

ANDRÉ MANGUSSI COSTA GOMES

ESTUDO DE PARÂMETROS X

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado
à Escola de Engenharia de São Carlos, da
Universidade de São Paulo

Curso de Engenharia Elétrica com ênfase em
Eletrônica

ORIENTADOR: Amílcar Careli César

São Carlos
2011

Ficha catalográfica preparada pela Seção de Tratamento
da Informação do Serviço de Biblioteca – EESC/USP

G633e

Gomes, André Mangussi Costa.

Estudo de parâmetros X / André Magussi Costa Gomes ;
orientador Amílcar Careli César -- São Carlos, 2011.

Monografia (Graduação em Engenharia Elétrica com
ênfase em Eletrônica) -- Escola de Engenharia de São
Carlos da Universidade de São Paulo, 2011.

1. Parâmetros X. 2. Parâmetros S. 3. Balanço
harmônico. 4. Amplificadores de micro-ondas. 5. Modelo
de distorções harmônicas. 6. Alta frequência.
I. Título.

FOLHA DE APROVAÇÃO

Nome: André Mangussi Costa Gomes

Título: "Estudo de Parâmetros X"

Trabalho de Conclusão de Curso defendido e aprovado
em 30 / 11 / 2011,

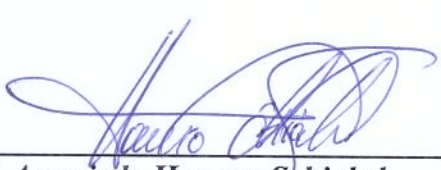
com NOTA 9,0 (NOVE, ZERO), pela comissão julgadora:



Prof. Dr. João Navarro Soares Júnior - EESC/USP



Dr. Helvécio Moreira de Almeida Neto - EESC/USP



Prof. Associado Homero Schiabel
Coordenador da CoC-Engenharia Elétrica
EESC/USP

Agradecimentos

Aos meus pais, Maria e Tadeu, por todo amor e dedicação. Aos funcionários do departamento de Engenharia Elétrica. Ao professor Amílcar, pela orientação.

Sumário

Resumo	III
Abstract	IV
 Capítulo 1 - Introdução.....	1
1.1 - Objetivos	3
 Capítulo 2 - Características dos Circuitos de alta frequência.....	4
2.1 - Linhas de transmissão	4
2.1.1 - Modos de propagação em uma linha de transmissão	4
2.1.2 - Linha de microfita	4
2.2 - Análise de circuitos de alta frequência.....	5
2.3 - Parâmetros de espalhamento	6
2.3.1 - Medição dos parâmetros S	9
 Capítulo 3 - Amplificadores de micro-ondas	11
3.1 - Linearidade e não-linearidade.....	11
3.2 - Definições de ganho e potência.....	13
3.3 - Estabilidade	15
3.4 - Amplificadores de potência	17
 Capítulo 4 - Parâmetros X	19
4.2 - Modelo matemático de distorções harmônicas (PHD)	19
4.3 - <i>Nonlinear vector network analyser</i> (NVNA)	26
4.3.1 - Estrutura interna do NVNA	27
4.4 - <i>Advanced design system</i> (ADS)	28

Capítulo 5 - Simulações	30
5.1 - Análise de circuito de micro-ondas submetido a sinal de alta amplitude	30
5.1.1 - Materiais	30
5.1.2 - Método	31
5.1.3 - Resultados e discussões	31
5.2 - Análise comparativa entre os parâmetros S e os parâmetros X.....	37
5.2.1 - Materiais	37
5.2.2 - Métodos.....	38
5.2.3 - Resultados e discussões	40
 Capítulo 6 - Conclusão	 46
 Capítulo 7 - Referências Bibliográficas.....	 47

Resumo

Os parâmetros S são uma importante ferramenta de caracterização de circuitos de alta frequência. Esses parâmetros são baseados em uma matriz S e os coeficientes dessa matriz descrevem as características do circuito. Embora essa tecnologia seja utilizada até hoje, ela apresenta limitações que impedem a caracterização dos efeitos não-lineares.

Os parâmetros X são uma tecnologia desenvolvida pela empresa Agilent Technologies oriunda da necessidade dos engenheiros de micro-ondas em contornar as limitações dos parâmetros S em relação às características não-lineares dos dispositivos. Eles podem ser descritos como um modelo aprimorado dos parâmetros S e apresentam uma técnica precisa e completa na análise de circuitos de alta frequência.

O objetivo desse trabalho foi apresentar uma abordagem teórica sobre esses novos parâmetros, assim como descrever o equipamento de medição e a sua ferramenta de simulação. Além disso, esse estudo apresenta a simulação de amplificadores de micro-ondas por meio dos seus parâmetros X e S, mostrando a versatilidade dos parâmetros X em relação à precisão e complexidade da análise.

Os parâmetros X são, atualmente, o principal e mais completo modelo de análise de circuitos de alta frequência.

Palavras-Chave: Parâmetros X, Parâmetros S, Balanço Harmônico, Amplificadores de Micro-ondas, Modelo de Distorções Harmônicas, Alta frequência.

Abstract

The S-parameters are an important technique for the characterization of high-frequency circuits. These parameters are based on an S matrix and its coefficients describe the characteristics of the circuit. Although this technology is still widely used, it has limitations that prevent the characterization of the nonlinear effects.

The X-parameters are a technology developed by Agilent Technologies arising from the need of microwave engineers to circumvent the limitations of S-parameters in relation to the nonlinear characteristics of the devices. They can be described as a superset of the S-parameters and they present an accurate and complete analysis of high-frequency circuits.

The aim of this study is to present a theoretical approach of these new parameters as well as describe the instrument of measurement and its simulation tool. In addition, this study provides a simulation of microwave amplifiers through its X and S parameters, being able to show the versatility of the X.

The X-parameters are currently the main and most complete technique for analysis of high-frequency circuits.

Keywords: X-Parameters, S-parameters, Harmonic Balance, Microwave Amplifiers, Polyharmonic Distortion Modeling, High-frequency.

1 - Introdução

Há aproximadamente 70 anos, quando se intensificaram os estudos relacionados a circuitos de alta frequência, os engenheiros de micro-ondas têm se beneficiado com a utilização dos parâmetros de espalhamento (S, do inglês *scattering*). Esses parâmetros apresentam a relação entre as ondas incidente e refletida nas portas de uma determinada rede. Os parâmetros S descrevem as propriedades dos circuitos de redes lineares quando submetidos a excitações periódicas e são utilizados principalmente em circuitos que operam em frequências altas.

Para se obter os parâmetros S de uma rede é preciso medir a amplitude e fase das ondas incidentes e refletidas em cada porta, não sendo necessário conhecer a topologia do circuito. Por este motivo, é um modelo caixa preta. Os parâmetros de espalhamento são medidos a partir de cargas casadas e não de circuito aberto ou curto-circuito.

Este sistema consiste, basicamente, de uma matriz de números complexos relacionados a circuitos com múltiplas portas. Para se medir as características das ondas incidente e refletida em cada porta de uma rede é utilizado um analisador de rede (*vector network analyser*, VNA). As medidas são os coeficientes da matriz S. O VNA é o principal aparelho de medição de parâmetros S de circuitos formados por componentes passivos e ativos.

Por meio de relações entre os coeficientes da matriz S [1] é possível determinar características da rede como ganho, coeficiente de reflexão e estabilidade do amplificador. Este modelo é muito usado em projetos de amplificadores, antenas e filtros por sua facilidade de medição e de simulação, sendo que as equações que relacionam os coeficientes da matriz S são relativamente simples e apresentam boa precisão em circuitos que operam com sinais de baixa amplitude.

Por outro lado, este modelo apresenta algumas limitações. Os parâmetros S são definidos somente para sistemas lineares ou para sistemas que apresentam características lineares quando submetidos a sinais periódicos de baixa amplitude. De fato, os circuitos e dispositivos utilizados para alta frequência exibem características não-lineares em determinadas condições de operação, que acarretam a geração de harmônicos e distorções de intermodulação [2]. Portanto, esse modelo pode apresentar uma boa aproximação para uma determinada faixa de amplitude do sinal

de entrada, mas é incapaz de prever com precisão o comportamento não-linear dos sistemas.

Para superar essas dificuldades, uma nova classe de parâmetros foi proposta para medidas, simulações e projetos de redes para altas frequências. Os primeiros estudos sobre medidas de parâmetros para caracterizar redes operando sob sinais elevados datam de 1988 [3]. Em 1992, a Hewlett-Packard começou a comercializar o equipamento de medidas *microwave transition analyzer* (MTA), capaz de medir amplitude e fase de componentes espectrais, além da frequência fundamental. Em 1995, foi construído o protótipo do analisador de rede para sinais elevados (*large signal network analyzer*, LSNA). Este conjunto de medidas para caracterização de redes foi denominado parâmetros X.

Esta análise de redes operando sob sinais elevados está baseada na combinação de duas relações: entre o valor absoluto das componentes espectrais da onda (harmônicos e distorções de intermodulação) e a sua relação tensão-corrente; entre domínio do tempo e domínio da frequência. Desta forma, um conjunto de parâmetros caracteriza o comportamento não-linear da rede sob teste. No limite da representação não-linear para a linear, os parâmetros X tendem à clássica representação por parâmetros S. Sendo assim, ele é considerado um modelo avançado, aplicável a circuitos representados por modelos lineares e não-lineares e sinais de baixa e alta amplitudes [2]. Com isso, os parâmetros X têm atraído muita atenção pela sua versatilidade, remodelando a caracterização e análise de redes para altas frequências [4].

Os parâmetros X são baseados no modelo de distorções harmônicas (PHD) [2]. Este modelo inclui as variações dos harmônicos e componentes de intermodulação de frequências e, dessa forma, uma relação entre as amplitudes e fases de todas as frequências do sinal de entrada e de saída do sistema. Assim como os parâmetros S, o modelo PHD é baseado em ondas incidentes e refletidas em cada porta, sendo um modelo caixa preta.

Sabendo que os circuitos dos amplificadores são descritos por modelos não-lineares, e conhecendo sua importância na eletrônica em geral, os transistores representam o principal objeto de estudo desta nova tecnologia [5]–[6]. Utilizando uma ferramenta de análise não-linear no software *agilent design system* (ADS) [7], o programa simula o comportamento não-linear a partir do parâmetro X do dispositivo em questão, sendo apresentadas as características do sinal de saída em relação à entrada. Pelo sucesso e exatidão observados nas simulações envolvendo este

parâmetro, é provável que futuramente os parâmetros X dos elementos sejam fornecidos pelos fabricantes [8].

Este trabalho apresenta um estudo comparativo entre os parâmetros S e X . É feita uma abordagem teórica sobre os parâmetros, mostrando suas diferenças práticas e analíticas, assim como os softwares e hardwares envolvidos na medição e simulação de cada um. A partir de simulações de amplificadores de micro-ondas utilizando cada um dos modelos, pode-se evidenciar a diferença entre eles em relação à precisão e ao modelo matemático envolvido.

1.1 - Objetivos

O objetivo deste projeto de pesquisa é estudar a caracterização de redes para altas frequências por meio de parâmetros X ; estabelecer a fundamentação teórica; comparar com a caracterização por meio de parâmetros S ; descrever os tipos de equipamentos utilizados para as medidas e avaliar sua utilização em projetos de amplificadores de micro-ondas.

2 - Características dos Circuitos de alta frequência

2.1 - Linhas de transmissão

A linha de transmissão é um dos elementos dos circuitos de micro-ondas. É através dela que a energia eletromagnética é transmitida, funcionando como um guia entre a fonte geradora e a carga consumidora. As linhas de transmissão apresentam diferentes propriedades de acordo com as características do circuito, como frequência, nível de tensão e distância entre o gerador e a carga. Em micro-ondas, o comprimento das linhas é pequeno, na ordem de centímetros.

A microfita é a mais comum configuração utilizada em circuitos de alta frequência.

2.1.1 - Modos de propagação em uma linha de transmissão

Na propagação da energia eletromagnética pela linha de transmissão, esta pode ser classificada por diferentes tipos de acordo com a direção do campo magnético e campo elétrico. Considerando a linha de transmissão paralela ao eixo z , “E” representa o campo elétrico e “H” o campo magnético, a propagação em relação aos campos pode ser:

- Modo TE – onde $E_z = 0$.
- Modo TM – onde $H_z = 0$.
- Modo TEM – onde E_z e H_z são iguais a 0.
- Modo híbrido – quando ocorre a combinação de modos.

Nas microfita operando em frequências de poucos GHz, a componente do campo elétrico E_z e a componente do campo magnético H_z são tão pequenas que podem ser ignoradas sem acarretar erros analíticos. Este modo de propagação é chamado quase-TEM.

2.1.2 - Linha de microfita

Microfita é um tipo de linha de transmissão fabricada utilizando a tecnologia de placas de circuito impresso e é muito utilizada em circuitos de micro-ondas. Esse tipo de linha de transmissão consiste de uma fita condutora separada de uma superfície condutora (plano terra) por uma camada dielétrica chamada substrato e é facilmente integrada a outros dispositivos passivos e ativos de micro-ondas. Componentes de micro-ondas como antenas, amplificadores e filtros podem ser formados a partir de microfita. O esquema dessa linha de transmissão é mostrado na Fig. 1.

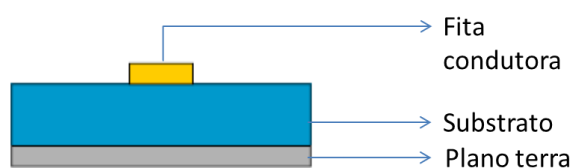


Figura 1 – Camadas de uma microfita.

Esse tipo de linha de transmissão apresenta diferentes tipos de montagem: microfita, microfita invertida e microfita invertida aprisionanda (TIM). As linhas de campo eletromagnético vão da fita condutora para o plano terra sendo que parte dessas linhas vai para o ar. Por este motivo, a linha de microfita não pode suportar o modo de propagação TEM [9]. Dessa forma, considera-se o modo de propagação quase-TEM.

Em um projeto utilizando microfita como linha de transmissão, as dimensões da fita estão relacionadas com a impedância característica da linha. De fato, as características como dimensão e tipo de material das três partes que a compõe são relacionadas com o comprimento de onda na microfita, a velocidade de fase, o efeito de dispersão, a atenuação e as perdas por radiação. As equações que relacionam esses parâmetros podem ser consultadas em [9].

2.2 - Análise de circuitos de alta frequência

Em análise de circuitos, muitas vezes se está interessado em conhecer somente os valores da tensão e da corrente nos terminais dos circuitos. Estes terminais são chamados “portas” e sabendo a relação entre a tensão e a corrente nelas, não é necessário conhecer a topologia do circuito. Em um circuito linear, essa

relação é também linear e pode ser escrita na forma de equações matriciais. Um exemplo de um circuito linear de duas portas é mostrado na Fig. 2. Neste caso, cada porta é associada a 2 parâmetros, I e V.

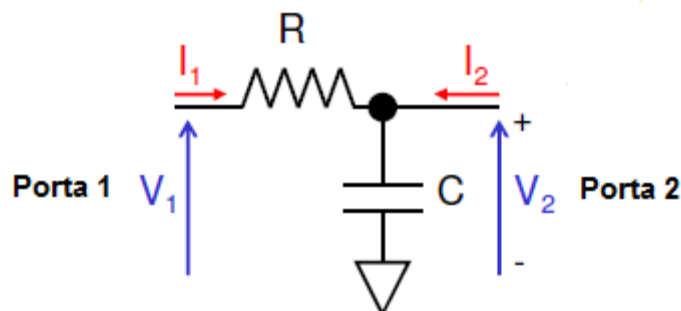


Figura 2 - Rede de duas portas.

Neste exemplo, é possível determinar as relações entre V e I em cada porta. As linhas de transmissão são conectadas às portas de forma que não haja descontinuidade, caso contrário, a uniformidade é destruída e modos superiores de propagação são excitados. Nos estudos de micro-ondas, consideram-se, normalmente, linhas de transmissão sem perdas e propagação do modo fundamental.

2.3 - Parâmetros de espalhamento

Para se obter os parâmetros da matriz admitância, impedância, matriz de parâmetros híbridos e matriz ABCD é necessário estabelecer a condição de tensão ou corrente de alguma das portas da rede igual a zero. Na prática, esta condição representa um curto-circuito ou circuito aberto na rede. Nos circuitos operando em baixas frequências este não é um problema, já nos circuitos de micro-ondas, o curto-circuito e o circuito aberto são responsáveis pelo aparecimento de indutâncias e capacitâncias parasitárias e é necessária a utilização de tocos de sintonia para anular esses efeitos.

Além disso, dispositivos ativos como transistores e diodo túnel frequentemente não operam em condições estáveis quando são curto-circuitados ou quando operam em circuito aberto.

Os parâmetros de espalhamento, também conhecidos como parâmetros S, são alternativa precisa e muito utilizada em circuitos de alta frequência. Os parâmetros S são obtidos a partir de cargas casadas. Dessa forma, os efeitos parasitários são cancelados em cada frequência.

A matriz S, que é formada a partir dos parâmetros S, é uma propriedade intrínseca das redes que descreve todas as suas propriedades nos circuitos e, dessa forma, é considerada um modelo caixa preta. Os parâmetros da matriz S aparecem na forma de números complexos, pois são formados a partir da análise da amplitude e fase das ondas incidentes e refletidas em cada porta da rede e variam em função da frequência. A matriz S de uma rede de N portas contém N^2 coeficientes.

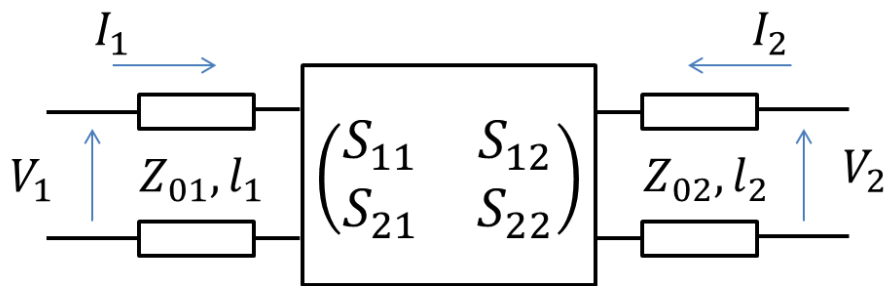


Figura 3 - Rede de duas portas caracterizada pelos parâmetros S (1).

A Figura 3 mostra uma rede de 2 portas. I e V são a corrente e a tensão de entrada das portas, respectivamente. Z_0 é a impedância característica da linha de transmissão e L é o comprimento da linha. Neste exemplo, os parâmetros S são definidos por [1]:

$$S_{11} = (Z_1 - Z_{01}) / (Z_1 + Z_{01}) \quad (1)$$

$$S_{12} = (2 * \sqrt{Z_{02}} * V_1 * l_1) / (\sqrt{Z_{01}} * E_{2,Th}) \quad (2)$$

$$S_{21} = (2 * \sqrt{Z_{01}} * V_2 * l_2) / (\sqrt{Z_{02}} * E_{1,Th}) \quad (3)$$

$$S_{22} = (Z_2 - Z_{02}) / (Z_2 + Z_{02}) \quad (4)$$

$$Z_1 = \frac{V_1}{I_1} \quad (5)$$

$$Z_2 = \frac{V_2}{I_2} \quad (6)$$

Ao se analisar as ondas incidentes e refletidas em cada porta, o circuito acima é considerado como o da Fig. 4.

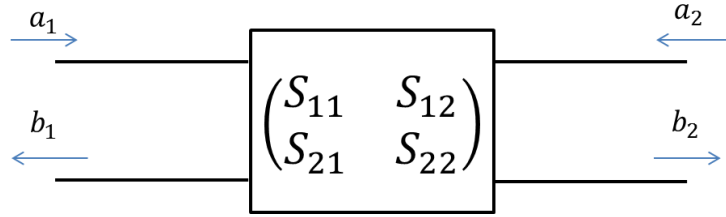


Figura 4 - Rede de duas portas caracterizada pelos parâmetros S (2).

Neste caso, as ondas “a” representam as ondas incidentes e as ondas “b” representam as ondas refletidas (ou espalhadas, ou emergentes) em cada porta. Conhecendo a matriz S da rede, podem-se determinar as características da resposta da rede em relação ao sinal de entrada pelas seguintes fórmulas:

$$\begin{cases} b_1 = S_{11}a_1 + S_{12}a_2 \\ b_2 = S_{21}a_1 + S_{22}a_2 \end{cases} \quad (7)$$

$$\begin{pmatrix} b_1 \\ b_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a_1 \\ a_2 \end{pmatrix} \quad (8)$$

As equações (7) ou (8) apresentam a relação entre a onda incidente e refletida em cada porta da rede em termos dos parâmetros S, S_{11} , S_{12} , S_{21} e S_{22} . De acordo com a definição dos parâmetros S, quando se liga a porta 2 a uma carga de impedância Z_L igual à impedância da linha, ocorre máxima transferência de potência. Dessa forma, a onda eletromagnética b_2 é toda absorvida pela carga resultando em a_2 igual a zero. Neste caso temos que:

$$S_{11} = \frac{b_1}{a_1} \Big|_{a_2=0} \quad (9)$$

$$S_{21} = \frac{b_2}{a_1} \Big|_{a_2=0} \quad (10)$$

Caso a porta 1 seja terminada com uma carga casada, a_1 é igual a zero e os parâmetros S_{12} e S_{22} são calculados de forma análoga. Nesta condição, $|S_{11}|^2$ é a relação entre a potência refletida pela porta de entrada e a potência incidente na porta de entrada, $|S_{22}|^2$ é a relação entre a potência refletida pela porta de saída e a potência refletida pela porta de saída, $|S_{21}|^2$ é a relação entre a potência líquida entregue à carga Z_L e a potência disponível da fonte e $|S_{12}|^2$ é o ganho reverso de conversão de potência com fonte e carga de valor Z_L .

2.3.1 - Medição dos parâmetros S

Os parâmetros S de redes formadas por componentes ativos e passivos podem ser medidos por um analisador de rede (*vector network analyser*, VNA). Este aparelho é um receptor de micro-ondas com 2 ou quatro canais que processa e mede amplitude e fase das ondas incidentes e refletidas. Além dos parâmetros S, outras características da rede podem ser medidas como os parâmetros Z, Y e parâmetros híbridos.

A Fig. 5 mostra o esquema típico de um VNA medindo os parâmetros S de um amplificador [10].

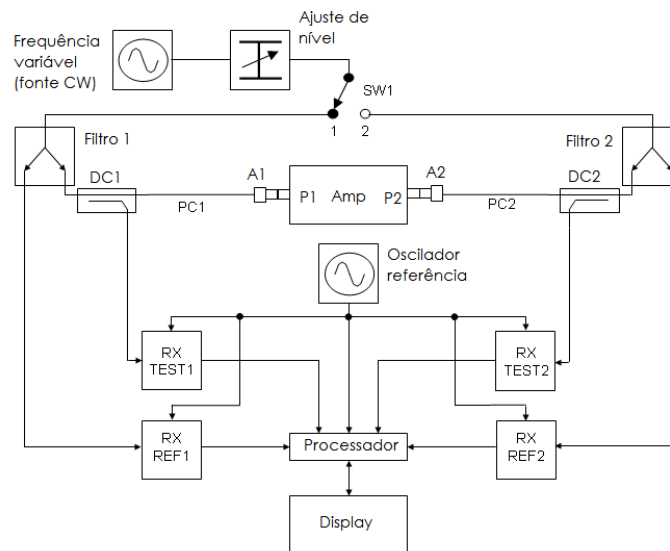


Figura 5 - Estrutura interna do VNA [14].

Este VNA possui 2 canais que serão ligados às portas do dispositivo em teste (P1 e P2). Os conectores do instrumento são estendidos por cabos de precisão (PC1 e PC2) e ligados às portas do amplificador por conectores adequados (A1 e A2). A frequência teste é gerada por uma fonte de frequência variável CW e sua potência é variada por um atenuador. A posição da chave SW1 determina a direção que o sinal de teste passará pelo amplificador. Considerando que SW1 está na posição 1, o sinal de teste é alimentado por SW1 e é incidente sobre o amplificador em P1, situação apropriada para se medir os coeficientes S_{11} e S_{21} [10].

A terceira porta de DC1 filtra o sinal refletido pela porta P1 alimentando o dispositivo RX TEST1. Os dispositivos RX REF1, RX TEST1, RX REF2 e RX TEST2 são conhecidos como receptores coerentes pois eles possuem o mesmo oscilador de referência e são capazes de medir a amplitude e fase do sinal na frequência em teste. Estes receptores são ligados a um processador que faz o cálculo matemático e exibe os parâmetros escolhidos e o formato de fase e amplitude no display. Ajustando a chave SW2 para a posição 2, o sinal de teste irá incidir na porta P2, sendo ideal para a medição de S_{22} e S_{12} .

É importante observar que o VNA considera o sinal de teste em única frequência, sem levar em consideração os harmônicos do sinal e as distorções de intermodulação. Este é o principal sistema de medição de parâmetros S e circuitos de alta frequência representados por sistemas lineares. Para uma medição precisa, os VNAs necessitam ser previamente calibrados sendo que cada modelo do aparelho pode possuir seu método específico de calibração [10].

3 - Amplificadores de micro-ondas

A amplificação é uma das mais básicas funções de circuitos de micro-ondas. Devido ao desenvolvimento e às inovações na tecnologia dos semicondutores nos últimos tempos, a maioria dos amplificadores de micro-ondas utiliza transistores de estrutura variada, como o Si ou SiGe BJTs, GaAs HBTs, GaAs ou InP FETs, ou GaAs HEMTs [11] – [12].

Um amplificador de micro-ondas pode ser modelado como o circuito de duas portas mostrado na Figura 6.

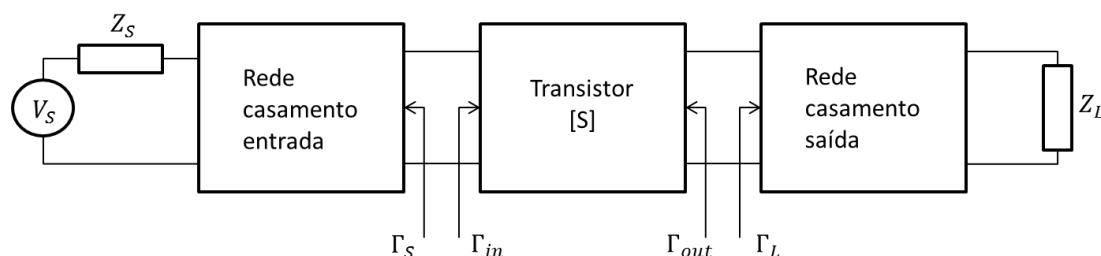


Figura 6 - Amplificador representado por rede de duas portas.

Observa-se que são inseridas redes de casamento de impedância na entrada e saída do amplificador.

A maioria dos amplificadores de alta frequência é especificada em termos do ganho de potência e a impedância característica dos sistemas e da carga é 50Ω . Em um amplificador integrado, a impedância interna pode ser maior e não casada, neste caso, é mais eficaz especificar o amplificador em termos de seu ganho de tensão.

Os amplificadores de sinais de baixa amplitude podem ser representados por modelos lineares e as principais características relacionadas ao seu desempenho são o ganho de potência, a largura de banda e o ruído. Já em amplificadores de micro-ondas submetidos a sinais de alta amplitude devem ser considerados os fenômenos não-lineares associados.

3.1 - Linearidade e não-linearidade

Intrinsecamente, os circuitos eletrônicos são não-lineares. De fato, alguns circuitos como os amplificadores de baixo sinal ou circuitos formados apenas por componentes passivos são pouco não-lineares e são representados como se fossem lineares.

Os circuitos lineares são aqueles que seguem o princípio de superposição, ou seja, caso os sinais x_1 e x_2 sejam aplicados separadamente a um circuito, e este tiver como resposta o sinal y_1 e y_2 , a resposta a excitação $ax_1 + bx_2$ é $ay_1 + by_2$, onde a e b são constantes arbitrárias. Por este princípio, a resposta de um circuito ou sistema linear incluem somente as frequências presentes na forma de onda do sinal de entrada, ou seja, não existe a geração de novas frequências [13].

Os circuitos não-lineares se diferenciam pelo seu grau de não-linearidade. Aqueles pouco não-lineares podem, muitas vezes, serem analisados por aproximações lineares ou por técnicas matemáticas como séries de potências e séries de Fourier. Já os circuitos com alto grau de não-linearidade devem ser analisados por balanços harmônicos e aproximações no domínio do tempo e da frequência.

Nos circuitos de micro-ondas, a análise da geração de novas frequências não é a única característica de circuitos não-lineares que deve ser levada em consideração. Os principais fenômenos da não-linearidade ligada a estes tipos de circuito são [13]:

Geração de harmônicos: é a geração de harmônicos da frequência de excitação, ou seja, geração de frequências múltiplas da frequência fundamental do sinal.

Intermodulação: o sinal de saída é constituído por uma réplica do sinal de entrada mais as componentes harmônicas. Sendo o sinal de entrada uma associação de dois sinais de frequência w_1 e w_2 , o sinal de saída não será apenas uma réplica do sinal de entrada acrescido dos harmônicos, pois haverá componentes espectrais nas frequências $nw_1 + mw_2$. Estas componentes espectrais são os produtos de intermodulação.

Saturação: a saturação pode ser observada quando o sinal de saída não aumenta de forma proporcional ao aumento da tensão de excitação e atinge um valor máximo. Caso um circuito seja excitado por um sinal de alta amplitude e outro de baixa amplitude ao mesmo tempo, o sinal de alta amplitude provoca a saturação, diminuindo o ganho do pequeno sinal também. Portanto, a saturação diminui a sensibilidade do sistema.

Modulação cruzada: é a transferência da modulação de um sinal para outro em um circuito não-linear, representada por:

$$V_s = v_s(t) = V_1 \cos(w_1 t) + [1 + m(t)]V_2 \cos(w_2 t) \quad (11)$$

Na equação (11), o sinal V_s descreve a combinação entre uma portadora não modulada de frequência w_1 o sinal modulante $m(t)$ modulado pela portadora de frequência w_2 . Ao incidir em circuitos representados por sistemas não-lineares, versões distorcidas do sinal modulado podem ser transferidos para a portadora de frequência w_1 . Essa transferência ocorre porque os dois sinais estão contidos no sistema ao mesmo tempo. A modulação cruzada pode ser percebida em rádios AM.

Conversão AM - PM: a conversão AM (amplitude modulada) – PM (fase modulada) é um fenômeno em que mudanças na amplitude de um sinal aplicado a um circuito não-linear causam mudança de fase do sinal. Este tipo de distorção é comum em amplificadores de micro-ondas e pode trazer sérios prejuízos a sistemas que dependem da fase do sinal, como a modulação FM. A conversão AM/PM é mais acentuada em circuitos operando em saturação.

Os amplificadores de micro-ondas submetidos a alta amplitude apresentam como principais fenômenos não-lineares a geração de harmônicos, intermodulação, saturação e conversão AM/PM. Como os cálculos envolvendo os parâmetros S não consideram esses fenômenos, estes não oferecem uma resposta fiel. Ao longo dos anos, diversas técnicas de análise no domínio da frequência para circuitos não-lineares foram apresentadas. Entre elas, o balanço harmônico [13], a função transferência não-linear e o modelo de distorções harmônicas [2]. Por meio do modelo de distorções harmônicas, são obtidos os parâmetros X, que é uma nova e efetiva ferramenta de análise de circuitos de micro-ondas.

3.2 - Definições de ganho e potência

As diferentes definições do ganho de um amplificador são relacionadas aos conceitos de potência disponível e dissipada. Esses conceitos são importantes nos circuitos lineares e especialmente nos circuitos não-lineares, em que a forma de onda pode conter componentes em diversas frequências que podem ou não ter relação harmônica.

Ganho de potência é a relação entre a potência entregue a uma carga Z_L (P_L) pela potência entregue na entrada da rede (P_{in}). Esta medida é em relação ao sinal de entrada e saída de uma rede, sendo que o casamento de impedâncias não é essencial para sua medição. Este tipo de ganho pode algumas vezes fornecer uma ideia vaga do desempenho do amplificador. A fórmula do ganho de potência é observada na equação (12).

$$G = \frac{P_L}{P_{in}} \quad (12)$$

O ganho de potência disponível é a potência máxima que pode ser obtida por uma fonte:

$$G_A = \frac{P_{AVN}}{P_{AVS}} \quad (13)$$

Neste caso, P_{AVN} é a potência disponível na rede e P_{AVS} é a potência disponível na fonte. Para que se calcule a máxima potência obtida por uma fonte é necessário que haja o casamento de impedância, tanto da entrada do amplificador com a fonte como da saída com a carga. Este tipo de casamento é chamado de casamento de impedância conjugado. Neste caso:

$$\Gamma_S = \Gamma_{in}^* \quad (14)$$

$$\Gamma_L = \Gamma_{out}^* \quad (15)$$

As equações (14) e (15) estabelecem a condição necessária para se calcular P_{AVN} e P_{AVS} . De fato, P_{AVN} é igual a P_L com a condição de casamento conjugado da carga com a saída do amplificador e P_{AVS} é igual a P_{in} com a condição de casamento conjugado da entrada da rede com a fonte.

O máximo ganho disponível é a medida entre a potência disponível pelo amplificador e a potência de entrada. Este ganho é dado por:

$$G_{MAG} = \frac{P_{AVN}}{P_{in}} \quad (16)$$

Este tipo de ganho é obtido com a condição de casamento conjugado da carga e é o ganho do dispositivo em uma prática real. É definido somente se a rede de 2 portas é incondicionalmente estável.

O ganho de potência transdutivo é a medida da potência dissipada na carga pela potência disponível na fonte. É dado por:

$$G_T = \frac{P_L}{P_{AVS}} \quad (17)$$

Esta definição considera que há casamento conjugado de entrada da rede e é uma medida da quantidade de potência da fonte que chega até a carga Z_L . O ganho de potência transdutivo é um conceito muito utilizado em circuitos de micro-ondas porque a principal informação sobre o ganho de um amplificador é saber a quantidade de potência dissipada em uma carga padrão (50Ω) comparada com a potência que poderia ser obtida diretamente da fonte.

Na condição de casamento conjugado das duas portas da rede temos que:

$$G = G_T = G_A \quad (18)$$

Nos circuitos não-lineares, a tensão aplicada à rede pode conter diferentes componentes espectrais resultando em diferentes impedâncias para cada frequência do sinal. Nestes casos, o casamento de impedâncias é feito na frequência do sinal que se quer analisar.

3.3 - Estabilidade

Num circuito de micro-ondas, a oscilação ocorre se a impedância de entrada ou saída de uma rede possui parte real negativa. Isso implica que $|\Gamma_{out}| > 1$ ou $|\Gamma_{in}| > 1$. Sabendo que Γ_{in} e Γ_{out} dependem do casamento de impedâncias da fonte e da carga, a estabilidade do amplificador depende dos coeficientes de reflexão Γ_S e Γ_L , respectivamente. Neste caso, pode-se definir 2 tipos de estabilidade:

Estabilidade incondicional: a rede é incondicionalmente estável se $|\Gamma_{out}| < 1$ e $|\Gamma_{in}| < 1$ para qualquer fonte ou carga de impedância passiva, o que implica que $\Gamma_S < 1$ e $\Gamma_L < 1$.

Estabilidade condicional: a rede é condicionalmente estável se $|\Gamma_{out}| < 1$ e $|\Gamma_{in}| < 1$ somente para certas impedâncias de fonte e de carga.

É importante observar que a condição de estabilidade de um amplificador depende de sua frequência de operação, sendo que o casamento de impedância da entrada e saída da rede depende da frequência. Dessa forma, é possível que um amplificador seja estável em uma dada frequência e instável em outras.

Em um amplificador em condição estável, devem ser estabelecidas as seguintes relações:

$$|\Gamma_{in}| = \left| S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L} \right| < 1 \quad (19)$$

$$|\Gamma_{out}| = \left| S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_S}{1 - S_{11}\Gamma_S} \right| < 1 \quad (20)$$

Dados os parâmetros S do amplificador, pode-se desenhar os círculos de estabilidade de entrada e saída do amplificador na carta de Smith com a finalidade de se definir os pontos em que $|\Gamma_{out}| = 1$ e $|\Gamma_{in}| = 1$ [9]. Estes círculos de estabilidade são utilizados para se determinar regiões em que Γ_S e Γ_L proporcionam um amplificador estável. São observados nos circuitos condicionalmente estáveis.

De acordo com o teste K - Δ , se o circuito do amplificador atende as relações mostradas nas equações (21) e (22), o circuito é considerado incondicionalmente estável. Caso os parâmetros S do amplificador não satisfaçam essa relação, deve ser analisado o seu círculo de estabilidade.

$$K = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |\Delta|^2}{2|S_{12}S_{21}|} > 1 \quad (21)$$

$$|\Delta| = |S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}| < 1 \quad (22)$$

Os circuitos não-lineares muitas vezes apresentam transitórios e fenômenos estacionários além da oscilação que, mesmo que seja limitada, é classificada como instabilidade. Esses circuitos apresentam diferentes técnicas de avaliação de estabilidade que podem ser consultadas em [13].

3.4 - Amplificadores de potência

Os amplificadores de potência de micro-ondas são muito utilizados em estágios finais de sistemas de transmissão, como radares e rádios. Uma importante medida de eficiência dos amplificadores de potência é a potência adicional de eficiência (*power added efficiency*, PAE). Esta medida estabelece uma relação entre a potência de saída, a potência de entrada e a potência de alimentação do amplificador (P_{DC}) e é dada por [9]:

$$PAE[\%] = 100 \frac{(P_{out} - P_{in})}{P_{DC}} = \left(1 - \frac{1}{G}\right) \eta \quad (23)$$

Na equação (23), G é o ganho de potência do amplificador e η é a eficiência do amplificador, em porcentagem. Os amplificadores de potência são normalmente projetados para fornecer a melhor eficiência, mesmo que isto resulte em um ganho menor do que o ganho máximo possível.

Outro parâmetro frequentemente calculado em amplificadores de potência é o ganho comprimido (*compressed gain*). Este ganho representa a medida do ganho do amplificador (em condições de baixa amplitude) menos 1 dB.

Nos amplificadores de potência onde a não-linearidade é aparente, os parâmetros S dependerão da potência do sinal de entrada, da impedância da carga

ligada à rede, além de outros parâmetros. Dessa forma, os parâmetros S não podem ser definidos de forma correta, não satisfazendo o princípio de linearidade.

Uma forma eficiente de caracterizar o comportamento de um sinal de alta amplitude em um amplificador é plotar contornos de ganho de potência constante em uma carta de Smith em função do coeficiente de reflexão da carga, Γ_L , existindo o casamento conjugado entre a fonte e a entrada do amplificador. Estes são chamados contornos *load-pull* e são obtidos com a ajuda de softwares especializados. Um exemplo dessa medição em um amplificador de potência MESFET é mostrado na Fig. 7 [14].

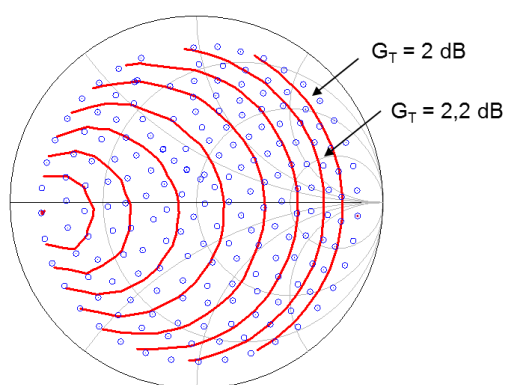


Figura 7 - Contorno *load-pull* de amplificador de potência MESFET [14].

Pode-se observar a característica não-linear do circuito pelos contornos. Caso o circuito fosse linear, os contornos de ganho de potência constante seriam círculos perfeitos.

4 - Parâmetros X

Os parâmetros X foram propostos pela necessidade de contornar as limitações dos parâmetros S em relação às características não-lineares dos circuitos. Diferente dos parâmetros S, que caracterizam a rede apenas em uma frequência, os parâmetros X caracterizam a amplitude e fase na frequência fundamental, harmônicos e componentes espectrais de intermodulação. Essa análise das características não-lineares do sinal é baseada no modelo de distorções harmônicas (*polyharmonic distortion*, PHD) [2].

Os parâmetros X de um dispositivo são determinados de duas maneiras: pela simulação do circuito utilizando o software *Advanced Design System* (ADS) da empresa Agilent Technologies e pela sua medição utilizando o aparelho *nonlinear vector network analyser* (NVNA) [3], também da empresa Agilent Technologies. Após a medição dos parâmetros X, o circuito é simulado pelo software ADS.

4.2 - Modelo de distorções harmônicas (PHD)

O modelo de distorções harmônicas é uma técnica caixa-preta que faz a análise do circuito de micro-ondas no domínio do tempo e da frequência. Uma das vantagens do modelo ser caixa preta é que não importa o tipo de dispositivo sob teste, porque os parâmetros obtidos através do modelo PHD fornecem as suas propriedades de circuito. Além disso, os parâmetros de uma rede fornecidos pelo modelo podem ser compartilhados para eventuais simulações ou testes, sem que os detalhes internos do circuito sejam revelados.

A principal característica do modelo PHD é poder ser utilizado como uma extensão natural dos parâmetros S para circuitos operando com sinais elevados.

O principal objetivo desse modelo é determinar um conjunto de funções complexas, chamado $F_{pm}(\cdot)$, que relacionem todas as componentes espectrais relevantes A_{qn} e B_{pm} do sinal incidente e refletido, respectivamente. Nesta notação, q e p representam a porta relativa ao sinal analisado e m e n representam o índice do harmônico do sinal. Este conceito pode ser observado na Fig. 8.

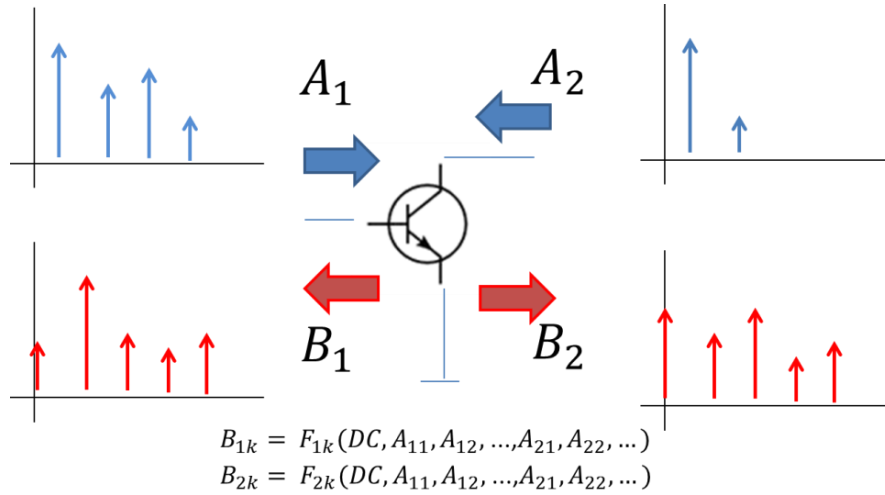


Figura 8 - Onda incidente e refletida nas portas do amplificador.

Uma das propriedades relacionadas a função $F_{pm}(\cdot)$ é que esta descreve um sistema invariante no tempo. Isto significa que quando se aplicam atrasos arbitrários no sinal de entrada (ondas A) estes resultam no mesmo tempo de atraso para o sinal de saída, o sinal refletido (onda B). No domínio da frequência, este atraso é equivalente à aplicação de um deslocamento de fase linear e este pode ser descrito por:

$$\forall \theta : B_{pm} e^{jm\theta} = F_{pm}(A_{11} e^{j\theta}, A_{12} e^{j\theta}, \dots) \quad (24)$$

Na qual:

$$P = e^{+j\varphi(A_{11})} \quad (25)$$

$$\theta = -\varphi(A_{11}) \quad (26)$$

$$e^{j\theta} = P^{-1} \quad (27)$$

Em (25), $\varphi(A_{11})$ é a fase da frequência fundamental do sinal. Em (26), θ a fase invertida da frequência fundamental do sinal de entrada e:

$$B_{pm} = F_{pm}(|A_{11}|, A_{12}P^{-2}, A_{13}P^{-3}, \dots, A_{21}P^{-1}, A_{22}P^{-2}, \dots)P^{+m} \quad (28)$$

A vantagem de realizar os cálculos em função de P é que o primeiro termo é sempre $|A_{11}|$, ou seja, o primeiro termo é sempre real e positivo. Por ser real, isto simplifica muito os processos futuros.

Na aplicação de amplificadores de potência de micro-ondas operando em condições não-lineares, o princípio de superposição não é válido. Em muitos casos práticos, o sinal de entrada é composto apenas pela componente espectral da frequência fundamental e as outras componentes do sinal são praticamente zero. Nestes casos, pode-se considerar o princípio de superposição para essas componentes. Este é chamado o princípio de superposição harmônica e é uma importante propriedade do modelo PHD [15].

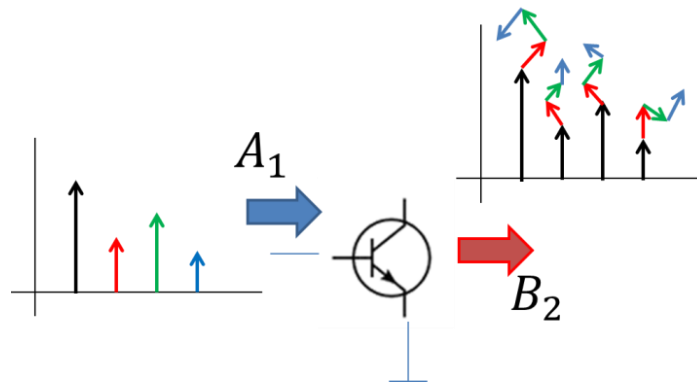


Figura 9 - Princípio de superposição harmônica.

Na Figura 9 é analisada apenas a onda incidente na porta 1 da rede e a onda refletida na porta 2 da rede, A_{1m} e B_{2n} . Considerando que A_{11} é diferente de zero, as componentes espectrais B_{2n} relativas ao sinal A_{11} correspondem na Fig. 9 às setas pretas. Observa-se que mesmo com os harmônicos do sinal de entrada iguais a zero, o sinal B_2 apresenta componentes harmônicas. Adicionar um pequeno sinal relativo ao segundo harmônico do sinal de entrada, A_{12} , resultará numa derivação do sinal de saída, representada pela seta vermelha. O mesmo ocorrerá para um terceiro harmônico (seta verde) e para o quarto harmônico (seta azul). O princípio da superposição harmônica aparece quando o total de desvios do espectro de saída B_2 é igual a superposição de todos os desvios individuais, assim como é observado na Fig.

9. Todos os amplificadores de potência seguem este princípio, seja qual for a sua classe.

Expandindo as funções $F_{pm}(\cdot)$ em séries de MacLaurin para as componentes harmônicas e considerando o modelo de superposição harmônica [2], obtêm-se:

$$B_{pm} = K_{pm}(|A_{11}|)P^{+m} + \sum_{qn} G_{pq,mn}(|A_{11}|)P^{+m} \text{Re}(A_{qn}P^{-n}) + \sum_{qn} H_{pq,mn}(|A_{11}|)P^{+m} \text{Im}(A_{qn}P^{-n}) \quad (29)$$

Onde:

$$K_{pm}(|A_{11}|) = F_{pm}(|A_{11}|, 0, \dots, 0) \quad (30)$$

$$G_{pq,mn}(|A_{11}|) = [dF_{pm}/d\text{Re}(A_{qn}P^{-n})]|_{|A_{11}|, 0, \dots, 0} \quad (31)$$

$$H_{pq,mn}(|A_{11}|) = [dF_{pm}/d\text{Im}(A_{qn}P^{-n})]|_{|A_{11}|, 0, \dots, 0} \quad (32)$$

As partes reais e imaginárias das componentes do sinal de entrada são tratadas separadamente e, dessa forma, a função $F_{pm}(\cdot)$ é chamada não analítica. Na Fig. 10 [2] é mostrada a amplitude da componente $H_{22,11}(\cdot)$ e $G_{22,11}(\cdot)$ em função da amplitude de A_{11} em um teste realizado com um amplificador de potência. Pode-se observar que para amplitudes altas, os valores de $H_{22,11}(\cdot)$ e $G_{22,11}(\cdot)$ começam a divergir. Esta divergência demonstra que quando submetido a um sinal de alta amplitude, o amplificador de potência é caracterizado por uma função espectral não analítica, tratando as partes reais e imaginárias das componentes separadamente.

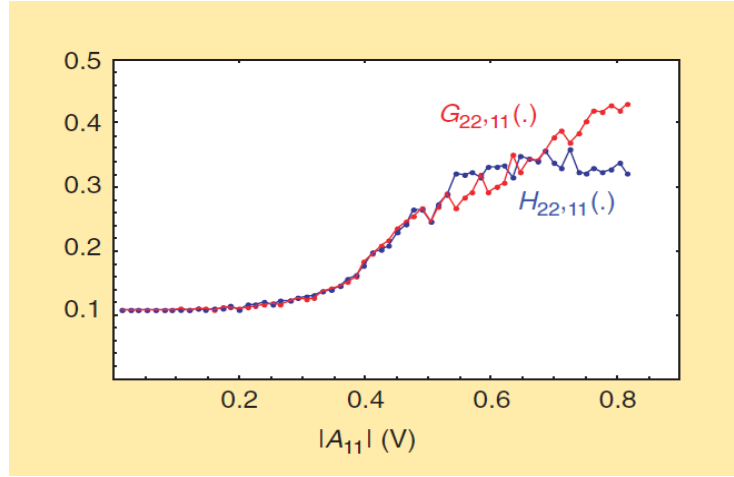


Figura 10 - Componentes espectrais do sinal refletido na entrada do amplificador em V [2].

O modelo PHD final é dado pela substituição da parte real e imaginária dos argumentos de entrada pela combinação linear dos argumentos de entrada e seus respectivos valores conjugados. Sendo que:

$$Re(A_{qn}P^{-n}) = \frac{1}{2}(A_{qn}P^{-n} + (A_{qn}P^{-n})^*) \quad (33)$$

$$Im(A_{qn}P^{-n}) = \frac{1}{2j}(A_{qn}P^{-n} - (A_{qn}P^{-n})^*) \quad (34)$$

Ao rearranjar os termos, chega-se a seguinte equação do modelo PHD simplificado [16]:

$$B_{pm} = X_{pm}^{(F)}(|A_{11}|) \cdot P^m + \sum_{qn} X_{pq,mn}^{(S)}(|A_{11}|)P^{m-n} \cdot A_{qn} + \sum_{qn} X_{pq,mn}^{(T)}(|A_{11}|)P^{m+n} \cdot A_{qn}^* \quad (35)$$

Onde:

$$X_{pm}^{(F)}(|A_{11}|) \cdot P^m = \text{Termo } F \quad (36)$$

$$\sum_{qn} X_{pq,mn}^{(S)}(|A_{11}|)P^{m-n} \cdot A_{qn} = \text{Termo } S \quad (37)$$

$$\sum_{qn} X_{pq,mn}^{(T)}(|A_{11}|) P^{m+n} \cdot A_{qn}^* = \text{Termo } T \quad (38)$$

E que:

$$X_{pm}^{(F)}(|A_{11}|) = K_{pm}(|A_{11}|) \quad (39)$$

$$\forall \{q,n\} \neq \{1,1\}: X_{pq,mn}^{(S)}(|A_{11}|) = \frac{G_{pq,mn}(|A_{11}|) - jH_{pq,mn}(|A_{11}|)}{2} \quad (40)$$

$$\forall \{q,n\} \neq \{1,1\}: X_{pq,mn}^{(T)}(|A_{11}|) = \frac{G_{pq,mn}(|A_{11}|) + jH_{pq,mn}(|A_{11}|)}{2} \quad (41)$$

Observa-se que o modelo PHD possui 3 termos que descrevem as formas de ondas (A_1 , A_2 , B_1 e B_2) na Fig. 8, e estes são chamados termos F, S e T. O termo F calcula o comportamento do dispositivo em questão quando se tem uma carga de 50Ω , o sinal de entrada é composto apenas pela frequência fundamental A_{11} e existe casamento de impedância na entrada e saída da rede.

Os termos S e T estão dentro dos conceitos analisados de redes não-lineares (NVNA) e são o diferencial dos parâmetros X. O termo S analisa a resposta do sistema em relação aos harmônicos. O termo S é equivalente aos parâmetros Hot S [17]. O parâmetro Hot S foi a primeira iniciativa de estender os parâmetros S ao comportamento não-linear.

Na medição dos parâmetros Hot S aplica-se um sinal de alta amplitude na entrada da rede e um sinal de baixa amplitude com uma baixa frequência de offset na saída da mesma, que serve como referência de medição do comportamento do sinal. O coeficiente medido, neste caso, é o S_{22} relativo à onda refletida na entrada. De qualquer forma, os parâmetros Hot S são insuficientes para captar as características do dispositivo em situações em que a não-linearidade é alta [16].

O termo T é responsável por complementar este modelo. Este termo leva em consideração essa característica altamente não-linear entre os harmônicos do sinal de entrada e saída, como por exemplo, os efeitos de descasamentos do circuito. A

equação (42) mostra que o termo T não é calculado em relação a frequência fundamental do sinal, sendo essa função do termo F do modelo PHD.

$$X_{p1,m1}^{(T)}(|A_{11}|) = 0 \quad (42)$$

A estrutura gráfica do modelo PHD em relação aos seus 3 termos pode ser descrita na Fig. 11.

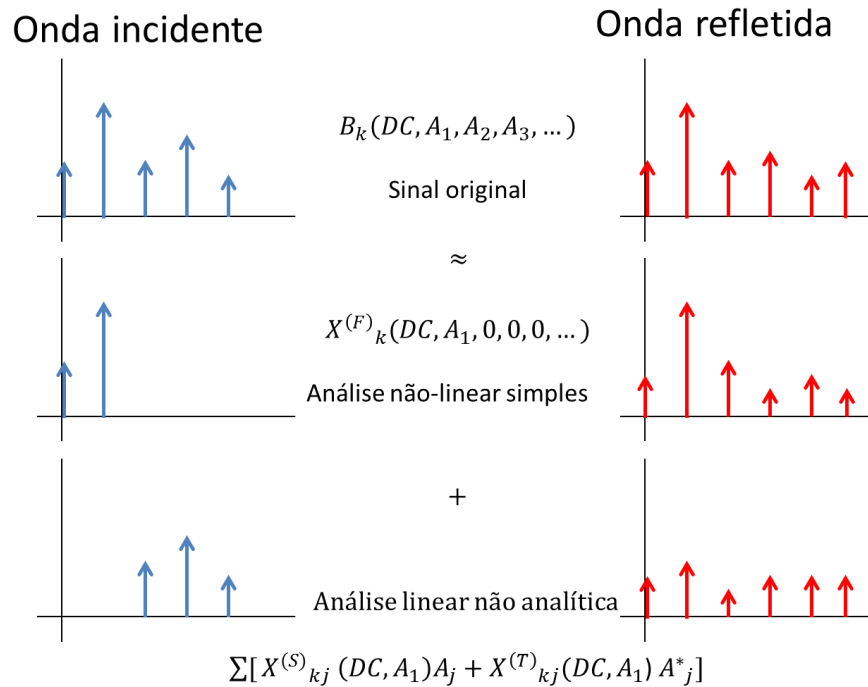


Figura 11 - Estrutura gráfica do modelo PHD.

Dessa forma, a onda incidente no circuito não-linear é analisada em duas partes. O termo F analisa o sinal composto apenas pelo espectro da frequência fundamental e os harmônicos e produtos de intermodulação são analisados pelos termos S e T.

4.3 - *Nonlinear vector network analyser (NVNA)*

Também conhecido como *large signal network analyser* (LSNA), o aparelho de medida NVNA surgiu como uma extensão do VNA. Um clássico VNA tem a função de caracterizar os componentes de micro-ondas medindo seus parâmetros S. Como já explicado anteriormente, os parâmetros S são baseados no princípio de superposição e só podem representar precisamente os dispositivos operando em regime linear.

O objetivo do NVNA é ir além dos parâmetros S e caracterizar circuitos não-lineares de forma precisa. Para isso, foram desenvolvidos instrumentos que analisam essas características, incluindo um software que representa o comportamento não-linear em um simulador.

A tecnologia do NVNA é fundamentada pela combinação de duas transformações: entre o valor absoluto de todas as componentes espectrais da onda (harmônicos e distorções de intermodulação) e a sua relação tensão-corrente, sendo estas expressas no domínio do tempo e no domínio da frequência.

Assim que são medidas as componentes espectrais das ondas, um simulador interno do aparelho simula e analisa as formas de onda da corrente e da tensão nos terminais do amplificador de potência. O NVNA é capaz de converter a forma de uma componente da onda medida em uma representação tensão-corrente. A relação de tensão e corrente entre as ondas A e B é apresentada nas equações (43) – (46):

$$A = \frac{V + Z_c I}{2} \quad (43)$$

$$B = \frac{V - Z_c I}{2} \quad (44)$$

$$V = A + B \quad (45)$$

$$I = (A - B)/Z_c \quad (46)$$

A segunda transformação relaciona a análise do sinal no domínio do tempo e no domínio da frequência. A fim de caracterizar as ondas nos terminais de um amplificador, o NVNA mede os componentes espectrais das ondas A e B. Considerando que a onda medida apresenta harmônicos e distorções de

intermodulações, além da frequência fundamental, a transformação entre o domínio do tempo e da frequência só pode ser feita de forma precisa se a amplitude e fase de cada componente espectral for medida. Como não é possível determinar a fase entre componentes espectrais de mesma frequência, embora seja possível determinar a relação de fase entre as componentes do sinal que possuem frequências diferentes. A informação sobre a fase das componentes espectrais do sinal é a principal característica do NVNA, pois permite representar a onda no domínio do tempo e da frequência de forma precisa.

Além da caracterização do sinal no domínio do tempo e da frequência, o NVNA fornece sua representação no domínio do envelope [18]. Esta técnica é baseada na representação do sinal como um espectro que varia no tempo e é muito utilizada na análise de sinais modulados.

4.3.1 - Estrutura interna do NVNA

O esquema interno de um NVNA é mostrado na Fig. 12 [3]:

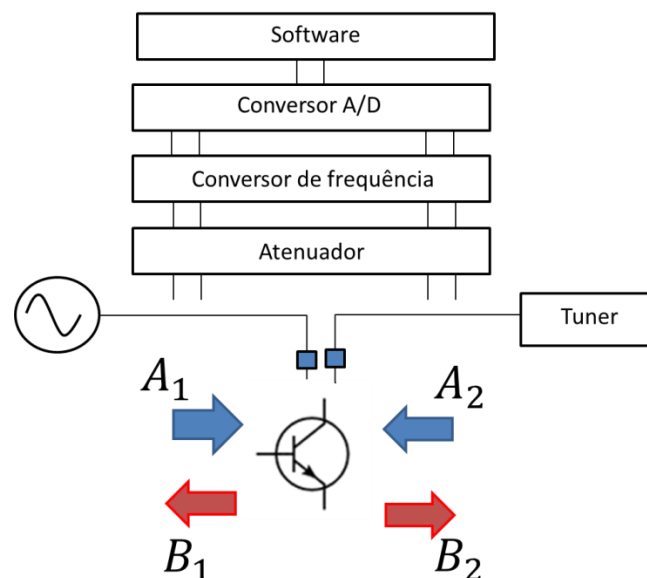


Figura 12 - Estrutura interna do NVNA [3].

Pode-se observar que quatro acopladores são utilizados para medir as componentes espectrais das ondas A e B em cada porta do dispositivo. Primeiramente, o sinal é atenuado. Em seguida, o sinal passa por um conversor de

frequência RF – IF. Este conversor é baseado no princípio de amostragem harmônica que converte proporcionalmente todas suas componentes espectrais a uma frequência menor que 4 MHz. Um conversor A/D digitaliza o sinal resultante que em seguida é processado por um software do aparelho. Este software realiza os processos necessários para transformar o sinal e apresentá-lo nos displays em alguma de suas formas possíveis.

O conversor de frequência é a etapa principal do esquema de processamento do sinal. Um sintetizador digital controla quatro amostras de sinais de frequência próxima a 20 MHz (frequência do oscilador local) através de quatro chaves. Considerando que seja preciso medir um sinal de frequência fundamental igual a 1 GHz acrescida de seu segundo e terceiro harmônico, o sintetizador aplica uma das amostras com frequência 19,98 MHz no sinal a ser medido de forma que sua quinquagésima frequência harmônica seja 999 MHz. Esta componente se mistura com a frequência fundamental do sinal resultando em um produto de frequência de 1 MHz na saída do conversor. O centésimo harmônico do oscilador local, que possui frequência igual a 1998 MHz, mistura-se com o segundo harmônico do sinal medido resultando em um produto de frequência igual a 2 MHz na saída do conversor. Considerando essa relação entre o sinal do oscilador local e o sinal medido, o sinal resultante na saída do conversor será uma cópia do sinal medido com frequência fundamental de 1 MHz acrescido de seu segundo e terceiro harmônico [3]. Depois de ser digitalizado e processado, o sinal pode ser recomposto em sua forma original pela técnica descrita em [19].

Conforme explicado, o NVNA mede a amplitude e fase de todas as componentes espectrais da onda incidente e refletida. Aplicando-se uma transformada inversa de Fourier, obtêm-se a representação da mesma no domínio do tempo. Através das medições com o NVNA, é possível medir todo tipo de comportamento não-linear do aplicativo. Um software interno do aparelho gera um arquivo que contém essas medidas não-lineares no formato de parâmetros X.

4.4 - Advanced design system (ADS)

Advanced design system (ADS) é um software desenvolvido pela Agilent EEs of EDA, uma das unidades da Agilent Technologies. Este software possui ferramentas específicas para o desenvolvimento e simulação de dispositivos de micro-ondas [20].

O ADS possui uma série de ferramentas que ajudam o desenvolvedor a caracterizar, simular e aperfeiçoar o design dos produtos. O sistema interno do programa possui simuladores de circuito, das ondas eletromagnéticas e do sistema como um todo. O ADS inclui a caracterização e simulação de circuitos não-lineares através dos parâmetros X.

Com os benefícios dessa nova tecnologia somados ao aparelho de medição NVNA, é possível fazer o *download* do *design kit* de um determinado dispositivo pelo site de seu fabricante e simulá-lo de forma precisa. Neste caso, os *design kits* fornecem os parâmetros X do dispositivo, que podem ser obtidos através de sua medição pelo NVNA ou pela sua simulação no próprio software ADS.

A simulação de circuitos não-lineares no ADS é feita através da análise do circuito em relação ao modelo matemático PHD e, dessa forma, são gerados os parâmetros X. Os parâmetros X dos circuitos podem ser analisados através do balanço harmônico [13], que captura a magnitude e fase dos harmônicos no domínio da frequência e os efeitos do descasamento do circuito, ou através da análise do seu envelope complexo [18], análise que simula precisamente sinais compostos por diferentes frequências de banda estreita (Ex. sinal de amplitude modulada). A partir dessas análises, o software proporciona displays contendo o resultado das simulações em relação ao ganho, distorções harmônicas, PAE, contornos *load-pull*, entre outros.

5 - Simulações

Neste projeto, foram realizadas simulações com o objetivo de caracterizar um circuito de micro-ondas pelos seus parâmetros X, além de poder ser observada a precisão dessa tecnologia. As simulações foram divididas em duas partes: a primeira consiste na análise de amplificadores de micro-ondas submetidos a sinais de alta amplitude, e a segunda parte consiste na análise de um amplificador de potência formado a partir de transistores BJTs, simulados a partir de seus parâmetros X e seus parâmetros S, como forma de comparação dos dois métodos.

5.1 - Análise de circuito de micro-ondas submetido a sinal de alta amplitude

5.1.1 - Dispositivos

Na primeira simulação, foi utilizado o amplificador ZX60-2522M de micro-ondas. Este amplificador é do tipo coaxial. O amplificador opera na faixa de tensão de 2,8 a 5 V e sua faixa de frequência de operação é de 0,5 a 2,5 GHz. As características deste amplificador em relação a sua frequência e tensão de operação foram obtidas pelas suas especificações [21] e são mostradas na Fig. 13:

FREQUÊNCIA (MHz)	GANHO (dB)		DIRETIVIDADE (dB)		VSWR DE ENTRADA (:1)		VSWR DE SAÍDA (:1)		FIGURA DE RUÍDO (dB)		GANHO COMPRIMIDO (dBm)	
	2.8V	5V	2.8V	5V	2.8V	5V	2.8V	5V	2.8V	5V	2.8V	5V
500.00	17.44	18.83	27.10	23.74	2.59	2.48	2.12	2.09	3.37	3.29	14.88	19.61
700.00	19.46	21.26	23.93	21.85	1.82	1.70	1.47	1.38	3.07	2.99	15.20	19.78
1000.00	20.37	22.64	20.23	19.23	1.34	1.20	1.45	1.12	2.90	2.86	15.47	19.55
1200.00	20.69	23.17	18.98	18.22	1.21	1.13	1.60	1.26	2.96	2.89	15.25	19.01
1500.00	20.87	23.68	17.04	15.87	1.12	1.17	1.85	1.49	3.02	2.95	15.13	18.55
1700.00	20.84	23.71	16.06	16.05	1.08	1.15	1.99	1.65	3.04	2.98	14.78	18.03
2000.00	20.78	23.45	15.45	15.60	1.08	1.07	2.15	1.80	3.17	3.06	14.72	17.75
2200.00	20.17	22.62	15.71	16.17	1.17	1.14	2.23	1.83	3.25	3.14	14.91	17.43
2300.00	20.05	22.29	15.00	15.51	1.24	1.21	2.25	1.83	3.21	3.08	15.00	17.27
2500.00	19.40	21.29	15.46	16.36	1.39	1.38	2.26	1.80	3.30	3.15	15.02	17.38

Figura 13 - Características do amplificador ZX60-2522M em relação a sua frequência de operação.

Na segunda simulação, além do amplificador ZX60-2522M foi utilizado o amplificador de micro-ondas ZFL-11AD. Este amplificador é também utilizado em telefonia móvel, comunicação de satélites e GPS. Possui uma faixa de frequência de operação de 2 a 2000 MHz e opera no máximo até 16 V. Suas características são descritas na Fig. 14 e pelas especificações do dispositivo [22].

MODELO	FREQUÊNCIA (MHz)		GANHO (dB)		
	f_L	f_U	Min.	m	Faixa
ZFL-11AD	2	2000	8	± 0.5	± 1.3

Figura 14 - Características do amplificador ZFL-11AD.

O software utilizado para simulação foi o *advanced design system* (ADS) versão 2011.05. O microcomputador utilizado possui processador AMD Turion™ X2 Dual-Core Mobile RM-70 2.00GHz 64-bit com memória 3,0 GB RAM 800 MHz DDR2 com o sistema operacional Windows 7 Professional 64-bit.

5.1.2 - Método

As simulações dos amplificadores ZX60-2522M e ZFL-11AD foram desenvolvidas por meio do software ADS através do balanço harmônico do sistema. A simulação através do balanço harmônico fornece uma visão introdutória do comportamento dos harmônicos do sinal representados pelos parâmetros X do circuito. Estas simulações foram feitas variando-se a frequência e potência do sinal de entrada.

5.1.3 - Resultados e discussões

O primeiro circuito de simulação montado é apresentado na Fig. 15.

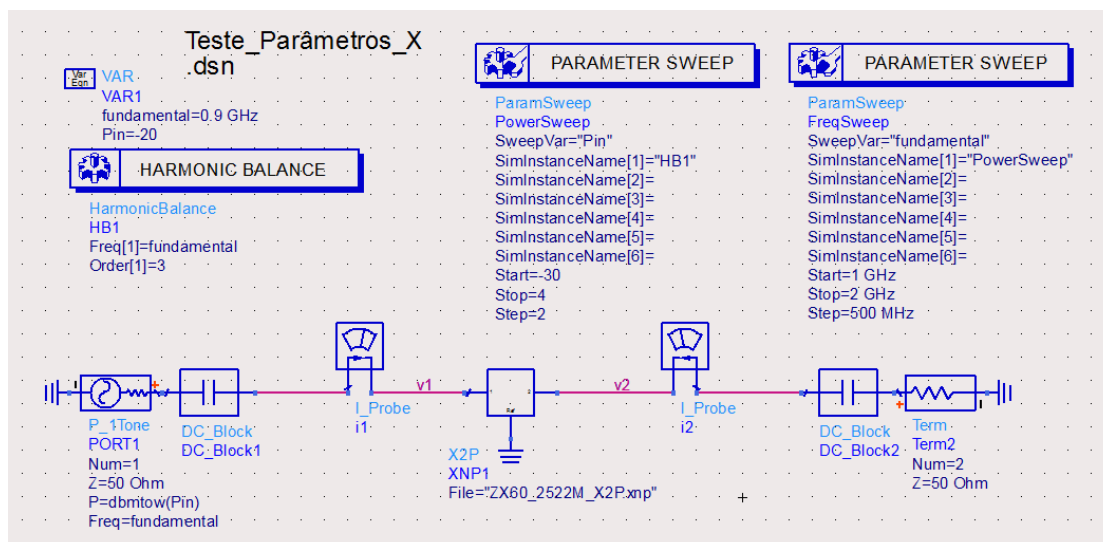


Figura 15 - Circuito de simulação do amplificador ZX60-2522M.

O amplificador ZX60-2522M é representado pelo bloco X2P. As ondas refletidas pelo circuito são analisadas na saída e entrada do amplificador.

A simulação foi feita com impedâncias de carga e de fonte iguais a 50Ω e consiste na análise das ondas refletidas na entrada e saída do amplificador submetido a um sinal de frequência 1,5 GHz. A tensão de operação do amplificador de micro-ondas foi estipulada, neste caso, como 4,5 V. O resultado obtido é mostrado nas Figs. 16, 17 e 18.

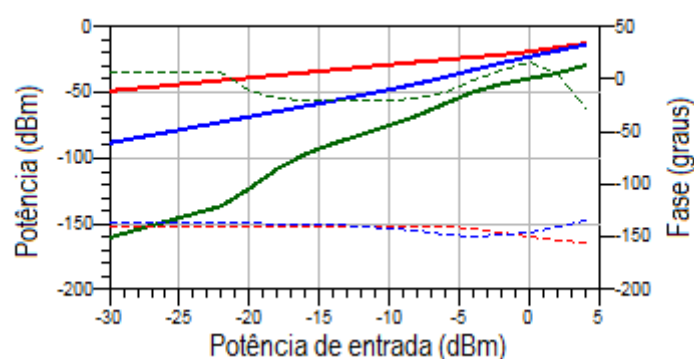


Figura 16 – Componentes da onda refletida na entrada do amplificador em dBm. A linha contínua representa a potência e a linha tracejada a fase da componente. A cor vermelha está relacionada a frequência fundamental, a azul ao segundo harmônico e a verde ao terceiro harmônico.

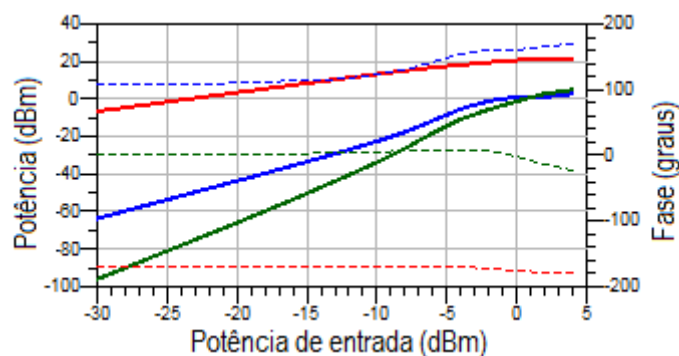


Figura 17 - Componentes da onda refletida na saída do amplificador em dBm. A linha contínua representa a potência e a linha tracejada a fase da componente. A cor vermelha está relacionada à frequência fundamental, a azul ao segundo harmônico e a verde ao terceiro harmônico.

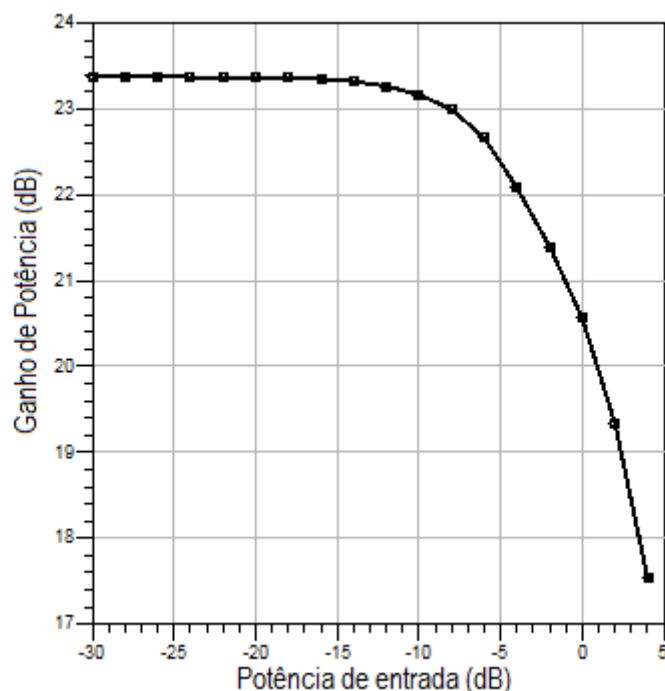


Figura 18 - Ganho de potência do amplificador em dB.

Na Figura 16, a linha contínua vermelha representa a potência do primeiro harmônico em dBm do sinal refletido na entrada do amplificador (b_{11}) e a linha tracejada vermelha representa a sua fase em graus. As linhas azuis estão relacionadas ao segundo harmônico (b_{12}) e as verdes ao terceiro (b_{13}). De forma análoga, a Figura 17 apresenta os harmônicos (b_{21} , b_{22} , b_{23}) do sinal refletido na saída do amplificador. O gráfico é obtido com a variação da potência do sinal de entrada.

Considerando que o circuito foi submetido a um sinal de frequência fundamental de 1,5 GHz, percebe-se por essa simulação a caracterização das componentes harmônicas do sinal, que são geradas pelas características não-lineares do circuito. Além disso, observa-se que a potência dos harmônicos do sinal aumenta com o aumento da potência do sinal de entrada, evidenciando que as características não-lineares acentuam-se em circuitos de micro-ondas submetidos a sinais de potência elevada.

Pela Figura 18, pode-se verificar que o amplificador submetido ao sinal de 1,5 GHz possui um valor de ganho estável quando a potência do sinal de entrada varia de -30 dB a -15 dB. Este ganho é calculado pela relação do sinal de entrada na rede (a_1) e o sinal refletido na saída (b_2). Analisando as características do amplificador ZX60-2522M operando na frequência 1,5 GHz (Fig. 13), observa-se que o ganho é de 20,87 dB (operando em 2,8 V) e 23,68 dB (operando em 5 V). Na faixa de ganho estável, o dispositivo apresenta um ganho de aproximadamente 23,4 dB pela simulação, valor que está de acordo com suas especificações. Por essa análise, percebe-se também a precisão do modelo.

Considerando duas redes em cascata, o descasamento de impedância na ligação (entre a entrada de uma rede e saída de outra) resultará em um determinado coeficiente de reflexão para cada porta e este, influenciará no sinal. Os parâmetros X são capazes de caracterizar corretamente este tipo de descasamento de impedâncias. Aliada à sua habilidade de considerar os efeitos não-lineares do sinal, pode-se simular dispositivos operando em cascata de forma precisa. Isto significa que se forem medidos os parâmetros X de determinados dispositivos individualmente, é possível calcular os parâmetros X de qualquer cascata formada por eles e, dessa forma, simular o circuito equivalente.

A segunda simulação busca evidenciar essa capacidade dos parâmetros X em caracterizar de forma precisa circuitos em cascata. O circuito montado para esta análise é mostrado a seguir:

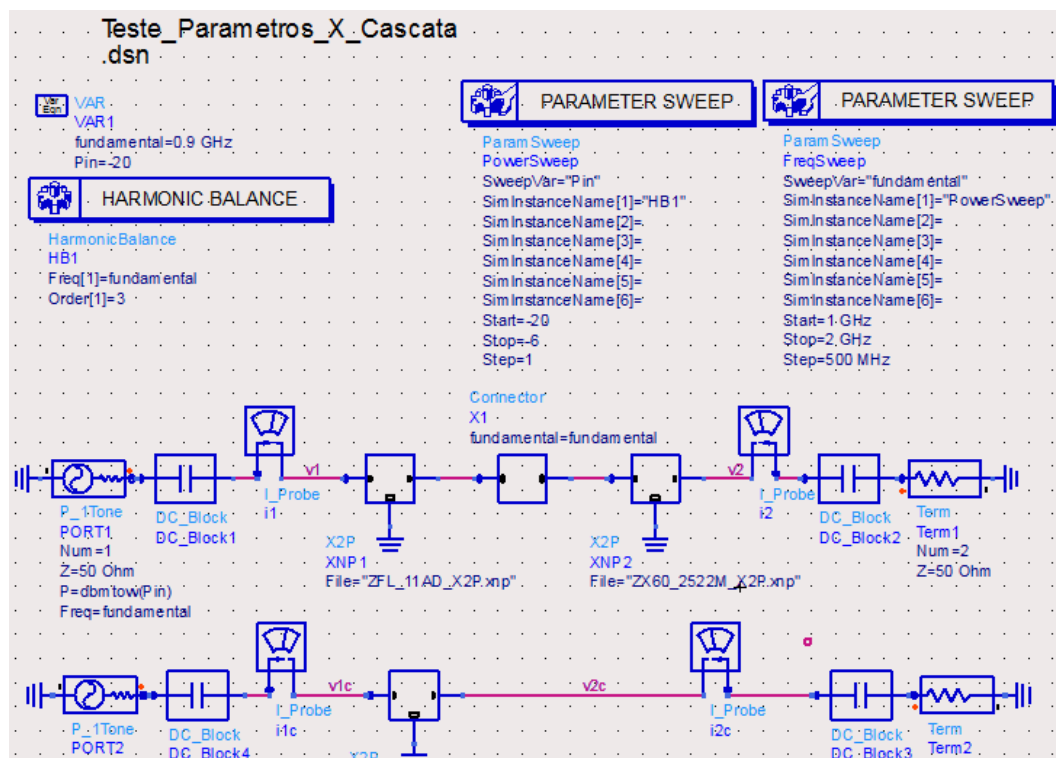


Figura 19 - Circuito de simulação de redes em cascata.

O primeiro circuito da Figura 19 representa o amplificador ZX60-2522M ligado em cascata por um conector de micro-ondas ao amplificador ZFL-11AD. Dois amplificadores diferentes foram utilizados para mostrar a versatilidade dos parâmetros X. Neste caso, as ondas refletidas pelo circuito são analisadas na entrada e saída da associação em cascata e o sistema é analisado pelo balanço harmônico. O circuito de baixo na Fig. 19 possui apenas um dispositivo que representa o circuito equivalente formado a partir da associação em cascata dos amplificadores de micro-ondas. Os dois circuitos são simulados a partir dos parâmetros X que os caracterizam.

A simulação, nos dois casos, foi feita com impedâncias de carga e de fonte iguais a 50Ω e um sinal de entrada de frequência igual a 2 GHz. Os gráficos gerados foram obtidos através da variação da potência do sinal de entrada. Os resultados são mostrados nas Figs. 20, 21 e 22:

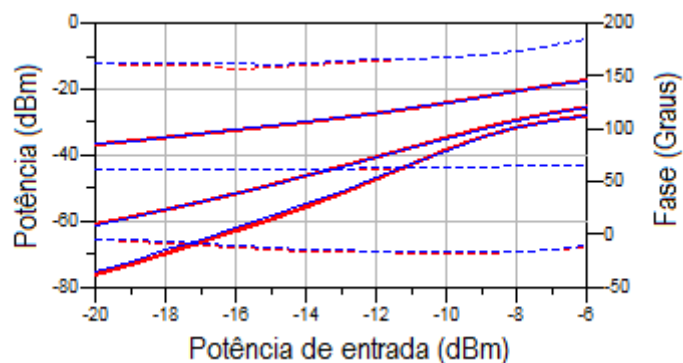


Figura 20 - Componentes das ondas refletidas nas entradas dos amplificadores em dBm. A linha contínua representa a potência e a linha tracejada a fase da componente.

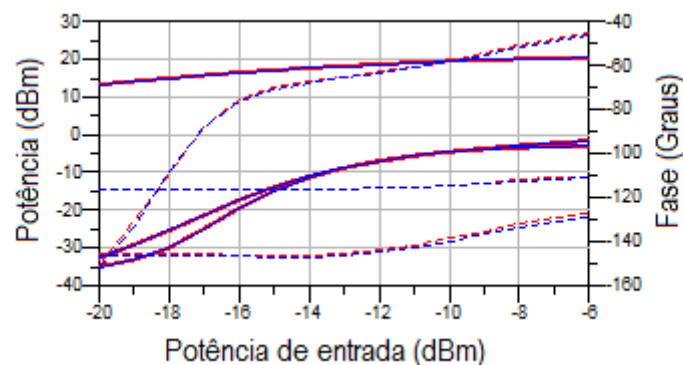


Figura 21 - Componentes das ondas refletidas nas saídas dos amplificadores em dBm. A linha contínua representa a potência e a linha tracejada a fase da componente.

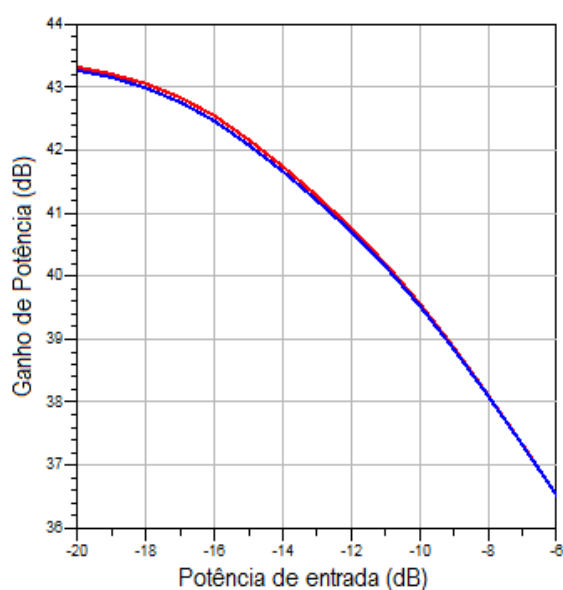


Figura 22 - Ganhos de potência dos circuitos em dB.

Na Figura 20, as linhas vermelhas representam a potência e fase dos harmônicos do sinal refletido na entrada da associação em cascata, e as linhas azuis estão relacionadas ao sinal refletido na entrada do amplificador, representado pelo circuito equivalente da associação. De forma análoga, a Figura 21 apresenta os sinais refletidos na saída de cada caso.

Esse exemplo compara a simulação de componentes em cascata com a simulação do circuito equivalente da associação, demonstrando a correta caracterização dos efeitos não-lineares relacionados a este tipo de ligação pelos parâmetros X . O efeito de descasamento existente entre os dois amplificadores em cascata é a principal característica não-linear associada a este tipo de ligação e, conforme explicado anteriormente, os parâmetros X são capazes de descrever este tipo não-linearidade. Sabendo que o amplificador da segunda simulação é formado pelo circuito equivalente da associação, evidencia-se a precisão do modelo pela semelhança dos resultados.

5.2 - Análise comparativa entre os parâmetros S e os parâmetros X

5.2.1 - Dispositivos

Nesta etapa experimental, foi utilizado um amplificador de potência formado a partir de transistores BJTs. O circuito interno desse amplificador é mostrado na Fig. 23:

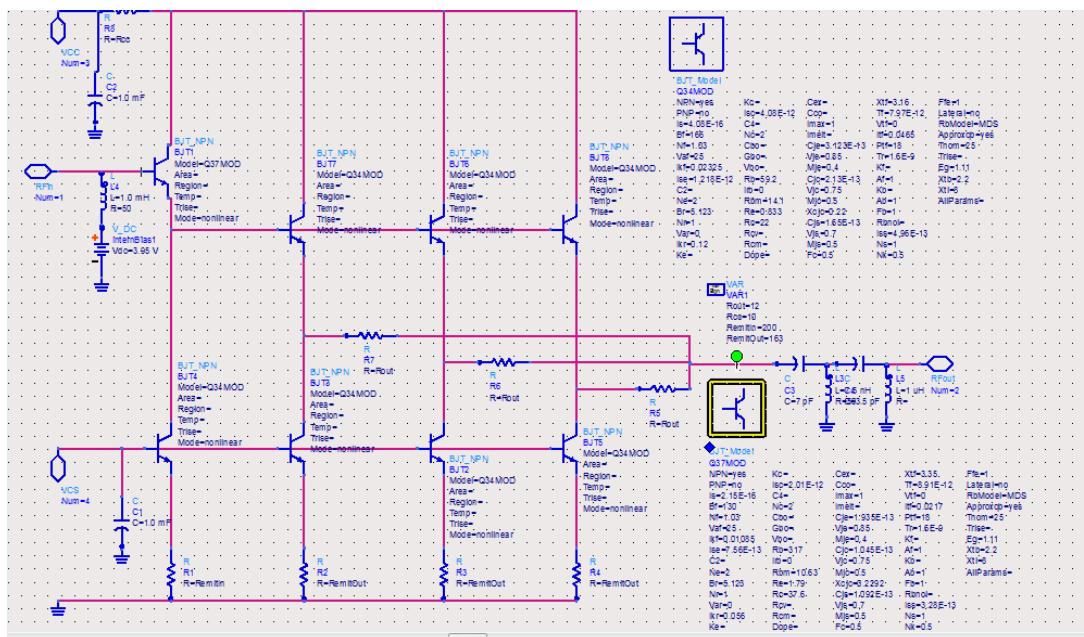


Figura 23 - Circuito interno do amplificador formado por transistores BJTs.

Esse amplificador é composto por dois modelos de transistores NPN BJT's, o Q34MOD e o Q37MOD. O software utilizado para simulação foi o *advanced design system* (ADS) versão 2011.05. O microcomputador utilizado trata-se de um processador AMD Turion™ X2 Dual-Core Mobile RM-70 2.00GHz 64-bit com memória 3,0 GB RAM 800 MHz DDR2 com o sistema operacional Windows 7 Professional 64-bit.

5.2.2 - Métodos

As simulações do amplificador de potência foram desenvolvidas pelo software ADS através do balanço harmônico do sistema. Foi utilizada a ferramenta *Smart simulation* do programa que apresenta diferentes tipos de simulações.

A Figura 24 apresenta o esquema da análise do amplificador pelo *Smart simulation*. No *Set up* (Fig. 25) define-se as simulações que o amplificador será submetido.

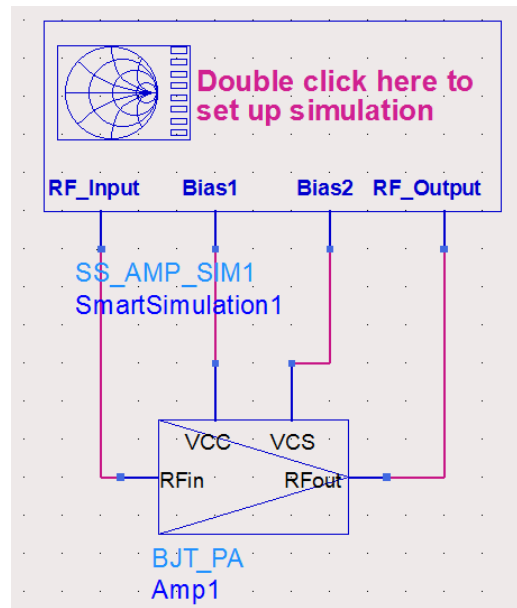


Figura 24 - Amplificador analisado pelo *Smart simulation*.

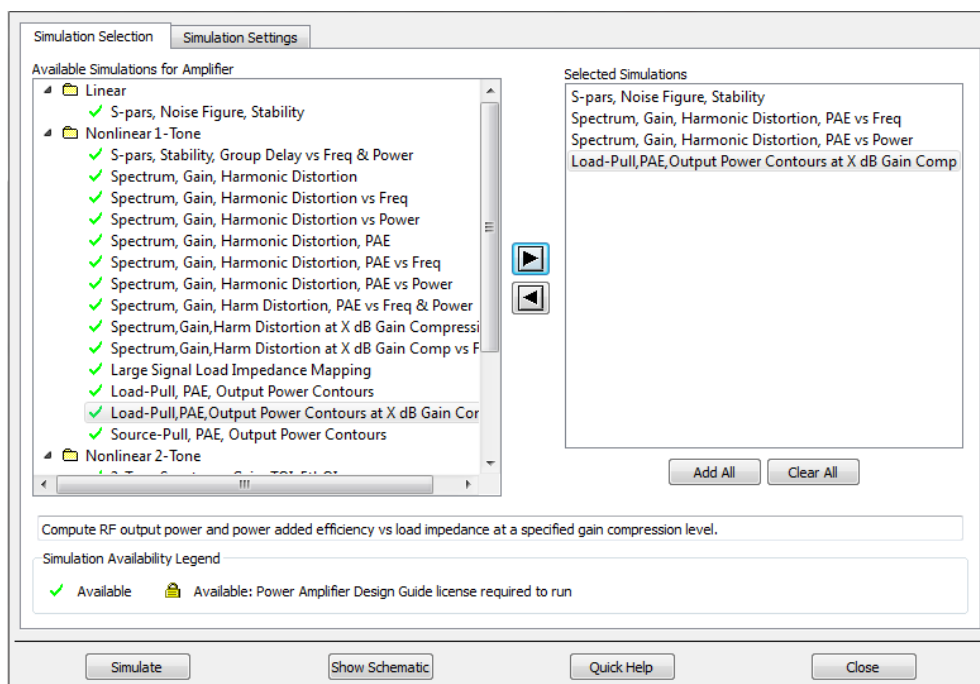


Figura 25 – Possíveis simulações do *Smart simulation*.

Na simulação por parâmetros X, foi analisado o balanço harmônico do sistema, caracterizando a frequência fundamental e os harmônicos do sinal de saída do amplificador. Pela simulação por parâmetros S, o circuito é considerado um modelo linear, não havendo a caracterização dos harmônicos do sinal.

5.2.3 - Resultados e discussões

As simulações foram realizadas com as seguintes características:

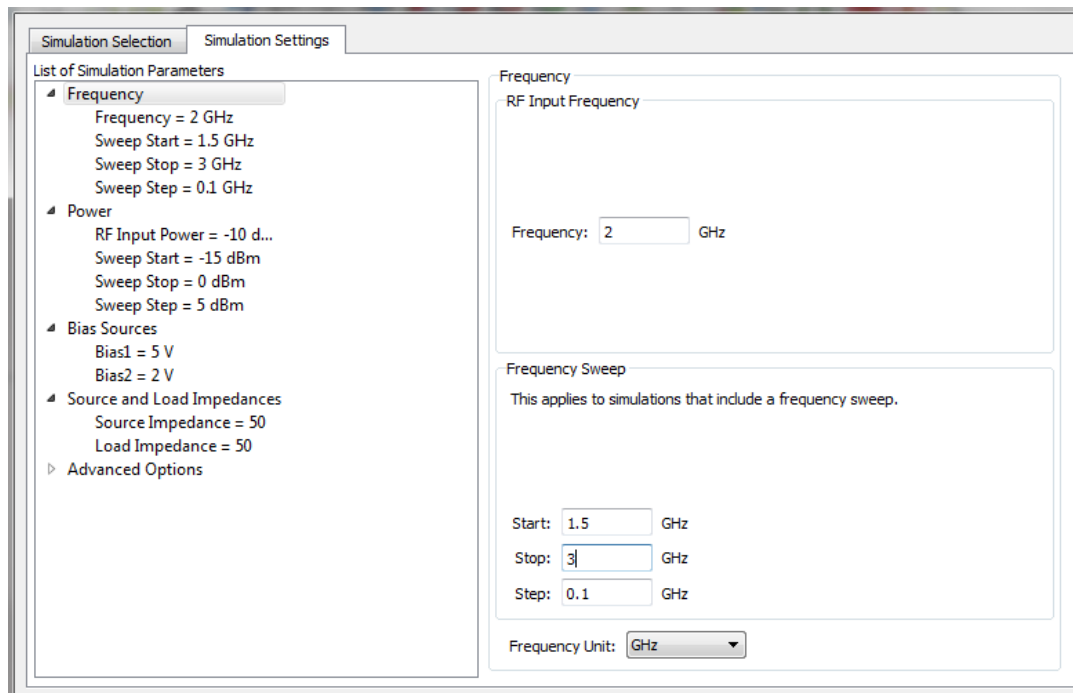


Figura 26 - Parâmetros da simulação.

O circuito foi analisado a partir da variação da frequência do sinal de entrada de 1,5 a 3 GHz e da variação da potência do sinal de entrada de -15 a 5 dBm. As tensões de alimentação do amplificador como 2 e 5 V, e as impedâncias da fonte e da carga são 50 Ω .

Simulando o circuito por seus parâmetros X através do balanço harmônico do sistema, o sinal de saída apresentou as seguintes características mostradas nas Figs. 27 a 31.

Frequência Fundamental (Hz)	Potência de Saida na Frequência Fundamental (dB)	Ganho de Potência Transdutivo (dB)
1.50 G	-1.55	8.45
1.60 G	-470. m	9.53
1.70 G	658. m	10.7
1.80 G	1.70	11.7
1.90 G	2.23	12.2
2.00 G	2.11	12.1
2.10 G	1.65	11.7
2.20 G	994. m	11.0
2.30 G	193. m	10.2
2.40 G	-726. m	9.27
2.50 G	-1.73	8.27

Figura 27 - Características do amplificador em relação a frequência do sinal de entrada.

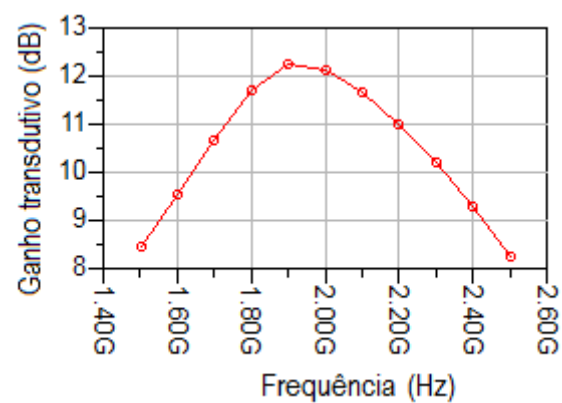


Figura 28 - Ganho de potência transdutivo em dB.

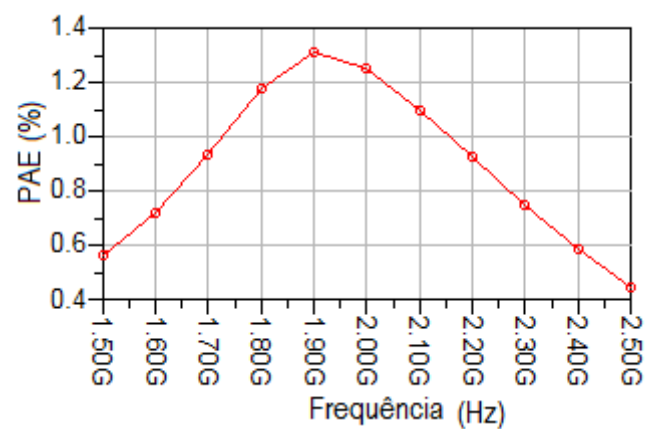


Figura 29 - PAE em %.

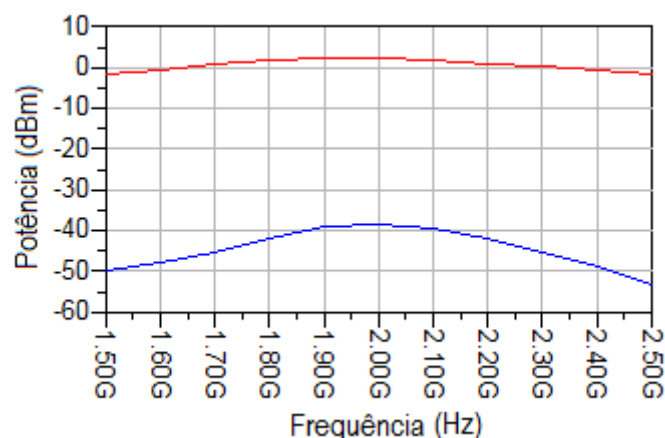


Figura 30 - Potência da frequência fundamental (vermelho) e do terceiro harmônico (azul) do sinal de saída em dBm.

Frequência Fundamental (Hz)	Segundo Harmônico (dBc)	Terceiro Harmônico (dBc)	Quarto Harmônico (dBc)	Quinto Harmônico (dBc)
1.50 G	-35.0	-48.2	-72.3	-76.3
1.60 G	-35.3	-47.2	-65.3	-71.3
1.70 G	-35.1	-45.8	-58.5	-66.2
1.80 G	-33.2	-43.7	-52.6	-61.7
1.90 G	-30.2	-41.4	-48.9	-59.7
2.00 G	-29.4	-40.7	-48.2	-59.9
2.10 G	-30.2	-41.4	-48.7	-60.6
2.20 G	-31.6	-43.0	-50.1	-61.5
2.30 G	-33.0	-45.4	-52.0	-63.1
2.40 G	-34.0	-48.3	-54.4	-65.3
2.50 G	-34.4	-51.5	-57.2	-67.9

Figura 31 - Características do sinal de saída em relação a frequência do sinal de entrada.

Através destas análises, percebe-se a variação do ganho de potência transdutivo do amplificador em relação a frequência de operação. O PAE do circuito aumenta junto com o ganho de potência transdutivo, obtendo seu valor máximo de 12,3 % por volta da frequência de 1,9 GHz. Observam-se pela Figura 31 as características de cada harmônico do sinal em relação às frequências de operação.

A Figura 30 apresenta a potência em dBm da frequência fundamental e do terceiro harmônico do sinal de saída. O pico de potência desses dois espectros ocorre em torno de 2 GHz.

Ao se analisar o sinal de saída do amplificador em 2 GHz, os resultados obtidos são mostrados na Fig. 32.

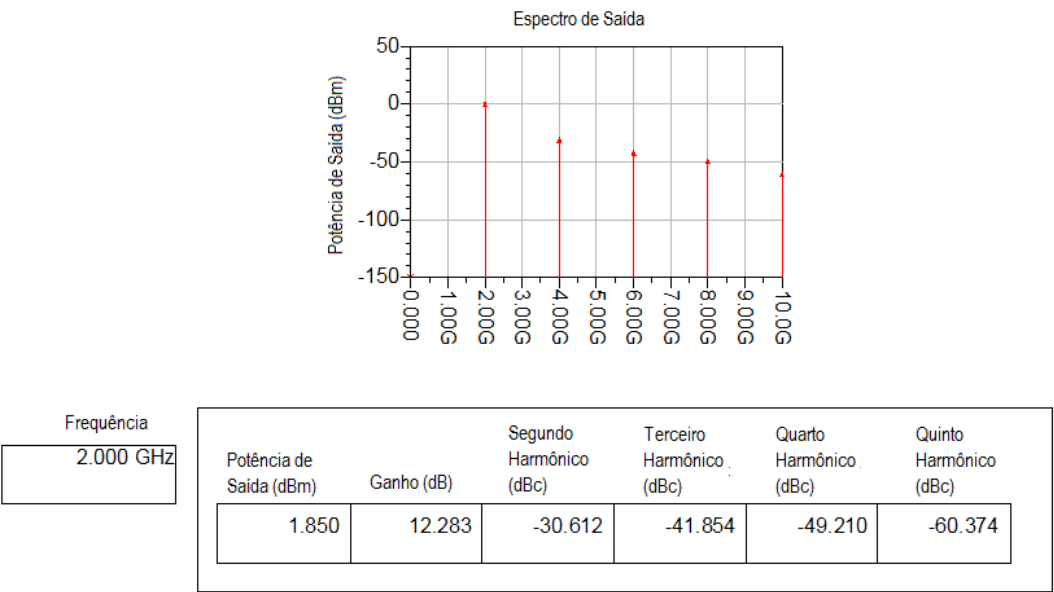


Figura 32 - Características do sinal de saída do amplificador a 2 GHz.

Sendo o sinal de entrada composto apenas pela sua frequência fundamental de 2 GHz, a não-linearidade é evidenciada pela potência de cada harmônico do sinal. O ganho do amplificador nessa frequência de operação é 12,283 dB. Pode-se observar pela Fig. 32 a característica de cada componente do sinal.

O mesmo amplificador foi simulado a partir dos seus parâmetros S. Os resultados obtidos são mostrados nas Figs. 33 e 34.

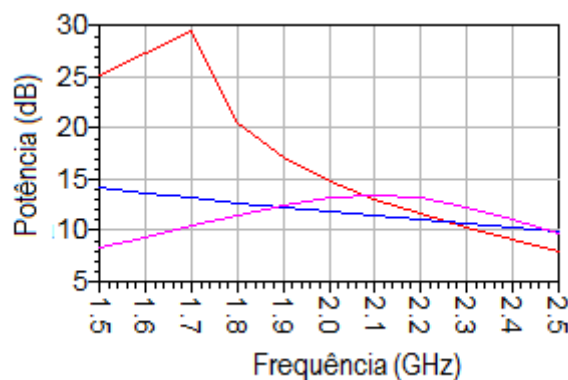


Figura 33 - Máximo ganho disponível (azul) em dB, ganho de potência associado com casamento conjugado (vermelho) em dB e o coeficiente S_{21} em dB.

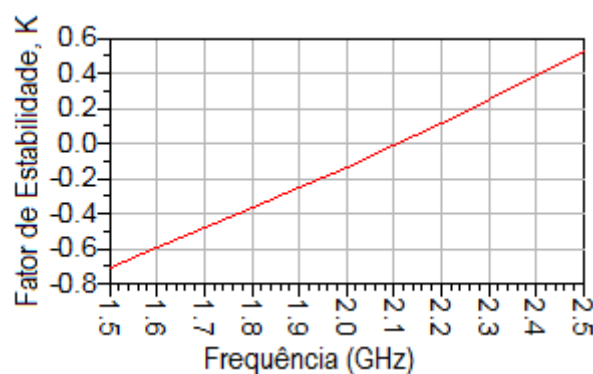


Figura 34 - Fator de estabilidade, K.

Neste caso, o amplificador é representado por um modelo linear, não considerando as características não-lineares. Os harmônicos do sinal não são analisados e, conseqüentemente, a simulação não é precisa. Ao se analisar somente a frequência de operação de 2 GHz, os resultados são mostrados na Fig. 35.

Frequência	dB(S11)	dB(S12)	dB(S21)	dB(S22)	Fator de Estabilidade
2.000 GHz	4.025	-10.432	13.224	2.615	StabK1
					-0.134

Figura 35 - Características do amplificador a 2 GHz.

Na Figura 35 são apresentados os valores em dB dos coeficientes da matriz S que caracterizam o circuito. O ganho do circuito em 2 GHz é 11,828 dB. Quando analisado pelos parâmetros X o mesmo circuito apresentou um ganho de 12,83 dB

nessa frequência de operação. Essa diferença é dada pela consideração, por parte dos parâmetros X, das características não-lineares do circuito submetido a um sinal de alta amplitude.

Pode-se observar pelas diferenças das duas simulações que os parâmetros X representam um modelo de caracterização de circuito de alta frequência mais completo e preciso do que os parâmetros S, considerando os efeitos da não-linearidade do circuito e apresentando as características de cada componente do sinal.

6 - Conclusão

Pode-se concluir após as simulações realizadas que os parâmetros X representam um modelo preciso e completo na análise de circuitos de alta frequência. O aparelho de medição *nonlinear vector network analyser* (NVNA) da empresa Agilent Technologies, sua capacidade de medição e extração dos parâmetros X e a habilidade de simular e compilar os componentes do modelo PHD pelo *software advanced design system* (ADS), são capazes de caracterizar circuitos de micro-ondas submetidos a sinais de alta e baixa amplitudes.

Observou-se que a simulação de circuitos não-lineares por meio de seus parâmetros X apresenta uma resposta completa, mostrando as características de todas as componentes do sinal observado. Adicionalmente, este tipo de simulação considera os efeitos não-lineares relacionados ao circuito, inclusive os efeitos de descasamento associado a amplificadores em cascata.

. Pela simulação do amplificador formado a partir de transistores BJTs por meio dos parâmetros S e X do circuito, pôde-se evidenciar a vantagem dos parâmetros X referente à caracterização dos efeitos não-lineares do dispositivo, proporcionando uma análise mais precisa e completa que os parâmetros S. Dessa forma, conclui-se que essa nova tecnologia desenvolvida pela empresa Agilent Technologies é, atualmente, a principal ferramenta de análise de circuitos de micro-ondas.

7 - Referências Bibliográficas

- [1] A. C. César. “Notas de aula da Disciplina SEL0369- Micro-ondas”, Escola de Engenharia de São Carlos – USP.
- [2] Jan Verspecht, and D. E. Root, “*Polyharmonic Distortion Modeling*” IEEE Microwave Magazine, vol. 7, no. 3, pp.44-57, Junho de 2006.
- [3] Jan Verspecht, “*Large-signal network analysis*”, IEEE Microwave Magazine, pp. 82-92, dezembro de 2005.
- [4] David E. Root, “*A new paradigm for measurement, nonlinear modeling, and simulation of microwave and RF components*”, Disponível em <http://bwrc.eecs.berkeley.edu/php/pubs/pubs.php/1130/BWRC_Root_April09.pdf> Acesso em: 14 set. 2011.
- [5] D. E. Root; J. Xu; J.Horn; M. Iwamoto; G. Simpson “*Device Modeling with NVNAs and X-parameters*”, Fevereiro de 2010.
- [6] Jason M. Horn; Jan Verspecht; Daniel Gunyan; Loren Betts; David E. Root; Joakim Eriksson “*X-Parameter Measurement and Simulation of a GSM Handset Amplifier*”, Outubro de 2008.
- [7] *Advanced Design System*. Disponível em <<http://www.agilent.com/find/nvna>> Acesso em: 07 out. 2011.
- [8] Andy Howard, “*Using X-Parameter as na Electronic Data Sheet*”. Disponível em <<http://www.youtube.com/watch?v=GPTapJLw9c>> Acesso em: 22 out. 2011.
- [9] D. M. Pozar, *Microwave Engineering*, vol.3, Wiley Interscience, N. Y., 2005.
- [10] T. G. Ruttan, B. Grossman, A. Ferrero, V. Teppati, J. Martens, “*Multiport VNA Measurements*”, Boulder, CO, Junho de 2008.
- [11] G. Gonzalez, *Microwave Transistor Amplifier: Analysis and Design*, 2nd edition, Prentice Hall, N. J., 1997.
- [12] I. Bahl and P. Bhartia, *Microwave Solid-Sate Circuit Design*, Wiley Interscience, N. Y., 1988.
- [13] S. A. Mass, *Nonlinear Microwave Circuits*, Artech House, M.A., 1988.
- [14] G. Simpson, J. Horn, D. Gunyan, D. E. Root, “*Load Pull + NVNA = Enhanced X-Parameters for PA Designs with High Mismatch and Technology-*

Independent Large-Signal Device Models”, Maury Microwave Corporation, Ontario, CA, Março de 2009.

[15] Jan Verspecht and P. Van Esch, “*Accurately characterizing hard nonlinear behavior of microwave components with the nonlinear network measurement system: Introducing nonlinear scattering functions,*” in Proc. 5th Int. Workshop Integrated Nonlinear Microwave Millimeterwave Circuits, Germany, Oct. 1998, pp. 17–26.

[16] G. Sun, Y. Xu, A. Liang, “*The Study of Nonlinear Scattering Functions and X-parameters*”, P. R. China, 2010.

[17] T. Gasseling, D. Barataud, S. Mons, J. M. Nebus, J. P. Villotte, J. J. Obregon, R Quere, “*Hot Small-Signal S-parameters Measurement of Power Transistor Operating Under Large-Signal Conditions in a Load-Pull Enviroment for the Study of Nonlinear Parametric Interactions*”, IEEE Transactions on microwave Theory and Techniques, Vol. 52, No. 3, Março de 2004.

[18] D. J. Williams, J. Leckey, P. J. Tasker, “*Envelope Domain Analysis of Measured Time Domain Voltage and Current Waveforms Provide for Improved Understanding of Factors Effecting Linearity*”, Cardiff University, Cardiff, UK, Fevereiro de 2003.

[19] J. Verspecht, “*The return of the sampling frequency convertor*”, 62nd ArtigoConf. Dig., Boulder, CO, Dezembro de 2003.

[20] A. Howard, “*Agilent NVNA and X-Parameter Simulation in Advanced Design System*”, Disponível em http://wireless.agilent.com/flash/eesof/mmic_videos/nvna_x_parameters/index.html Acesso em: 22 out. 2011.

[21] ZX60-2522M *datasheet*. Disponível em <http://www.digchip.com/datasheets/parts/datasheet/302/ZX60-2522M.php> Acesso em: 22 out. 2011.

[22] ZFL-11AD *datasheet*. Disponível em http://www.innertron.co.kr/images/goods2/mini_circuits/html2/ZFL-11AD.htm Acesso em: 22 out. 2011.