215	05	5
015	87	IFF	082	54	)	149	00	00	216	54	)
016	00	00	083	65	x	150	54	)	217	54	)
017	00	00	084	53	(	151	33	X²	218	42	STD
018	30	30	085	02	2	152	65	x	219	05	05
019	53	(	086	01	1	153	53	(	220	65	x
020	43	RCL	087	93	.	154	93	.	221	53	(
021	01	01	088	05	5	155	01	1	222	02	2
022	65	x	089	02	2	156	05	5	223	93	.
023	43	RCL	090	05	5	157	85	+	224	00	0
024	02	02	091	75	-	158	93	.	225	07	7
025	55	+	092	01	1	159	02	2	226	65	x
026	03	3	093	04	4	160	03	3	227	43	RCL
027	54	)	094	93	.	161	65	x	228	00	00
028	42	STD	095	05	5	162	43	RCL	229	75	-
029	04	04	096	06	6	163	00	00	230	93	.
030	53	(	097	65	x	164	54	)	231	07	7
031	02	2	098	43	RCL	165	95	=	232	09	9
032	93	.	099	00	00	166	55	+	233	54	)
033	01	1	100	85	+	167	43	RCL	234	94	+/-
034	75	-	101	43	RCL	168	06	06	235	75	-
035	01	1	102	00	00	169	95	=	236	02	2
036	93	.	103	65	x	170	42	STD	237	65	x
037	04	4	104	53	(	171	07	07	238	53	(
038	02	2	105	07	7	172	53	(	239	93	.
039	65	x	106	93	.	173	01	1	240	01	1
040	43	RCL	107	01	1	174	00	0	241	05	5
041	00	00	108	65	x	175	05	5	242	85	+
042	28	LDG	109	43	RCL	176	93	.	243	93	.
043	42	STD	110	00	00	177	00	0	244	02	2
044	00	00	111	75	-	178	06	6	245	03	3
045	54	)	112	01	1	179	02	2	246	65	x
046	33	X²	113	00	0	180	05	5	247	43	RCL
047	65	x	114	93	.	181	85	+	248	00	00
048	53	(	115	05	5	182	02	2	249	54	)
049	02	2	116	54	)	183	05	5	250	65	x
050	93	.	117	75	-	184	65	x	251	43	RCL
051	00	0	118	53	(	185	43	RCL	252	02	02
052	07	7	119	02	2	186	00	00	253	75	-
053	65	x	120	93	.	187	33	X²	254	06	6
054	43	RCL	121	01	1	188	85	+	255	04	4
055	00	00	122	75	-	189	43	RCL	256	93	.
056	75	-	123	01	1	190	04	04	257	08	8
057	93	.	124	93	.	191	33	X²	258	05	5
058	07	7	125	04	4	192	75	-	259	65	x
059	09	9	126	02	2	193	01	1	260	43	RCL
060	54	)	127	65	x	194	00	0	261	00	00
061	95	=	128	43	RCL	195	02	2	262	85	+
062	42	STD	129	00	00	196	93	.	263	01	1
063	06	06	130	54	)	197	05	5	264	06	6
064	02	2	131	65	x	198	65	x	265	07	7
065	00	0	132	43	RCL	199	43	RCL	266	93	.
066	94	+/-	133	04	04	200	00	00	267	02	2

268	03	3	338	07	07	408	85	+	478	06	6
269	07	7	339	75	-	409	43	RCL	479	65	x
270	05	5	340	03	3	410	08	08	480	43	RCL
271	95	=	341	65	x	411	95	=	481	00	00
272	55	+	342	43	RCL	412	42	STD	482	75	-
273	43	RCL	343	09	09	413	02	02	483	53	(
274	06	06	344	54	)	414	43	RCL	484	01	1
275	95	=	345	55	+	415	05	05	485	93	.
276	42	STD	346	06	6	416	94	+/-	486	00	0
277	08	08	347	75	-	417	75	-	487	07	7
278	43	RCL	348	43	RCL	418	53	(	488	65	x
279	05	05	349	07	07	419	24	CE	489	43	RCL
280	65	x	350	69	DP	420	33	X ²	490	00	00
281	53	(	351	10	10	421	75	-	491	85	+
282	93	.	352	65	x	422	04	4	492	01	1
283	01	1	353	43	RCL	423	65	x	493	93	.
284	05	5	354	07	07	424	43	RCL	494	04	4
285	85	+	355	50	1x1	425	02	02	495	04	4
286	93	.	356	45	Yx	426	54	)	496	54	)
287	02	2	357	03	3	427	34	FX	497	65	x
288	03	3	358	55	+	428	95	=	498	53	(
289	65	x	359	02	2	429	55	+	499	01	1
290	43	RCL	360	07	7	430	02	2	500	01	1
291	00	00	361	95	=	431	95	=	501	93	.
292	54	)	362	42	STD	432	42	STD	502	04	4
293	94	+/-	363	02	02	433	02	02	503	75	-
294	75	-	364	02	2	434	93	.	504	06	6
295	05	5	365	65	x	435	01	1	505	93	.
296	03	3	366	43	RCL	436	09	9	506	00	0
297	93	.	367	05	05	437	32	X1T	507	07	7
298	05	5	368	50	1x1	438	43	RCL	508	65	x
299	05	5	369	34	FX	439	02	02	509	43	RCL
300	65	x	370	65	x	440	77	GE	510	00	00
301	43	RCL	371	53	(	441	06	06	511	75	-
302	00	00	372	53	(	442	23	23	512	43	RCL
303	85	+	373	43	RCL	443	04	4	513	04	04
304	01	1	374	02	02	444	04	4	514	54	)
305	00	0	375	55	+	445	03	3	515	33	X ²
306	09	9	376	53	(	446	93	.	516	42	STD
307	93	.	377	43	RCL	447	02	2	517	05	05
308	01	1	378	05	05	448	04	4	518	95	=
309	09	9	379	50	1x1	449	08	8	519	42	STD
310	75	-	380	45	Yx	450	65	x	520	07	07
311	43	RCL	381	03	3	451	43	RCL	521	08	8
312	03	03	382	54	)	452	00	00	522	03	3
313	95	=	383	34	FX	453	75	-	523	93	.
314	55	+	384	54	)	454	07	7	524	01	1
315	43	RCL	385	22	INV	455	03	3	525	06	6
316	06	06	386	39	CDS	456	08	8	526	03	3
317	95	=	387	55	+	457	93	.	527	75	-
318	42	STD	388	03	3	458	01	1	528	04	4
319	09	09	389	54	)	459	08	8	529	00	0
320	43	RCL	390	39	CDS	460	06	6	530	93	.
321	08	08	391	75	-	461	95	=	531	00	0
322	55	+	392	43	RCL	462	42	STD	532	01	1
323	03	3	393	07	07	463	06	06	533	01	1
324	75	-	394	55	+	464	04	4	534	65	x
325	43	RCL	395	03	3	465	00	0	535	43	RCL
326	07	07	396	95	=	466	07	7	536	00	00
327	33	X ²	397	42	STD	467	93	.	537	75	-
328	55	+	398	05	05	468	09	9	538	53	(
329	09	9	399	65	x	469	05	5	539	93	.
330	95	=	400	53	(	470	03	3	540	03	3
331	42	STD	401	24	CE	471	75	-	541	02	2
332	05	05	402	85	+	472	01	1	542	65	x
333	53	(	403	43	RCL	473	09	9	543	43	RCL
334	43	RCL	404	07	07	474	01	1	544	00	00
335	08	08	405	54	)	475	93	.	545	75	-
336	65	x	406	42	STD	476	09	9	546	93	.
337	43	RCL	407	05	05	477	01	1	547	01	1

548	01	1	618	03	3	687	42	STD	756	06	06
549	54	)	619	95	=	688	05	05	757	92	RTN
550	65	x	620	42	STD	689	43	RCL	758	76	LBL
551	43	RCL	621	05	05	690	00	00	759	12	B
552	05	05	622	92	RTN	691	28	LDG	760	70	RAD
553	75	-	623	93	.	692	42	STD	761	36	STF
554	43	RCL	624	09	9	693	00	00	762	01	01
555	03	03	625	08	8	694	92	RTN	763	71	SBR
556	95	=	626	07	7	695	76	LBL	764	06	06
557	65	x	627	75	-	696	11	A	765	95	95
558	04	4	628	93	.	697	22	INV	766	86	STF
559	65	x	629	04	4	698	86	STF	767	00	00
560	43	RCL	630	08	8	699	00	00	768	43	RCL
561	06	06	631	03	3	700	47	CMS	769	03	03
562	94	+/-	632	65	x	701	01	1	770	42	STD
563	85	+	633	43	RCL	702	07	7	771	01	01
564	43	RCL	634	00	00	703	71	SBR	772	53	(
565	07	07	635	85	+	704	54	)	773	43	RCL
566	33	X ²	636	43	RCL	705	02	2	774	00	00
567	95	=	637	02	02	706	03	3	775	22	INV
568	53	(	638	65	x	707	71	SBR	776	28	LDG
569	34	FX	639	53	(	708	54	)	777	42	STD
570	85	+	640	93	.	709	02	2	778	00	00
571	43	RCL	641	01	1	710	01	1	779	75	-
572	07	07	642	01	1	711	71	SBR	780	43	RCL
573	94	+/-	643	01	1	712	54	)	781	05	05
574	54	)	644	75	-	713	04	4	782	35	1/X
575	55	÷	645	93	.	714	06	6	783	33	X ²
576	53	(	646	00	0	715	71	SBR	784	54	)
577	02	2	647	00	0	716	54	)	785	34	FX
578	65	x	648	02	2	717	71	SBR	786	42	STD
579	43	RCL	649	02	2	718	00	00	787	08	08
580	06	06	650	65	x	719	15	15	788	53	(
581	54	)	651	43	RCL	720	87	IFF	789	43	RCL
582	95	=	652	00	00	721	01	01	790	05	05
583	42	STD	653	22	INV	722	07	07	791	35	1/X
584	02	02	654	28	LDG	723	57	57	792	33	X ²
585	65	x	655	42	STD	724	69	DP	793	75	-
586	93	.	656	00	00	725	00	00	794	01	1
587	02	2	657	54	)	726	04	4	795	54	)
588	75	-	658	75	-	727	03	3	796	34	FX
589	53	(	659	53	(	728	69	DP	797	42	STD
590	93	.	660	93	.	729	04	04	798	09	09
591	02	2	661	01	1	730	43	RCL	799	53	(
592	09	9	662	02	2	731	02	02	800	02	2
593	65	x	663	01	1	732	65	x	801	65	x
594	43	RCL	664	85	+	733	43	RCL	802	89	n
595	02	02	665	93	.	734	01	01	803	65	x
596	85	+	666	00	0	735	95	=	804	43	RCL
597	93	.	667	09	9	736	69	DP	805	08	08
598	00	0	668	04	4	737	06	06	806	65	x
599	04	4	669	65	x	738	02	2	807	43	RCL
600	07	7	670	43	RCL	739	07	7	808	04	04
601	54	)	671	02	02	740	69	DP	809	55	+
602	65	x	672	75	-	741	04	04	810	01	1
603	43	RCL	673	93	.	742	43	RCL	811	00	0
604	04	04	674	00	0	743	05	05	812	00	0
605	28	LDG	675	00	0	744	65	x	813	54	)
606	75	-	676	03	3	745	01	1	814	42	STD
607	93	.	677	02	2	746	00	0	815	07	07
608	04	4	678	65	x	747	00	0	816	53	(
609	04	4	679	43	RCL	748	65	x	817	43	RCL
610	08	8	680	00	00	749	43	RCL	818	07	07
611	65	x	681	54	)	750	01	01	819	39	CDS
612	43	RCL	682	65	x	751	55	+	820	75	-
613	00	00	683	43	RCL	752	43	RCL	821	53	(
614	85	+	684	04	04	753	04	04	822	43	RCL
615	93	.	685	28	LDG	754	95	=	823	07	07
616	09	9	686	95	=	755	69	DP	824	85	+
617	02	2									

825 53 (	839 07 07	853 33 X ²	867 74 74
826 43 RCL	840 38 SIN	854 95 =	868 71 SBR
827 08 08	841 54)	855 42 STD	869 00 00
828 55 +	842 42 STD	856 03 03	870 15 15
829 43 RCL	843 08 08	857 75 -	871 61 GTO
830 09 09	844 43 RCL	858 43 RCL	872 07 07
831 54)	845 03 03	859 07 07	873 71 71
832 22 INV	846 42 STD	860 95 =	874 43 RCL
833 30 TAN	847 07 07	861 50 I×I	875 03 03
834 54)	848 43 RCL	862 32 X: T	876 99 PRT
835 30 TAN	849 01 01	863 93 .	877 05 5
836 35 1/X	850 55 +	864 01 1	878 01 1
837 65 ×	851 43 RCL	865 77 GE	879 81 RST
838 43 RCL	852 08 08	866 08 08	

H=.635
F=5GHz

^cR=10

^cR=15

^cR=20

MÁXIMO MÁXIMO
ERRO ERRO
% %

W H	W	Z	W COMPUTADO	Z COMPUTADO	Z	W COMPUTADO	Z COMPUTADO	Z	W COMPUTADO	Z COMPUTADO	W	Z
0.04	0.0254	45.137	0.02316	44.374	38.689	0.02300	37.949	34.152	0.02284	33.431	-10	-1.7
0.05	0.03175	47.073	0.03165	47.044	40.472	0.03133	40.361	35.805	0.03106	35.634	-2.2	-0.5
0.10	0.0635	53.718	0.06536	54.012	46.985	0.06536	47.289	42.120	0.06539	42.429	3.0	0.7
0.15	0.09525	57.944	0.09314	57.705	51.510	0.09406	51.361	46.752	0.09462	46.669	-2.2	-0.4
0.16	0.1016	58.637	0.09855	58.309	52.288	0.09960	52.046	47.568	0.10020	47.391	-3.0	-0.6
0.17	0.10795	59.292	0.1040	58.889	53.034	0.10520	52.714	48.358	0.10590	48.105	-3.6	-0.7
0.18	0.1143	59.915	0.1096	59.457	53.752	0.11089	53.369	49.122	0.12750	49.123	11.5	-0.8
0.19	0.12065	60.508	0.1153	60.010	54.445	0.12170	54.557	49.866	0.13540	49.856	12	-0.8
0.20	0.1270	63.406	0.1269	63.396	54.955	0.12690	54.945	49.076	0.12700	49.076	-0.1	-0.2
0.30	0.1905	69.794	0.19014	69.760	60.885	0.19028	60.866	54.795	0.19037	54.784	-0.2	= 0.
0.40	0.254	75.623	0.2531	75.544	66.315	0.25347	66.272	60.060	0.25370	60.036	-0.4	-0.1
0.50	0.3175	80.887	0.3156	80.738	71.242	0.31640	71.161	64.870	0.31700	64.834	-0.6	-0.2
0.60	0.3810	85.584	0.3773	85.326	75.665	0.37890	75.526	69.224	0.38000	69.159	-1.0	-0.3
0.80	0.5080	93.263	0.4969	92.684	82.990	0.50169	82.674	76.561	0.50520	76.419	-2.2	-0.6
1.00	0.635	98.631	0.60544	97.589	88.276	0.61814	87.692	82.066	0.62776	81.801	-4.7	-1.1

TABELA 1

REFERÊNCIA

1. D. Chambers, S.B. Cohn, E.G. Cristal, and F. Young, Microwave Active Network Synthesis, Stanford Res.Inst., Menlo Park, California, Semiannual Rep., Contract DAAB07-C-0044, SRI Project 8254, June 1979.
2. Jeffrey B. Knorr, Slot-line Transitions, IEEE Transactions on Microwave Theory and Tech., May - 1974 - pp. 548.
3. Ramesh Garg and K.C. Gupta, Expressions for Wave-length and Impedance of a Slotline, IEEE Trans. on Microwave Theory and Tech., August 1976, pp. 532-554.
4. Podcameni, A. And M. L. Coimbra, Slotline-Microstrip Transition on Iso/Anisotropic Substrate: A More Accurate Design, Electron. Lett. Vol. 16, Nº 20, pp. 780-781.

A NEW KIND OF RADIAL STUB AND SOME APPLICATIONS

Mauro de Lima Coimbra*

ABSTRACT:

A slight different kind of radial stub is presented in this work which is, basically, a triangular taper on the planar transmission line being used (e.g. microstrip, stripline, etc.). Its shape is an isosceles triangle (as the Greek letter "delta"). The simplification on its contour was made just to allow the synthesis method to be iterative in nature. The "delta" dimensions are evaluated from the desired reactance, the angle " α ", the frequency and the substrate parameters. (see fig. 1). Some practical results and applications are also presented.

1) INTRODUCTION:

Radial stubs are frequently preferable to the common one as they save substrate area, add more flexibility in the layout, have reference plane and finally, present wider bandwidth. Unfortunately, as far as is of the author's knowledge, an effective synthesis procedure is still lacking.

The method given here permits a quick and efficient way to dimension a similar kind of radial stub (fig. 1). This new sort of stub has shown to be a good alternative to the former one. It seems to be useful in wherever a radial stub would be chosen. Its performance was checked in some different circuits, namely, reference lines with parallel stubs; filters and a "shrunked" 3dB Branch Line Coupler, discussed afterwards, in this paper.

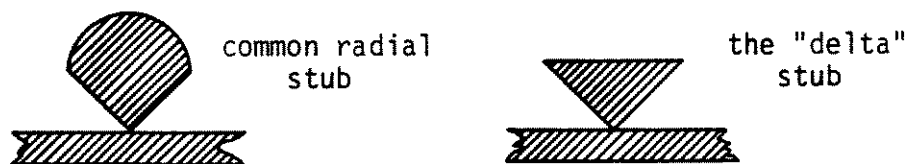


figure 1

*CPqD - TELEBRÁS

Caixa Postal 1579

13100-Campinas, SP, Brasil

14th European Microwave Conference, September

1984, pp. 516 - 521

11) "DELTA STUB" SYNTHESIS:

The method relies on a well known property of transmission lines (T.L.) given bellow.

Suppose that a segment of a transmission line has its port 1 terminated by connecting a load of reactance $Z_a = jA$ that results in an input impedance Z_b , presented at port 2. So, if port 2 is terminated by a load Z_b^* then the input impedance seen at port 1 will be Z_a^* (complex conjugate of Z_a).

Thus, if the stub is expected to present at port 1 a reactance Z_a from an open circuit at port 2, such a piece of line should result in an open circuit in port 2 if a load Z_a^* is connected at port 1. Now, the only problem that still remains is the line is tapered. To overcome this difficulty, the tapered line is seen as a series of T.L. with infinitesimal length (L) with different characteristic impedance. This approximation is frequently used, and holds whenever $\delta \ll \lambda$. It is important to notice that the line width is a well defined function of $n \delta$, "n" integer, for each angle α , since it's given by: (see fig. 2)

$$W = 2n \delta \operatorname{tg} (\alpha/2) \quad (1)$$

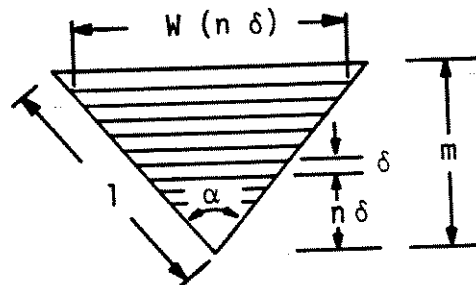


figure 2

So, it's easy to evaluate the characteristic impedance of each segment (increment) of T.L.

To design the "delta" what is made is to evaluate the "transferred" impedance from the complex conjugate of the desired reactance up to an arbitrary high impedance chosen to be the "open circuit" (3000 was found to be a good value of the normalized reactance for the "open"). The computer program will stop at this point. To have the number "n" of increments is to have the "delta" dimensions, as discussed before.

This procedure is simple enough to be used in a programmable pocket calculator (e.g. T.I-59 or HP-41). The version implanted in this Center was written in "basic" - Tektronix 4054. It's a "less than 50 lines" program, as presented in Appendix I.

III) SOME NUMERICAL AND PRACTICAL RESULTS:

Table-I displays a set of examples, for some common substrates.

Table I

substrate data			desired reac- tance (ohms)	fre- quency (GHz)	"delta" dimensions		
ϵ_R	H(mm)	t(mm)			α	m(mm)	l(mm)
10.5	1.27	0.017	0.0	5.0	90	3.175	4.49
10.5	1.27	0.017	0.0	5.0	60	3.48	4.02
10.5	1.27	0.017	0.0	5.0	45	3.67	3.97
10.5	1.27	0.017	- 20.0	5.0	90	2.23	3.15
10.5	1.27	0.017	+ 10.0	2.0	90	10.62	12.26
2.24	0.787	0.017	0.0	3.7	90	8.09	11.44

Where t, H are the copper and substrate thickness.

A comparison between delta and T.L stubs was accomplished by fabricating the structures shown bellow: (fig. 3).



figure 3

Those structures are "notch" filters. The analyzed parameter was bandwidth for a given attenuation.

	10dB att.	20dB att.	30dB att.
delta stub	32 %	12 %	2.7 %
50 Ω stub	19 %	6.4 %	2.0 %

IV) SOME APPLICATIONS:

As said before, the delta stubs find use in every place a parallel stub would be chosen. However, as an example, a pair of structures will be

given as a suggestion and/or a test of the accuracy of the presented stub:

i) A Low-Pass filter (Maximum Flat):

Center frequency: 2 GHz

Desired attenuation at 3.7 GHz = 20 dB

The "lumped" element values are shown in figure 4. The transmission line version of that filter is also presented. The " C_2 " capacitor in fig. 4 (b) is a "short circuit" at 4 GHz (undesired frequency band: 3.7 - 4.2 GHz) and has its area equal to a parallel plate capacitor of 1.22 pF. This was not a difficult task since one can find out the angle α such as both requirements (frequency and area) are satisfied.

The lower band response of that filter is the predicted the "lumped elements" modeling. However, an improvement of 14 dB was obtained in the 3.7 GHz rejection.

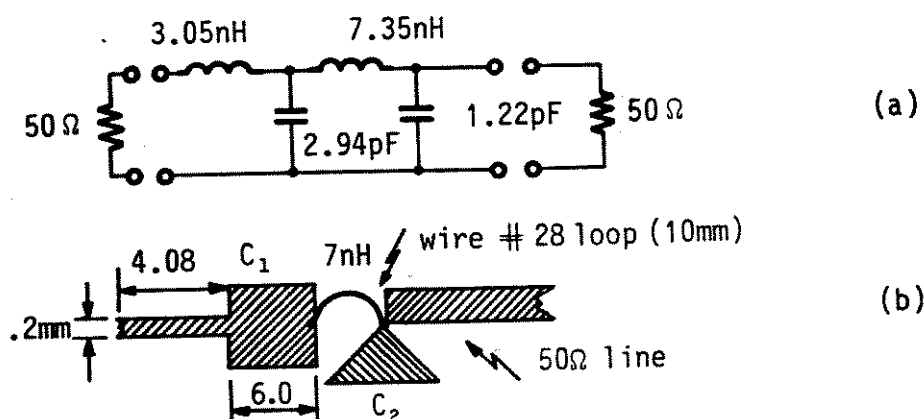


figure 4

ii) A "Shrunked" Branch-Line Coupler:

In this example, a hybrid was built reducing the transmission Line lengths by increasing their impedance levels and "loading" their ends with "capacitors" ("delta" stubs) - figure-5.

To evaluate those lines and capacitors what must be done is to equal the voltage-current transmission matrix [1] of the desired quarter wavelength transmission line to the matrix of the "shunt capacitor-high impedance T.L, series connected - shunt capacitor" π cell.

Let Z_q , Z_0 , be the desired T.L impedance and the π cell higher

impedance line to be used.

Then:

$$L = [150/(\pi F \sqrt{\epsilon_{ef}})] \arcsin (Z_q/Z_0) \quad (2)$$

$$C = 5.10^{-10} \cotg \theta \quad (3)$$

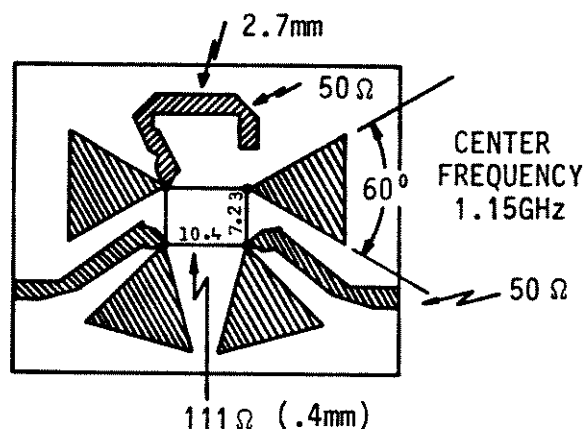
and

$$\theta = \arcsin (Z_q/Z_0) \quad (4)$$

where L , F , ϵ_{ef} and C stand for the used line length (milimeter); the frequency (GHz). The effective dielectric constant [2] and the capacitance of the π cell, in Farads, respectively. It is important to note that in the final layout of this hybrid each "Delta" stub will represent the parallel of two different capacitors, as the adjacent lines do not have the same impedances. To point out the advantages of using this alternative, it is important to notice that a quarter wavelength, at the same frequency and substrate, would be 33.5mm. The performance of that hybrid is a little bit better (wider) than the traditional one.

figure 5:

Branch-Line Coupler, plus
a quarter wavelength line



V) CONCLUSIONS:

The proposed kind of radial stub has shown to be a good alternative to the traditional one, having the advantage of being easily designed. The agreement between the behaviour predicted by the synthesis method and the practical results was considered good. Some new applications can be found as the synthesis method is general.

BIBLIOGRAPHY

- 1) Foundations for Microwave Engineering
Robert E. Collin
McGraw-Hill Kogakusha, Ltd. - 1966 - pg. 180-181
- 2) Hammerstad, E.O.: O. Jensen, "Accurate Models for Microstrip Computer-Aided Design"
Microwave Symposium Digest; MTT-S, 1980

Computer program for delta evaluation, written in "Basic"-Tektronix 4054.

```

100 REM THIS PROGRAM EVALUATES "DELTA" STUBS
110 SET RADIANS
120 REM
130 PAGE
140 PRINT
150 PRINT "ENTER ER,H(mm),F(GHz)"
160 INPUT E1,H,F
170 PRINT "ENTER DELTA'S ANGLE"
180 INPUT A1
185 PRINT "ENTER DESIRED REACTANCE"
187 INPUT I1
188 I1=-I1
190 REM INITIAL GUESS
200 A=EXP(50/42.4*SQR(E1+1))-1
210 W=H*8*SQR(A*(7+4/E1)/(1+1+1/E1)/0.81)/A
220 E=0.5*(E1+1+(E1-1)/SQR(1+10*H/W))
230 D=0.5/(F*SQR(E))
240 D2=D/10
260 T2=TAN(A1*PI/360)
270 W=0
280 N=0
290 N=N+1
300 W=2*D*T2+W
310 IF W=>120/(F*SQR(E)) THEN 440
320 W5=W/W
330 E=0.5*(E1+1+(E1-1)/SQR(1+10*W5))
340 Z1=LOG((6+0.28318/EXP((30.666*W5)^2-7588)))*W5+SQR(1+(2*W5)^2)
350 Z0=60*Z1/SQR(E)
360 B=PI/150*F*SQR(E)*D
370 T=TAN(B)
380 M=Z0*(11-Z0*T)/(Z0-11*T)
390 IF ABS(M)<1000 THEN 420
400 D=D2
410 IF ABS(M)>3000 THEN 460
420 I1=M
430 GO TO 290
440 PRINT "DECREASE DELTA'S ANGLE"
450 GO TO 170
460 PRINT "N=";N
470 L=W/(2*T2)
480 L2=L-0.412*H*(E+0.3)/(E-0.258)*(W/H+0.262)/(W/H+0.813)
490 PRINT USING "17A,2X,20.30";"DELTA'S MEDIAN=";L2
500 PRINT USING "14A,2X,20.30";"DELTA'S SIDE=";L2/ABS(COS(A1*PI/360))
510 END

```

```

ENTER ER,H(mm),F(GHz)
9.8,.635,6
ENTER DELTA'S ANGLE
45
ENTER DESIRED REACTANCE
-20
N=86
DELTA'S MEDIAN=      2.319
DELTA'S SIDE=      2.511

```

SLOTLINE-MICROSTRIP TRANSITION ON ISO/ANISOTROPIC SUBSTRATE: BROADBAND DESIGN

A. Podcameni and M.L. Coimbra*
CETUC - Universidade Católica
Rua Marques de S. Vicente, 209-Gávea
22453 - Rio de Janeiro-BRASIL

Abstract

The two-stub transition design is analysed on isotropic and anisotropic substrates. Broadband design is made by optimizing the slotline and the stub lengths. Sensibility analysis of the behaviour of the whole structure with these parameters shows the slotline length and impedance to be the dominant factors. An extended-octave design can easily be achieved, with VWSR less than 1.5, for double-transitions.

Introduction

Slotline-microstrip transitions have already been presented by several authors using: two quarter-wave stubs¹, open and short-circuit², and other structures^{3,4}. Transitions employing linear stubs are interesting not only because they need no substrate holes, but also because of the well known behavior of these stubs. Recently, the authors presented a letter⁵ on an accurate design of this transition under maximum power transfer conditions at the central frequency. However, an analysis of the influence of the various parameters on the bandwidth is not available and will be presented in this paper.

Broadband Analysis

The design equations for the stub lengths were obtained by applying maximum power transfer conditions to the transition model of Chambers, Cohn, Cristal and Young⁶ at the central frequency (see Fig. 1), with a separate cancellation of their end reactances in the transition reference plane:

$$l_s = (\lambda_s / 2\pi) \operatorname{tg}^{-1} (Z_{os} / 2\pi f_o L_{sc})$$

$$l_m = (\lambda_m / 2\pi) \operatorname{tg}^{-1} (1/2\pi f_o Z_{om} C_{om})$$

*M.L. Coimbra is now with Centro de Pesquisa e Desenvolvimento / TELEBRÁS

The subscripts s and m refer to the slotline and microstrip respectively, f_o is the central frequency, L_{sc} is the end inductance of the slotline and C_{om} is the open-circuit end capacitance of the microstrip.

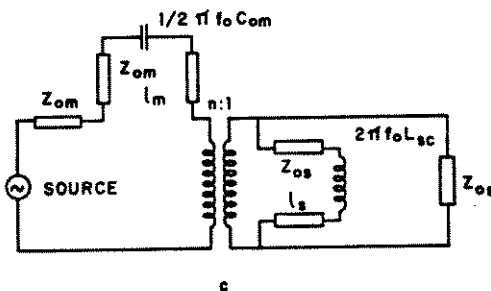
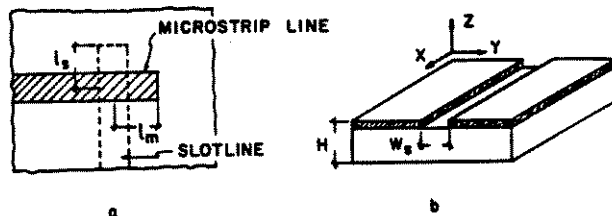


Fig. 1 SLOTLINE-MICROSTRIP TRANSITION

- a TWO-STUB TRANSITION
- b PARAMETERS OF SLOTLINE
- c EQUIVALENT CIRCUIT

Table 1 - Common-substrates transition computation for 50Ω microstrip

Substrate H=0.635mm f _o =4.8GHz	AlsiMag 838 ε _r = 10.2	Epsilam - 10 ε _{r,xy} = 13 ε _{r,z} = 10.2	Rogers 6010 ε _r = 10.5
Z _{os} , Ω	60.28	61.34	60.38
W _s , mm	0.087	0.165	0.091
l _s , mm	7.590	7.124	7.523
l _s /λ _s	0.244	0.243	0.244
l _m , mm	5.796	5.453	5.714
l _m /λ _m	0.242	0.241	0.242

These design equations give a perfect-match condition (VWSR=1) at f_o . Outside this frequency reactive component arises and a computer-aided evaluation was carried out using a numerical expression for L_{sc} which was obtained by curve fitting results reported elsewhere⁷. Double transitions are often used for practical re

sons and the above mentioned reactive component is transferred through the slotline, and its phase added to that of the second transition. The performance thus, depends on the slotline length L_s , and also on Z_{os} , ℓ_s and ℓ_m . The parameters L_s , ℓ_s and ℓ_m were used as variables in a computer simulation/optimization program. The results, and the comparison with measured data, are presented later.

Anisotropic Substrate

As some of the dielectric substrates used for MIC present anisotropy in the permittivity (eg: sapphire and 'Epsilam-10'), it is useful to have a model for the slotline microstrip transition considering this effect. Due to the particular electric field configuration, the authors have already suggested using $\epsilon_{r,xy}$ for the evaluation of λ_s and slotwidth W_s , and $\epsilon_{r,z}$ for the transform ratio n . Microstrip circuitry design has already been reported elsewhere^{8,9}. Anisotropic substrates with $\epsilon_{r,xy} > \epsilon_{r,z}$ will lead to a wider slot, compared with an isotropic one with $\epsilon_r = \epsilon_{r,z}$, which may be useful.

Simulation and Results

The computation of transitions on three common substrates having the same height $H=0.635\text{mm}$, is shown in Table 1 for the central frequency $f_0=4.8\text{ GHz}$. As there is no benefit, concerning wideband response, in using a slotline longer than $\lambda_s/2$, simulation starts with this length value. Also, it is assumed in this work that a VSWR ≤ 1.5 is acceptable.

The anisotropic substrate was first chosen to be used in a double-transition simulation and the results are shown in Fig. 2 for $L_s = (\lambda_s/2)$ with ℓ_s, ℓ_m and Z_{os} as given in Table 1. A perfect-match condition is obtained at the central frequency. Using the VSWR ≤ 1.5 criteria, a relative bandwidth of 55% is observed. If only the stub lengths are allowed to vary, no substantial bandwidth increase is obtained, although there is a small change in the shape of the response. An equiripple situation is also shown in Fig. 2 for stub lengths of $\ell_s = 7.029\text{mm}$ ($0.239\lambda_s$), and $\ell_m = 5.348\text{mm}$ ($0.236\lambda_m$) yielding a relative bandwidth of 58%. This example illustrates how ineffective stub-tuning is. These cases were not tested experimentally.

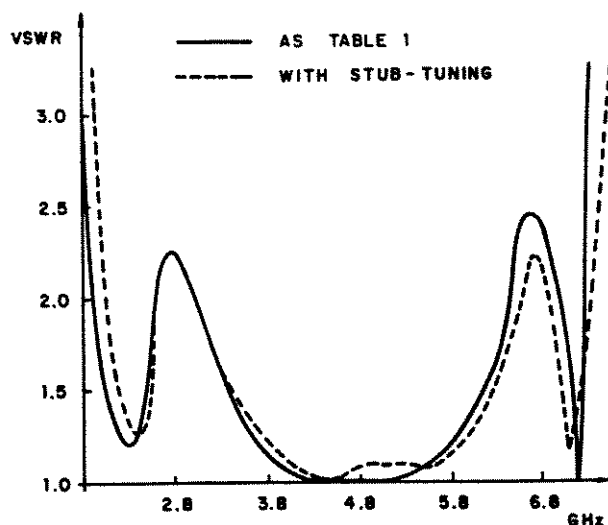


Fig. 2 SIMULATED DOUBLE-TRANSITIONS WITH NON-OPTIMAL SLOTLINE LENGTHS

In the second simulation, only the slotline length is allowed to vary, as distinct from the former example. The stub lengths are those from Table 1. The simulated response when the slotline length is quasi-optimal, $L_s=8.0\text{mm}$ ($0.273\lambda_s$), is shown in Ref. [5]. Such a transition was tested experimentally and the results are shown there. A 93% relative bandwidth is obtained, illustrating the significant importance of the slotline length.

In the third simulation all the parameters were varied. The best result obtained is shown in Fig. 3. The corresponding stub lengths are $\ell_s=7.054\text{mm}$ and $\ell_m=5.523\text{mm}$, and the slotline has a length of 8.8 mm with $Z_{os}=61.34\Omega$. Measured results are also shown and a relative bandwidth of 106% is obtained.

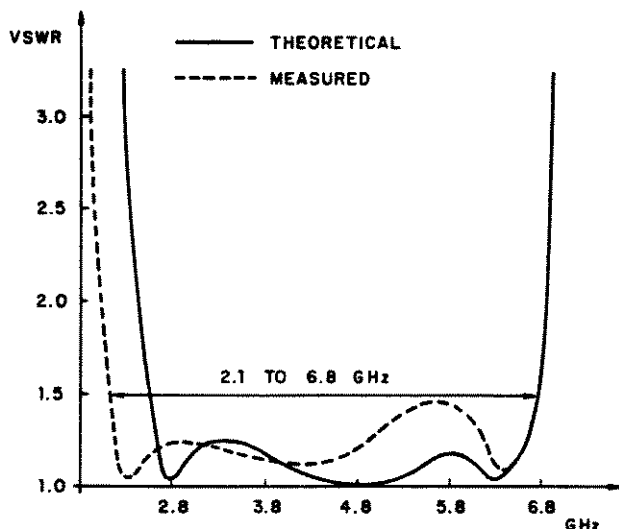


Fig. 3 OPTIMIZED DOUBLE-TRANSITION ON EPSILAM-10

A similar procedure with the isotropic substrate Rogers 6010 was followed with the best simulated response shown in Fig. 4 for $L_s=8.8\text{mm}$, $l_s=7.455\text{mm}$, $l_m=5.725$ and $Z_{OS}=60.38\Omega$. Measured results show a relative bandwidth of 101%, quite similar to the anisotropic case.

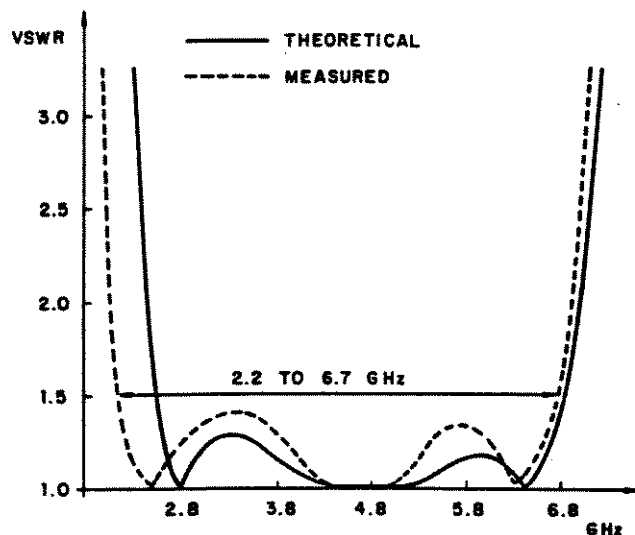


Fig. 4 OPTIMIZED DOUBLE-TRANSITION ON ROGERS-6010

The experimental devices were made with a copper coating of $12\mu\text{m}$. The final-art dimensions were checked with a Carl Zeiss tracking microscope yielding an accuracy of $\pm 2\mu\text{m}$; no tuning was done.

Conclusions

From an accurate maximum-power-transfer at central frequency method, a broadband design was implemented for the two-stub transition. Several simulations on different substrates have shown that slotline length has a major influence on the double-transition performance if a low VSWR, broad band and sharp cutoff are wanted. Stub-tuning has less effect on the bandwidth; it may rather alter the ripple inside the band. Simulations also showed that the slotline impedance must be the correct one-within a tolerance not greater than 3 to 5% - otherwise poor results are obtained. Experimental results are in good agreement with those predicted by the simulations.

It is believed that the extended-octave design, obtained here, is in most cases sufficient for the realization of practical devices with this transition, such as filters, transformers, hybrids and couplers.

Acknowledgements

The authors are in debt with Prof.^a Maria Cristina Ribeiro Carvalho, from our Center, for valuable discussions, and with Gino Vita for technological help. This work was supported by Telecomunicações Brasileiras S.A., under contract 017/79-PUC/TELEBRÁS.

References

- (1) KNORR, J.B.: "Slotline transitions", *IEEE Trans.*, 1974, MTT-22, pp.548-554.
- (2) DE RONDE, F.C.: "A new class of microstrip directional coupler". Digest of technical papers, G-MTT symposium, 1970, pp.184-189.
- (3) GUPTA, K.C., GARG, R. and BAHL, I.J.: "Microstrip lines and slotlines". (Artech House Inc., 1979), pp.235-244.
- (4) SCHIEK, B. and KOHLER, J.: "An improved microstrip-to-microslot transition", *IEEE Trans.*, 1976, MTT-24, pp.231-233.
- (5) PODCAMENI, A. and COIMBRA, M.L.: "Slotline-microstrip transition on iso/anisotropic substrate: a more accurate design", *Electron. Lett.* Vol. 16, Nº 20, pp. 780-781.
- (6) CHAMBERS, D., COHN, S.B., CRISTAL, E.G. and YOUNG, F.: "Microwave active network synthesis". Stanford Research Institute, Menlo Park, California, semiannual, report June 1970.
- (7) KNORR, J.B. and SAENZ, J.: "End effects in a shorted slot", *IEEE Trans.*, 1973, MTT-21, pp. 579-582.
- (8) SZENTKUTI, B.T.: "Simple analysis of anisotropic microstrip lines by a transform method", *Electron. Lett.* Vol. 12, nº 25, pp. 672-673.
- (9) HORNO, M.: "Calculation of quasi-static characteristics of microstrip on anisotropic substrate using mapping method", *IEEE, Int. Micr. Symp. Dig.*, MTT-S, 1980, pp. 450-452.

THE GENERALIZED DELTA STUBS

Mauro L. Coimbra

Edson Cesar dos Reis

CPqD-TELEBRAS, Rod. Campinas-Mogi Mirim Km 118.5
Campinas, SP - Brazil

ABSTRACT: In a previous contribution (1) a novel type of radial stub has been presented. Its triangular shape has lead to a straightforward synthesis procedure. The major limitation presented that time was that the application point of the stub should be its vertex.

The present paper presents a more comprehensive procedure allowing not only the application point to be any desired width of line but also it could be arbitrarily stretched up by a piece of transmission line. A synth. & analysis computer program will be given at the end.

I. INTRODUCTION

Radial stubs are frequently convenient as they have a well defined reference plane, present wider bandwidth and add more flexibility to the layout (1). However, if one looks for stubs with angles around 90 degrees or more due to a desired slope parameters, it's not always easy to find room to accommodate them in the layout, without decreasing the angle. Another situation that occurs very often is when the stub is supposed to be the termination of a transmission line. In both cases a "delta stub" as presented in figure-1 would be interesting.

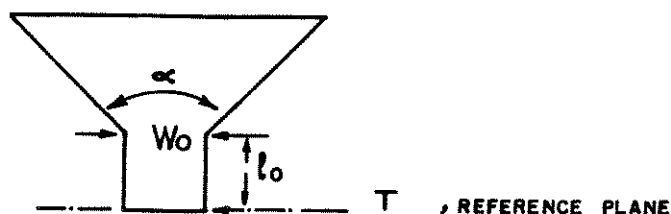


fig.1: the generalized delta stub.

It should be noted that the "delta" presented in (1) is a particular case when " l_0 " and " W_0 " are zero. Furthermore, if " l_0 " and " W_0 ", fig.1, are chosen conveniently, the transmission line may be easily bent to fit in the layout. Also, it's a matter of fact that no delta stub is a perfect triangle, but rather, a trapezium since the application point must have a minimum dimension. Even when a stub is being used in shunt

process (such as gold or copper layer thickness, etc.), W_0 has to be properly chosen to prevent detachment after etching.

II. "DELTA STUB" SYNTHESIS & ANALYSIS

For the sake of clarity, the explanation of the method used in (1) will be partially repeated here, with slight changes. The method relies on a well known property of transmission lines, T.L, which states that if a stub is supposed to present at its application point, (port 1), a reactance Z_a from an open circuit at the other end of the line, (port 2), such a piece of line should result in an open circuit in port 2 when a load Z_a^* is connected at port 1. The delta stub is treated as a tapered line, being approximated by a series of uniform T.L with infinitesimal length " δ " (i.e. " δ " $\ll$ wavelength), with different characteristic impedances. The width of each small segment is a well defined function of " $n \cdot \delta$ ", n integer, for a given angle " α ", since it's given by (see fig.2):

$$W = 2 \cdot n \cdot \delta \cdot \tan(\alpha/2) + W_0$$

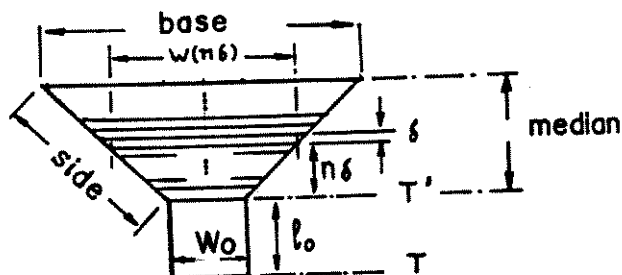


fig.2: naming the parameters...

So, it's easy to evaluate the characteristic impedance of each segment (increment) of transmission line.

To design the delta what is made is to determine, for each increment, the transferred impedance starting from the complex conjugate of the desired reactance through the transmission line between the planes T and T' . The impedance transferences continue through the tapered line until the resonance with the end effect capacitance occurs.

As said before, the method presented here is basically the same as the one given in (1). Actually, there are just two differences: first, instead of starting with an almost zero width transmission line it's started with a line width equal to W_0 (see fig.2). Secondly, as we have seen, the computer program will halt when the resonance occurs - In (1) the iteration stopped whenever a "transferred" impedance of 3000 has been reached. The end effect was compensated afterwards.

The criterion used here is closer to what really happens because the end effect is estimated at each iteration. It is important to point out that there is an inherent difficulty to evaluate the end effect in tapered lines. Note that when the calculated equivalent length of line is removed, the width of the line will no longer be the same. This has been overcome by applying an iterative procedure on the results given by the computer program presented in (1). Nevertheless, what is being presented now is more effective and elegant. The higher the dielectric constant, frequency and angle the worse will be the accuracy of the method if one disregards this problem.

The analysis procedure is exactly the reverse of the one used for the synthesis.

III. THE COMPUTER PROGRAM

The method presented here may be implemented in a pocket calculator such as HP-41; TI-59, etc. However, it will become a little bit time consuming -approximately 3 min. for synth.. So, a Turbo-PASCAL (Borland International Inc.) program has been written to be used in personal computers. The listing will be given in appendix A.

IV. CONCLUSION

A comprehensive method for synthesis and analysis of a new kind of radial stub has been presented. A computer program and some examples were also given, allowing the direct use of the proposed structure.

V. ACKNOWLEDGEMENTS

The authors are grateful to the other members of our group at CPqD not only for helpful discussion during this work but also for the use of this structure in the design of most of their circuits. This fact has helped us too much to become more confident about the variety of applications and about the accuracy of the results.

VI. REFERENCE

- (1) - Coimbra, Mauro L., "A New Kind of Radial Stub and Some Applications"
Conference Proceedings, 14th EuMC-1984 - Belgium .
pp. 516-521.

-- -- --

appendix A -->

```
(*$U+*)
PROGRAM DELTA;
VAR A,A1,B,D,D1,D2,E,E1,E2,F,G,H,I1,I2,
    L,L0,M,PI,T,T2,W,W1,W5,Z0,Z1,U,DTEMP,MTEMP,WTEMP,
    ITEMP,H_W,W0: REAL;
    I,J,N: INTEGER;
    J1: STRING(1.);
LABEL ERROR,INIT;
```

APPENDIX A

```
PROCEDURE EEFF;
BEGIN
W5:=H_W;
E:=0.5*(E1+1+(E1-1)/SQRT(1+10*W5));

IF W5>11.5 THEN E2:=0
                ELSE
    E2:=0.28318/EXP(EXP(0.7588*LN(92*W5/3
    )));
    Z1:=LN((6+E2)*W5+SQRT(1+SQRT(2*W5)));
    Z0:=60*Z1/SQRT(E);
    (* DISPERSAO NAO INSTALADA *)
    (* G:=-.8225*(F1-1)/E*SQRT(Z0/60); *)
    (* E2:=E1-(E1-1)/(1+G*6.51342*SQRT(H*F/
    Z0)); *)
    (* Z0:=Z0*SQRT(E/E2)*(E2-1)/(E-1); *)
    (* E:=E2; *)
END;
```

```
PROCEDURE ZOUT;
BEGIN B:=PI/150*F*SQRT(E)*D;
      T:=SIN(B)/COS(B);
      M:=Z0*(11+Z0*T)/(Z0-11*T);
END;
```

```
PROCEDURE SYNT;
LABEL ERROR;
BEGIN
    ITEMP:=-11;
    I1:=-11;
    (* CHUTE INICIAL *)
    A:=EXP(S0/42.4*SQRT(E1+1))-1;
    W:=H*8*SQRT(A*(7+4/E1)/11+(1+1/E1)/0.81)/A;
    E:=0.5*(E1+1+(E1-1)/SQRT(1+10*H/W));
    IF A1<=90 THEN D:=0.5/(F*SQRT(E))
                ELSE
        D:=0.2/(F*SQRT(E));
    D2:=D/20;T2:=A1*PI/360; T2:=SIN(T2)/
    COS(T2); W:=0; N:=0; D1:=0;M:=0;J:=0;
    IF (W0+L0)<>0 THEN BEGIN
        H_W:=H/W0; D:=L0;

        EEFF; ZOUT; I1:=M;
        W:=W0; D:=20*D2;
        END
    ELSE;
```

```
REPEAT
    N:=N+1; GOTOXY(5,10); WRITE('N=',N);

    WTEMP:=W;    W:=2*D*T2+W;

    IF W=120/(F*SQRT(E)) THEN BEGIN
        WRITELN('REDUCE ANGLE');
        GOTO ERROR;
        END
    ELSE;

    H_W:=H/W; EEFF; NTEMP:=N; ZOUT; U:=W/H;

    DTEMP:=D1;
    D1:=6953*Z1/(F*E*H*(E+0.3)/(E-0.258)*
        (W/H+0.262)/(W/H+0.813) * (1+0.8435*LN(W/H)/E1));

    IF ((M>D1) AND (J=0)) THEN BEGIN
        J:=1; M:=I1;
        W:=W-2*T2*D; D:=D2;
        END;

    I1:=M;

    GOTOXY(30,2);WRITE('M=',M:8:3);

    UNTIL M>D1;

    W5:=(W-W0)/(2*T2);
    GOTOXY(5,11);
    WRITELN('MEDIAN=',W5:8:3,'MM');
    W5:=W5/ABS(COS(A1*PI/360));GOTOXY(5,12)
    ;WRITELN('SIDE=',W5:8:3,'MM');
    W5:=2*W5*SIN(A1*PI/360)+W0;D1:=W5;
    GOTOXY(5,13);WRITELN('BASE=',W5:8:3,
    'MM');
    ERROR;

END;
```

→
PROCEDURE ANA;

BEGIN

H_W:=EXP(0.6*SQRT(1+E1))/6;EEFF;W:=D1;

N:=TRUNC(2*T2*(F+4)*SQRT(E));

D:=(D1-W0)/(T2*2*N); H_W:=H/W; EEFF;

I1:=-6953*Z1/(F+E*H*(E+0.3)/(E-0.258)*

(W/H+0.262)/(W/H+0.813) * (1+0.0435*LN(W/H)/E1));

FOR I:=1 TO N DO

BEGIN

H_W:=H/W;EEFF;ZOUT;W:=W-2*D*T2;I1:=N;

GOTOXY(5,10);WRITE('N=',I:4,' OUT OF ',
N);

END;

IF L0<>0 THEN

BEGIN

H_W:=H/W0;D:=L0;EEFF;ZOUT;

END;

GOTOXY(5,11); I1:=N;

Writeln('REACTANCE=',M:8:3,' OHMS');

END;

BEGIN INIT;; CLRSCR;

WRITE('DELTA'S SYNTHESIS & ANALYSIS'
);GOTOXY(3,3);

WRITE('SYNTHESIS OR ANALYSIS ?');

GOTOXY(27,3);READ(J1);GOTOXY(5,4);

WRITE('ENTER DATA');GOTOXY(5,5);

WRITE('ER=');GOTOXY(5,6);

WRITE('H(MM)=');GOTOXY(5,7);

WRITE('F(GHZ)=');GOTOXY(5,8);

WRITE('ANGLE=');GOTOXY(25,5);

WRITE('ACCESS LINE(MM)');

GOTOXY(25,6);

WRITE('LENTGH=');GOTOXY(25,7);

WRITE('WIDTH=');GOTOXY(5,9);

IF J1='S' THEN WRITE('REACTANCE=')

ELSE

WRITE('BASE(MM)=');

GOTOXY(11,5);READ(E1);GOTOXY(14,6);

READ(H);GOTOXY(15,7);READ(F);

GOTOXY(14,8);READ(A1);GOTOXY(17,9);

IF J1='S' THEN READ(I1) ELSE READ(D1);

GOTOXY(35,6); READ(L0);GOTOXY(35,7);

READ(W0);

IF W0<1E-2 THEN W0:=1E-2;

PI:=3.1415927;

T2:=SIN(A1*PI/360)/COS(A1*PI/360);

IF J1='S' THEN SYNT ELSE ANA;

GOTOXY(5,15);Writeln('NEW OR END ?');

GOTOXY(23,15);READLN(J1);

IF J1='N' THEN GOTO INIT;

END.

The general format of the
data inputs & outputs is:

* DELTA'S SYNTHESIS & ANALYSIS

*SYNTHESIS OR ANALYSIS? s or a

*ENTER DATA

*ER=(relative permittivity)

*H(MM)=(substrate thick.:)

*F(GHz)=(frequency)

*ANGLE=("alpha", in degrees)

*REACTANCE=(negative for capacitors)
obs.: this question is replaced by
"BASE=" for the analysis .

*ACCESS LINE(MM)

* LENTGH=

* WIDTH=

outputs:

*M=(upper-right of the screen; gives
the present value of the transf.
reactance during the execution.)

*N=(number of iterations)

*MEDIAN=

*SIDE= are the parameters of the
triangle.

input

*NEW or END? (N or E),
to continue or not.

examples:

ER=	10.5,	2.2,	4.0	.	
H =	1.27,	0.2,	0.5		
F =	8.0,	12.,	6.0	.	inputs
ANG=	87,	120,	45		
REA=	-97,	-50,	+10	.	
LEN=	0.2,	0.0,	3.0		
WID=	0.12,	0.2,	1.0		

MED= 0.599, 0.917, 3.053

SID= 0.826, 1.833, 3.305 -->outputs

BAS= 1.258, 3.375, 3.530

obs.:2 : The analysis routine has
given reactances:

-97.258, -49.952, 10.378,
respectively.