

Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto



**Implementação de um sistema para
optimização de amplificadores de potência
em microondas, baseado num sintonizador
de impedâncias em estado sólido**

Eduardo Lourenço e Sá

Tese submetida no âmbito do
Mestrado Integrado em Engenharia Electrotécnica e de Computadores
Major Telecomunicações

Orientador: Prof. Dr. Henrique Manuel de Castro Faria Salgado

Junho de 2008

A Dissertação intitulada

**“Implementação de um Sistema para Optimização de Amplificadores de
Potência em Microondas, Baseado num Sintonizador de Impedâncias em
Estado Sólido”**

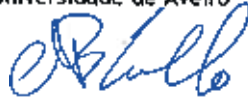
foi aprovada em provas realizadas 16/Julho/2008

o júri

Presidente Professor Doutor Diamantino Rui da Silva Freitas
Professor Associado da Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto



Professor Doutor Nuno Miguel Gonçalves Borges de Carvalho
Professor Associado do Departamento de Electrónica, Telecomunicações e Informática da
Universidade de Aveiro



Professor Doutor Henrique Manuel de Castro Faria Salgado
Professor Associado da Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto



O autor declara que a presente dissertação (ou relatório de projecto) é da sua exclusiva autoria e foi escrita sem qualquer apoio externo não explicitamente autorizado. Os resultados, ideias, parágrafos, ou outros extractos tomados de ou inspirados em trabalhos de outros autores, e demais referências bibliográficas usadas, são correctamente citados.

Autor - Eduardo Lourenço e Sá



Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto

Abstract

Qualquer especialista de sistemas RF dirá que a utilização de amplificadores de potência se torna difícil pois os modelos disponíveis não são capazes de caracterizar o seu funcionamento para potências elevadas. Dessa forma foram desenvolvidas técnicas que pela variação da impedância na saída do amplificador, *load pull*, ou na entrada, *source pull*, permitem avaliar o seu desempenho.

Mais especificamente e com o objectivo de caracterizar amplificadores de potência RF e microondas, em regiões de funcionamento não linear, foi desenvolvido um sistema *load pull* passivo por *stub tuner*, sendo possível com este sintonizador percorrer uma vasta área da carta de Smith

Este trabalho apresenta uma forma de criar um sistema completo de *load* passivo utilizando *stubs*, assim como resultados da sua implementação. Pela variação da impedância e a medição da potência fornecida à carga consegue-se caracterizar um amplificador de potência mesmo na sua região não linear, facilitando desta forma o seu desenho e optimização.

Agradecimentos

Gostaria de agradecer a todos que apoiaram no desenvolvimento deste projecto, pois sem eles não seria possível concluí-lo. Ao Prof. Dr. Henrique Salgado pela disponibilidade e orientação fornecidas. Aos meus colegas Nuno Lima e Marinho Duarte pelos conselhos e apoio. Ao Mário Pereira e Sérgio Rui pela paciência e orientação constantes. Ao Carlos Graf pela disponibilidade e eficiência sempre demonstradas.

Índice

<i>Abstract</i>	iii
Agradecimentos	v
Índice	vii
Lista de Figuras.....	ix
Lista Tabelas.....	xii
1 Introdução	1
1.1 Motivação	3
1.2 Organização	3
1.3 Contribuições.....	4
2 Teoria de engenharia de rádio frequência	5
2.1 Introdução:	5
2.2 Carta de Smith	Erro! Marcador não definido.
2.3 Microstrip	7
2.4 Matriz dos Parâmetros S.....	8
2.5 <i>Stub</i>	9
2.6 Conclusão	11
3 Técnicas de <i>load pull</i>	13
3.1 Introdução	13
3.2 <i>Load pull</i> passivo	14
3.3 <i>Load pull</i> activo.....	16
3.4 <i>Load</i> e <i>source pull</i> Harmónico.....	17
3.5 Técnicas de Pré-Adaptação	20
3.6 <i>Load pull</i> em tempo real	21
3.7 <i>Large Signal Network Analyser</i>	24
3.8 Conclusão	25
4 Sistema de sintonia e medição de potência	27

4.1	Introdução	27
4.2	<i>Stub tuner</i>	27
4.3	<i>Varicap</i>	30
4.3.1	Desenho do Sintonizador	31
4.3.2	Resultados	35
4.4	Acoplador Direccional:.....	37
4.4.1	Desenho do acoplador direccional.....	37
4.4.2	Resultados do amplificador direccional	37
4.5	Detector de Potência	38
4.5.1	Amplificador logarítmico.....	38
4.6	Esquema eléctrico do Max 4000.....	40
4.6.1	Resultados	41
4.7	CPWG	42
4.7.1	CPWG - Desenho	42
4.7.2	CPWG - Implementação:	44
5	Sistema de aquisição de dados e Interface	45
5.1	Introdução	45
5.2	Aquisição de Dados e Controlo:	45
5.3	Interface	46
5.4	Conclusões:	48
6	Conclusões e trabalho futuro	49
6.1	Conclusões finais:.....	49
6.2	Trabalho futuro:	49
7	Bibliografia	50
	Anexo 1 - Características do circuito MAX 4000	52
	Anexo 2 - Dimensões finais do sintonizador	54
	Anexo 3	55

Lista de Figuras

Figura 1 - Linhas de impedância constante e reactância constante	6
Figura 2 - Carta de Smith de impedância e admitância normalizadas	6
Figura 3 - Estrutura física de uma linha de transmissão em Microstrip	7
Figura 4 - Sistema multi-porto	8
Figura 5 - <i>Stub</i> em paralelo (o tracejado mostra que pode ser em circuito aberto ou em curto-circuito)	10
Figura 6 - Sistema de <i>load pull</i> e <i>source pull</i>	Erro! Marcador não definido.
Figura 7 - Classificação dos sistemas baseados em técnicas de <i>load pull</i>	14
Figura 8 - Sintonizador Mecânico da Maury Microwave Corporation	15
Figura 9 - Sintonizador com 3 stubs e linhas de $\frac{1}{4}$ comprimento de onda, proposto em [Mendes:]	15
Figura 10 - Princípio de <i>load pull</i> activo	16
Figura 11 - Diagrama de blocos de um sistema <i>load pull</i> activo para medições a 40GHz, imagem retirada de [Actis: 1989]	17
Figura 12 - Diagrama de blocos de <i>source load</i> harmónico, figura retira de [Maury:2000] ...	18
Figura 13 - Contornos de potência constante por variação da impedância no segundo harmónico, figura retirada de [Gary:1996]	19
Figura 14 - Sistema <i>load pull</i> activo harmónico com sintonia do primeiro e segundo harmónicos, figura retirada de [Blache:1995]	20
Figura 15 - Diagrama de blocos do pré amplificador com ALP e cobertura, figura retirada de [Bouysse:1994].	21
Figura 16 - Cobertura gerada por um sintonizador de <i>load-pull</i> activo em tempo real, figura retirada de [Verbeyst: 2004]	22
Figura 17 - Espectro num sistema de RT-ALP, figura retirada de [Roblin: 2007]	22
Figura 18 - Diagrama de blocos de uma montagem de teste de RT-ALP, com dois tons, figura retirada de [Roblin: 2007]	23
Figura 19 - Sistema de RT-ALP com um tom e com dois tons, figura retirada de [Roblin: 2007]	23
Figura 20 - Medição por RT-ALP com dois tons, com a distância entre os tons inseridos na saída menor na imagem da direita, figura retirada de [Roblin: 2007]	24
Figura 21 - Diagrama de blocos de um LSNA	25
Figura 22 - <i>Stub tuner</i>	27
Figura 23 - Admitância Y_1 para diferentes valores de Y_{var1}	28
Figura 24 - Admitância Y_2 para diferentes Y_{var1}	29

Figura 25 - Admitância Y3 para diferentes valores de Yvar1 e Yvar2	30
Figura 26 - Esquema equivalente de um díodo <i>varicap</i> , inversamente polarizado	31
Figura 27 - Variação da capacidade do <i>varicap</i> , em função da tensão (valores típicos)	31
Figura 28 - Esquemático utilizado para a simulação	32
Figura 29 - Gráfico da primeira simulação.....	33
Figura 30 - Esquema da simulação final.....	33
Figura 31 - Cobertura do desenho final do <i>stub tuner</i>	34
Figura 32 - <i>Layout</i> do <i>stub tuner</i>	35
Figura 33 - Contorno do sintonizador para 2.0GHz, a vermelho estão representadas as impedâncias vistas do porto 1 e a azul estão representadas as impedâncias vistas do porto 2.....	35
Figura 34 Contorno do sintonizador para 1.8 GHz, a vermelho estão representadas as impedâncias vistas do porto 1 e a azul estão representadas as impedâncias vistas do porto 2.....	36
Figura 35 - Fotografia do Sintonizador de Impedâncias	37
Figura 36 - Resultado do amplificador direccional, a vermelho está representado o valor de <i>throw</i> , a azul está representado o valor de acoplamento	38
Figura 37 - Diagrama eléctrico do Max4000	39
Figura 38 - Diagrama de bloco da medida de ganho com um AmpLog.....	40
Figura 39 - Aplicação de referência do circuito Max4000	40
Figura 40 - Circuito interno do MAX400, detector de potência	41
Figura 41 - Esquema eléctrico do detector de potência	41
Figura 42 - Relação entre a potência de entrada, em dBm, com a tensão de saída, em Volts do detector de potência	42
Figura 43 - Fotografia do detector de potência e da pista CPWG	42
Figura 44 - Pista CPWG	43
Figura 45 - Ecrã de simulação do CPWG	43
Figura 46 - Resultado experimental da medição da impedância à entrada dos portos 1, a azul, e 2, a vermelho, na gama de frequências 1.5GHz a 2.5GHz	44
Figura 47 - Montagem não inversora de ganho 2,8	45
Figura 48 - Diagrama de blocos do sintonizador de impedâncias.....	46
Figura 49 - Plataformas utilizadas no desenvolvimento da GUI.....	47
Figura 50 - Interface de controlo do sistema (Matlab)	48
Figura 51 - Dimensões do sintonizador	54
Figura 52 - Contorno do sintonizador para 1.5 GHz, a vermelho estão representadas as impedâncias vistas do porto 1 e a azul estão representadas as impedâncias vistas do porto 2.....	55

Figura 53 - Contorno do sintonizador para 1.6 GHz, a vermelho estão representadas as impedâncias vistas do porto 1 e a azul estão representadas as impedâncias vistas do porto 2.....	55
Figura 54 - Contorno do sintonizador para 1.7 GHz, a vermelho estão representadas as impedâncias vistas do porto 1 e a azul estão representadas as impedâncias vistas do porto 2.....	56
Figura 55 - Contorno do sintonizador para 1.8 GHz, a vermelho estão representadas as impedâncias vistas do porto 1 e a azul estão representadas as impedâncias vistas do porto 2.....	56
Figura 56 - Contorno do sintonizador para 1.9 GHz, a vermelho estão representadas as impedâncias vistas do porto 1 e a azul estão representadas as impedâncias vistas do porto 2.....	57
Figura 57 - Contorno do sintonizador para 2.0 GHz, a vermelho estão representadas as impedâncias vistas do porto 1 e a azul estão representadas as impedâncias vistas do porto 2.....	57
Figura 58 - Contorno do sintonizador para 2.1 GHz, a vermelho estão representadas as impedâncias vistas do porto 1 e a azul estão representadas as impedâncias vistas do porto 2.....	58
Figura 59 - Contorno do sintonizador para 2.2 GHz, a vermelho estão representadas as impedâncias vistas do porto 1 e a azul estão representadas as impedâncias vistas do porto 2.....	58
Figura 60 - Contorno do sintonizador para 2.3 GHz, a vermelho estão representadas as impedâncias vistas do porto 1 e a azul estão representadas as impedâncias vistas do porto 2.....	59
Figura 61 - Contorno do sintonizador para 2.4 GHz, a vermelho estão representadas as impedâncias vistas do porto 1 e a azul estão representadas as impedâncias vistas do porto 2.....	59
Figura 62 - Contorno do sintonizador para 2.5 GHz, a vermelho estão representadas as impedâncias vistas do porto 1 e a azul estão representadas as impedâncias vistas do porto 2.....	60

Lista Tabelas

Tabela 1 - Comparação das técnicas de <i>load pull</i>	26
Tabela 2 - Relação entre a potência de entrada e a tensão de saída no MAX4000	52
Tabela 3 - Dimensões finais do sintonizador	54

Abreviaturas:

Lista de abreviaturas (ordenadas por ordem alfabética):

ADS - Advanced Design System
ALP - active load pull
AmpLog - amplificador logarítmico
AmpOp - amplificador operacional
ATU - antenna tuning unit
CAD - computer aided design
CPWG - coplanar waveguide grounded
CW RT-ALP -
D/A - digital to analogic converter
DC - Direct current, ou continuous current
DUT - device under test
GND - Ground
GUI - graphical user interface
HLP - harmonic Load Pull
LP - load pull
LSNA - Large Signal Network Analyser
PCB - printed circuit board
PLP - passive load pull
RF - Rádio Frequência
RT-ALP - real Time Active Loop Pull
SMA - SubMiniature version A
TEM - transverse electrical magnetic
VGA - variable gain amplifier
VNA - vector Network Analyser
VSWR - Voltage Standing Wave Ratio
WLAN - wireless local area network

1 Introdução

1.1 Motivação

Os amplificadores de potência em RF e microondas são sistemas que, devido à sua gama de frequências e potência de utilização, apresentam um comportamento altamente não linear, [Actis: 1989], [Cusack: 1974], [Golio, 2001]. Este comportamento dificulta o desenho e construção deste tipo de sistemas. Os próprios fabricantes de transístores de potência RF não fornecem informações suficientes ou modelos fiáveis que permitam um correcto dimensionamento em cenários de utilização para potências elevadas.

Para ultrapassar estas dificuldades desenvolveram-se várias técnicas, conhecidas genericamente por *load/source pull*, para facilitar a caracterização de amplificadores RF. Estas várias técnicas têm em comum a medição da potência fornecida pelos amplificadores quando se varia a impedância à saída, *load pull*, e/ou à entrada, *source pull*.

Neste trabalho apresenta-se um sistema *load pull* passivo por sintonia de stub. O sistema é capaz de emular uma gama alargada de valores de impedância e de medir a potência fornecida pelo amplificador.

1.2 Organização

Nos capítulos iniciais faz-se uma apresentação sumária dos conhecimentos base que fundamentam teoricamente o trabalho desenvolvido. No final descreve-se o sistema implementado e alguns resultados daí extraídos.

No capítulo 2 são apresentados o conjunto de conhecimentos, relativos à área de RF e microondas, que são utilizados no desenvolvimento do projecto e na apresentação de resultados. No capítulo seguinte descreve-se o estado da arte de sistemas *load pull*. Os sistemas e técnicos aqui apresentados dão uma panorâmica das variantes que as técnicas de *load pull* têm seguido.

O trabalho de desenho, implementação e resultados é descrito no capítulo 4, descrição que é desenvolvida no capítulo 5 com a estrutura das componentes de controlo, medição e interface do sistema. São aqui apresentados os esquemas eléctricos e diagramas de programação do sistema de controlo.

Finalmente no capítulo 6 são apresentados as conclusões finais e sugestões para trabalho futuro.

1.3 Contribuições

Este trabalho apresenta uma implementação de sistemas de *load pull* passivo por *stub tuner*. Da realização deste trabalho resultou:

- a implementação de um *stub tuner* capaz de cobrir uma vasta área do diagrama de Smith,
- a implementação de um sistema de medição de potência e controlo do *stub tuner* de uma forma automática,

o conjunto dos sistemas desenvolvidos permitem mostrar a utilização de sistemas Load Pull na caracterização de amplificadores que trabalham na gama de frequências de microondas.

2 Teoria de engenharia de rádio frequência

2.1 Introdução:

Um conjunto de conhecimentos de sistema RF e microondas são necessários para a implementação deste sistema:

- a carta de Smith: trata-se de uma ferramenta incontornável no desenvolvimento de sistemas RF e microondas. Quer pela facilidade que permite no cálculo de parâmetros, quer por ser uma ferramenta visual que facilita a leitura de resultados, tornando-a mais intuitiva;
- *microstrip*: é o guia de onda planar utilizado no desenho do *stub tuner* caracterizado pelo seu fácil desenho e implementação;
- a matriz dos parâmetros S: usada na caracterização de sistemas RF e microondas, permitindo descrever qualquer sistema;
- *stub*: a técnica mais comum para a adaptação de sistemas, é a base do *stub tuner* que foi utilizado no sistema desenvolvido.

2.2 Carta de Smith

A carta de Smith é uma ferramenta gráfica essencial para o projecto e análise de sistemas microondas. Permite de uma forma expedita calcular impedâncias e coeficientes de reflexão. É um importante auxiliar na visualização de fenómenos em linhas de transmissão sendo largamente utilizado em sistemas de *computer aided design* (CAD) e equipamentos de medição [Pozar,19899].

O valor do coeficiente de reflexão é representado na forma polar, $\Gamma = |\Gamma|e^{j\theta}$, através do seu módulo $|\Gamma|$ e fase θ .

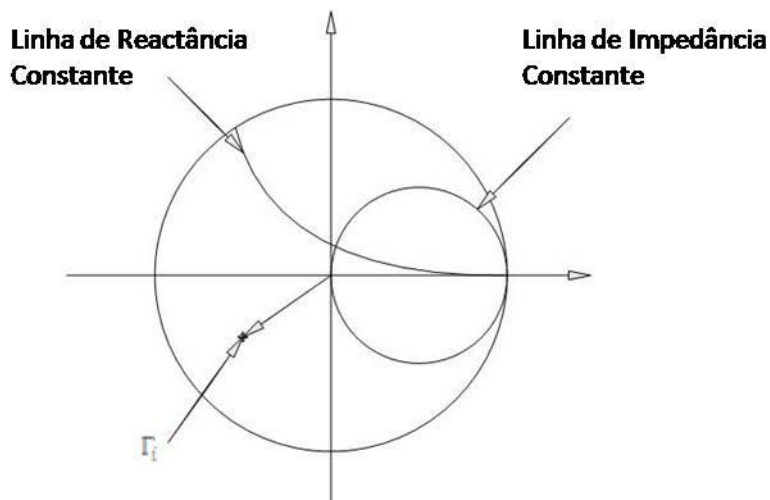


Figura 1 - Linhas de impedância constante e reactância constante

As impedâncias representadas na carta de Smith devem ser normalizadas à impedância da linha de transmissão, normalmente 50Ω . Desta forma a sobreposição do diagrama de impedâncias com o digrama de reflexões permite fazer leituras directas do coeficiente de reflexão e da impedância correspondente.

A carta de Smith completa é apresentada na Figura 2, onde são visíveis as linhas de impedância e admitância.

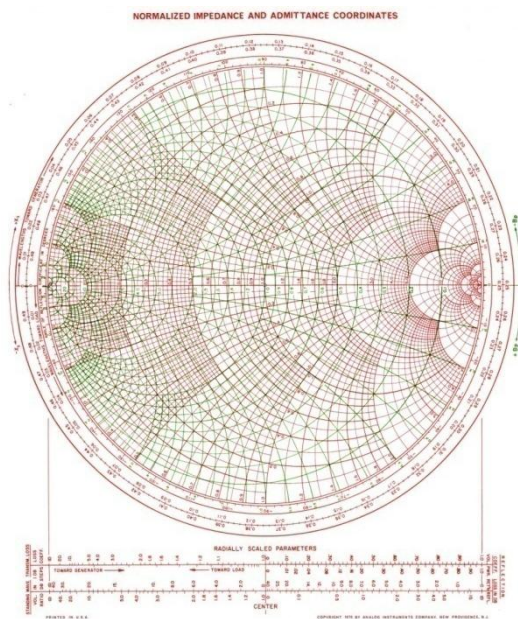


Figura 2 - Carta de Smith de impedância e admitância normalizadas

2.3 Microstrip

O desenho das linhas de transmissão no *stub tuner* foi feito usando técnicas de *microstrip*. É o método mais popular de desenho de linhas de transmissão planares. A geometria de uma linha *microstrip* é apresentada na Figura 3.

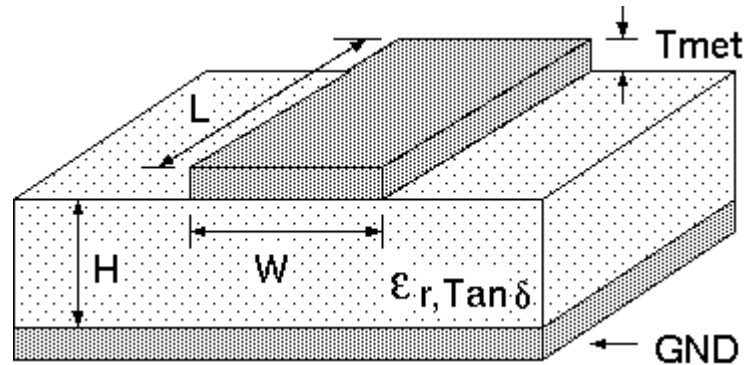


Figura 3 - Estrutura física de uma linha de transmissão em Microstrip

Um guia de onda *microstrip* contém uma linha de espessura W , o substrato d de permitividade relativa ϵ_r , e um plano de massa na face inferior. O facto de o dielétrico só preencher a parte inferior do guia de onda impossibilita o aparecimento de ondas TEM, *transverse electromagnetic*, puros, ao contrário de outros guias de onda como o *stripline*. A onda resultante desta geometria é uma TM-TE, mas para valores de H muito inferiores ao comprimento de onda, os campos são *quasi*-TEM, ou seja são semelhantes ao caso estático.

Com dois meios com constantes dielétricas diferentes, ϵ_r do substrato e ϵ_0 do ar, é necessário definir a constante dielétrica efectiva de uma linha *microstrip*, como sendo aproximadamente:

$$\epsilon_e = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} * \frac{1}{\sqrt{1 + 12 d/W}}$$

A constante dielétrica efectiva pode ser vista como a constante dielétrica de um meio homogéneo em torno do *microstrip* que substitui o ar e o dielétrico, de forma a facilitar a descrição do guia de onda.

Para uma linha *microstrip* de dimensões W e d a impedância característica é:

$$Z_0 = \begin{cases} \frac{60}{\sqrt{\epsilon_e}} \ln \left(\frac{8d}{W} + \frac{W}{4d} \right) & , \text{para } W/d \geq 1 \\ \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_e [W/d + 1.393 + 0.667 \ln (W/d + 1.444)]}} & , \text{para } W/d < 1 \end{cases}$$

A vantagem desta tecnologia é a facilidade de realização, uma vez que podem ser implementadas pelos mesmos processos utilizados no fabrico de *printed circuit board* (PCB). Esta característica permite que sejam implementadas em placas juntamente com outros componentes electrónicos e passivos [Pozar:1989].

2.4 Matriz dos Parâmetros S

Na análise de circuitos de alta frequência não podem ser usadas as mesmas técnicas utilizadas para circuitos de baixa frequência, onde todos os componentes activos e passivos são considerados elementos discretos e facilmente são conhecidas as tensões e correntes em todos os nós. A completa caracterização de circuitos de alta frequência é realizada pela resolução das equações de Maxwell, passando assim a ser conhecida a solução global do sistema. Para além de ser difícil e morosa, esta abordagem na maior parte das aplicações produz informação mais informação que aquela necessária para a resolução dos problemas.

Por esta razão um conjunto de técnicas de análise de circuitos foi sendo desenvolvido: matriz das impedâncias, matriz das admitâncias, matriz de transmissão e matriz dos parâmetros S. Todas estas técnicas pretendem caracterizar o circuito como um sistema de N portos, onde a relação entre os vários portos é definida pelos valores das matrizes.

A técnica utilizada para descrever sistemas de alta frequência é a dos parâmetros S, pois todas as outras técnicas necessitam que aos componentes sejam realizados curto circuitos e circuitos abertos, que são difíceis de efectuar a alta-frequência num largo intervalo de frequências.

A matriz dos parâmetros S é uma descrição matemática que permite caracterizar qualquer sistema com qualquer número de portos de entrada ou de saída. Num sistema multi-porto os parâmetros S descrevem as relações entre as amplitudes de ondas incidentes e reflectidas nos vários pontos.

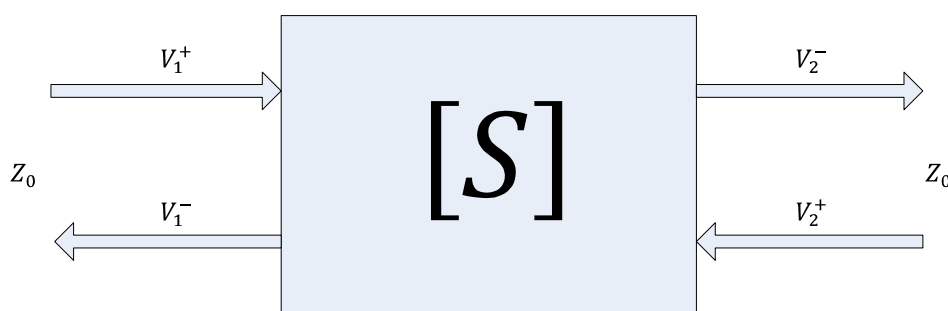


Figura 4 - Sistema de dois portos

Os valores V_1^+ e V_2^+ representam as ondas incidentes nos portos 1 e 2 respectivamente. Os valores V_1^- e V_2^- representam as ondas emitidas dos portos 1 e 2, respectivamente.

A matriz dos parâmetros S representa a relação entre os sinais nos diferentes portos:

$$\begin{cases} V_1^- = S_{11}V_1^+ + S_{12}V_2^+ \\ V_2^- = S_{22}V_2^+ + S_{21}V_1^+ \end{cases}$$

Que na forma matricial fica:

$S_{11} = \left. \frac{V_1^-}{V_1^+} \right|_{V_2^+=0}$, coeficiente de reflexão no porto 1 com o porto 2 adaptado.

$S_{12} = \left. \frac{V_1^-}{V_2^+} \right|_{V_1^+=0}$, coeficiente de transmissão do porto 2 para o porto 1 com o porto 1

adaptado.

$S_{21} = \left. \frac{V_2^-}{V_1^+} \right|_{V_2^+=0}$, coeficiente de transmissão do porto 1 para o porto 2 com o porto 2

adaptado.

$S_{22} = \left. \frac{V_2^-}{V_2^+} \right|_{V_1^+=0}$, coeficiente de reflexão no porto 2 com o porto 1 adaptado

$$\begin{bmatrix} V_1^- \\ V_2^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1^+ \\ V_2^+ \end{bmatrix}$$

Na aplicação genérica de um sistema multiporto onde os elementos A_i e B_i representam o valor de entrada e saída no porto i , cada um dos valores S_{ij} representa a relação do valor de saída no porto i em função da entrada no porto j , e é calculado como o quociente entre a tensão emitida pelo porto i e a tensão inserida no porto j . Todos os portos devem estar adaptados à mesma impedância e nos restantes portos não é inserido qualquer sinal, ficando:

$$S_{ij} = \frac{B_i}{A_j}, A_k = 0 \text{ para } k \text{ diferente de } j$$

$$\begin{bmatrix} B_1 \\ B_2 \\ \dots \\ B_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & \dots & S_{1n} \\ S_{21} & S_{22} & \dots & S_{2n} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ S_{n1} & S_{n2} & \dots & S_{nn} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_1 \\ A_2 \\ \dots \\ A_n \end{bmatrix}$$

No caso específico de sistemas microondas os parâmetros S vão ter valor complexo e são normalmente apresentados na forma polar.

2.5 Stub

A técnica mais utilizada em sistemas de rádio frequência e microondas para a adaptação de impedâncias é o *stub*. O *stub* é uma linha de transmissão terminada em curto-circuito ou em circuito aberto que permite adaptar um sistema a outro, podendo estar ligado em série ou em paralelo com a linha de transmissão do circuito principal, [Pozar: 1989], ver **Figura 5**.

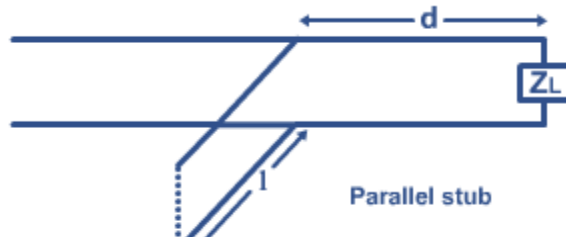


Figura 5 - *Stub* em paralelo (o tracejado mostra que pode ser em circuito aberto ou em curto-circuito)

A impedância de entrada de uma linha de transmissão de impedância Z_0 terminada numa carga Z_{stub} , é:

$$Z = Z_0 \frac{Z_{stub} + jZ_0 \tan(\beta d)}{Z_0 + jZ_{stub} \tan(\beta d)}$$

onde $\beta = \frac{2\pi}{\lambda}$,

e λ é o comprimento de onda.

Para *stubs* terminados em curto-circuito ou circuito aberto a equação pode ser simplificada para:

$$Z_{short} = jZ_0 \tan(\beta d)$$

$$Z_{open} = jZ_0 \cotg(\beta d)$$

em que d é o comprimento do *stub*, e β a constante de propagação.

A distância do *stub* à carga define a componente real da impedância vista à entrada da rede de adaptação. Definida esta distância, coloca-se um *stub* de forma a criar a componente imaginária necessária.

A impedância vista a uma distância “ d ” numa linha de impedância característica Z_0 tem o valor:

$$Z = Z_0 \frac{Z_{load} + jZ_0 \tan(\beta d)}{Z_0 + jZ_{load} \tan(\beta d)}$$

Definem-se as componentes reais e imaginárias dessa impedância:

$$Z_{real} = \frac{R_{Load}(1 + \tan(\beta d))^2}{R_{Load}^2 + (X_{load} + Z_0 \tan(\beta d))^2}$$

$$Z_{imag} = \frac{R_{Load}^2 \times \tan(\beta d) - (Z_0 - X_{load} \tan(\beta d))(X_{load} + Z_0 \tan(\beta d))}{Z_0 [R_{Load}^2 + (X_{load} + Z_0 \tan(\beta d))^2]}$$

Para $R_{Load} = Z_0$, a distância do *stub* à carga é:

$$\frac{d}{\lambda} = \begin{cases} \frac{1}{2\pi} \tan^{-1}(\tan(\beta d)) \\ \frac{1}{2\pi} (\pi + \tan^{-1}(\tan(\beta d))) \end{cases}$$

e o comprimento do *stub* terminado em circuito aberto,

$$\frac{l}{\lambda} = \frac{1}{2\pi} \tan^{-1} \left(\frac{B}{Y_0} \right)$$

O valor de jB é somado à impedância vista à entrada. E o comprimento l do *stub* será calculado de modo a obter o valor B necessário.

Para a resolução destes tipos de problemas a utilização da carta de Smith apresenta-se como uma solução intuitiva e expedita.

2.6 Conclusão

Este capítulo serve para apresentar o conjunto de conceitos presentes em qualquer publicação referente a sistemas RF e microondas, pois devido à sua importância servem de base de qualquer desenvolvimento deste tipo de sistemas.

3 Técnicas de *load pull*

3.1 Introdução

Nos sistemas rádio, quer sejam portáteis ou fixos, o amplificador final de ataque às antenas representa, normalmente, a maior fonte de consumo de potência [Golio, 2001]. Este facto limita fortemente nos aparelhos móveis o tempo de utilização, e mesmos em aparelhos fixos o consumo excessivo de potência é sempre algo a evitar. Por isso, existe um grande esforço no desenvolvimento de transístores e circuitos microondas ou RF de alta performance, de forma a melhorar a sua eficiência. Desta forma é necessária a existência de ferramentas que os possam caracterizar de uma forma repetitiva e precisa. As impedâncias de entrada e saída são escolhidas de forma a ter-se o melhor compromisso entre o ganho e a figura de ruído. A técnica de *load pull* é de momento a mais utilizada para realizar esta tarefa pois é a que tem maior efeito na potência fornecida pelo amplificador [Kompa, 2003].

Load pull e *source pull* agregam as técnicas utilizadas para efectuar a caracterização de um amplificador de potência, pela variação da impedância na saída e na entrada. Enquanto se realiza a variação da impedância é medida a potência fornecida na saída e desta forma tem-se uma caracterização real do amplificador.

A **Figura 6** descreve um sistema *load pull* e *source pull* base. Está presente uma fonte de sinal um sintonizador à entrada e saída do aparelho a ser testado, DUT, e um medidor de potência à saída.

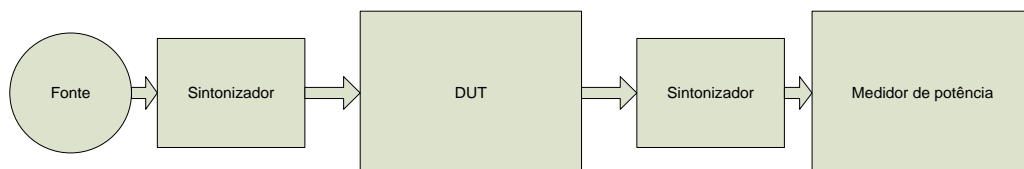


Figura 6 - Sistema Source e Load Pull

O conjunto de sistemas apresentados neste capítulo assim como o desenvolvido centram-se na caracterização por *load pull*, pois a impedância de saída é que tem maior efeito na performance global do sistema, ou seja, da potência fornecida pelo amplificador.

O conjunto de técnicas *load pull* pode ser dividido em dois grupos, *load pull* passivo e *load pull* Activo. As técnicas *load pull* passivo referem-se a sistemas onde se utiliza uma impedância variável. As técnicas *load pull* activo referem-se ao conjunto de técnicas onde é utilizada a variação da reflexão de sinal à saída do amplificador para variar a impedância, ver **Figura 7**.



Figura 7 - Classificação dos sistemas baseados em técnicas de *load pull*

O *Load pull* harmónico recorre à variação da impedância dos harmónicos da frequência fundamental, para desta forma melhorar o desempenho do sistema. Os sistemas de *load pull* activo em tempo real sugerem que pela inserção de um ou mais sinais modulados à saída do amplificador é possível diminuir o tempo de teste.

Devido à dificuldade, quer por perdas nas linhas quer por diminuição de sensibilidade, de criar valores de impedância nas regiões próximas dos limites da carta de Smith, são apresentadas técnicas de pré-adaptação.

No final deste capítulo é apresentado o *Large Signal Network Analyser* (LSNA), pois a implementação das técnicas de *load pull* activo em tempo real recorrem a este equipamento.

3.2 *Load pull* passivo

O método de *load pull* passivo (PLP) baseia-se num conjunto de técnicas que utilizam sintonizadores de impedância, ou seja, equipamentos que permitem variar a impedância nos seus terminais. Um sistema de PLP segue a estrutura **Figura 6**. Do conjunto de métodos de PLP destacam-se os sintonizadores mecânicos e os *stub tuners*.

Os sintonizadores mecânicos são os que têm maior expressão nas ofertas comerciais. São mais estáveis e permitem a utilização numa maior gama de frequência, ver exemplo na **Figura 8**.

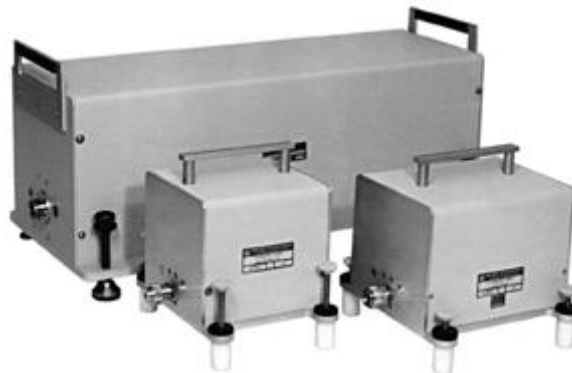


Figura 8 - Sintonizador Mecânico da Maury Microwave Corporation

Para a implementação de PLP são também utilizados equipamentos baseados em tecnologias de estado sólido: os *stub tuners*. Os *stubs*, como é descrito no capítulo anterior têm a capacidade de adaptar dois sistemas. Introduzindo-se *varicaps* nas extremidades dos *stubs* e pela variação da sua capacidade consegue-se alterar a impedância nos seus terminais.

Por exemplo, em [Mendes:] foi implementado um sintonizador para amplificadores de potência na frequência de 660MHz para televisão terrestre. Propõe-se um desenho com três *stubs* e pistas de um quarto de comprimento de onda, ver **Figura 9**. É mostrado aqui também que um *stub tuner* não necessita de ser capaz de cobrir toda a carta de Smith visto de um dos seus terminais. Visto do terminal oposto o sistema apresenta outra cobertura.

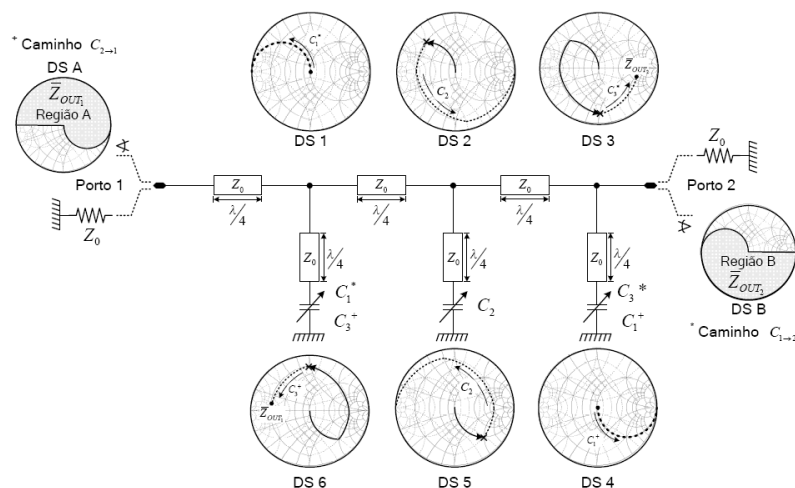


Figura 9 - Sintonizador com 3 stubs e linhas de $\frac{1}{4}$ comprimento de onda, proposto em [Mendes:]

Este sistema é simétrico pois a colocação dos *stubs* também o é. O desenho de *stub tuners* permite que coberturas da carta de Smith correspondentes vistas dois extremos sejam diferentes. Neste trabalho os autores mostram também que quando um sistema de *stubs* é simétrico então é possível cobrir a região simétrica na carta de Smith, observando o sintonizador do porto oposto.

Para além da optimização de amplificadores RF e Microondas é possível utilizar sistemas de LP, mais concretamente *stub tuner* em equipamentos de telecomunicação. Aqui os sintonizadores de impedância podem adaptar no local uma antena ao receptor ou emissor, este tipo de equipamento é conhecido como *antenna tuning unit* (ATU). Quando a impedância de entrada varia, ocorre uma desadaptação entre o emissor e a antena. Isto provoca que o emissor não tenha a performance próxima pela variação da carga, e desta forma que a potência irradiada seja inferior, sendo necessário aumentar a potência de emissão e o consumo, [Mingo:2004].

3.3 Load pull activo

O princípio de funcionamento do *Load pull Activo* (ALP) foi primeiramente apresentado por Yoichiro Takayama, 1976. É sugerido que nos portos de entrada e saída do amplificador sejam inseridos sinais à mesma frequência, ver **Figura 10**. À saída do amplificador os dois sinais, pela variação da amplitude e fase de V_2 , emulam gama alargada de impedâncias, [Takayama: 1976].

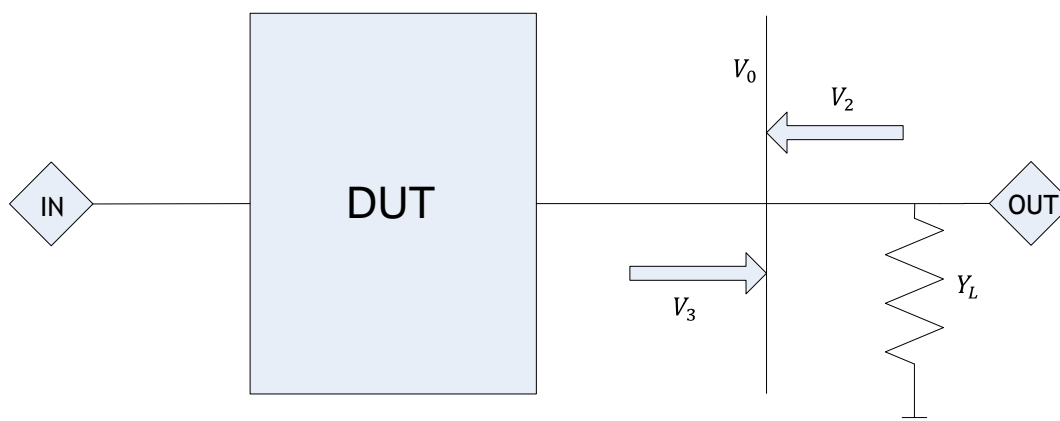


Figura 10 - Princípio de *load pull* activo

A soma dos dois sinais à saída do amplificador recria a situação de reflexão verificada em interfaces de dois componentes com impedâncias diferentes. Como é descrito no capítulo anterior qualquer impedância pode ser descrita em função da desadaptação que cria, assim a variação de fase e amplitude de V_2 permite recriar qualquer valor de impedância e cobrir toda a carta de Smith.

Passando à descrição teórica, definindo:

$$P_2 = \frac{1}{2} Y_0 V_2^2$$

$$P_3 = \frac{1}{2} Y_0 V_3^2$$

em que P_2, P_3 definem as potências da onda incidente e da onda de saída do amplificador, respectivamente e Y_0 representa a admitância característica da linha de transmissão à saída. Quando os dois sinais são aplicados ao amplificador a tensão à saída é:

$$V_0 = V_2 + V_3 = \frac{2Y_0}{Y_0 + Y_2} * V_2$$

Onde Y_2 é a admitância de saída do transistor:

$$\Gamma_L = \frac{V_2}{V_3} = \frac{Y_0 - Y_L}{Y_0 + Y_L}$$

Assim para uma amplitude de potência inserida na entrada do amplificador, a tensão à saída do amplificador varia em função da amplitude e fase do sinal V_2 .

Desde a apresentação deste conceito vários sistemas têm sido implementados. Existem sistemas automatizados que numa larga banda de frequências permitem a caracterização de transistores até frequências de 40GHz, [Actis: 1989]. O diagrama de bloco deste teste é apresentado na **Figura 11**.

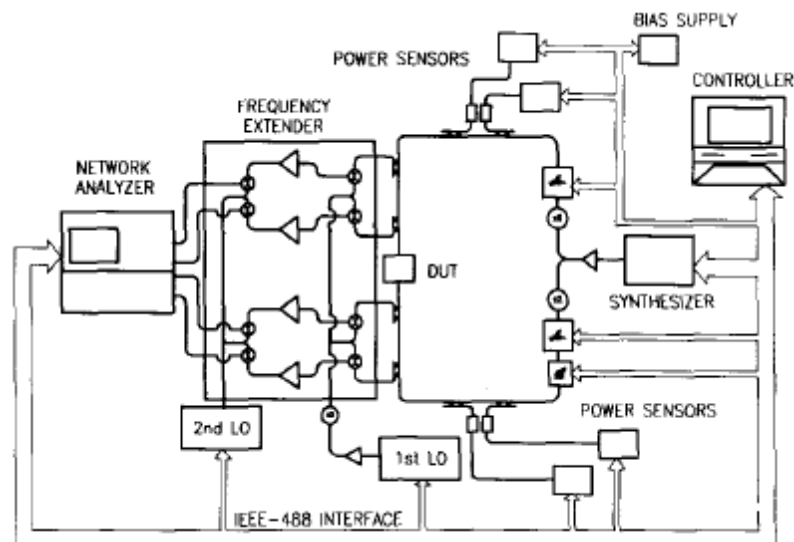


Figura 11 - Diagrama de blocos de um sistema *load pull* activo para medições a 40GHz, imagem retirada de [Actis: 1989]

3.4 Load e source pull Harmônico

O conteúdo harmônico de um oscilador ou amplificador é uma das maiores preocupações no desenho de sistemas RF e Microondas. Por essa razão são desenvolvidos sistemas que

permitem a sintonia por *load pull* do sistema não só à frequência fundamental como às frequências harmônicas.

Para que se possa realizar a otimização de sistemas nas frequências harmônicas em sistemas PLP utiliza-se um *triplexer* para separar o percurso do sinal às diferentes frequências. Para cada frequência é colocado um sintonizador que é ligado à respectiva saída do *triplexer*. As medições são realizadas na frequência fundamental, variando a impedância nas frequências harmônicas e fundamental à procura do ponto ideal. Um modelo deste sistema aplicado à entrada de um amplificador é apresentado na **Figura 12**, [Maury:2000].

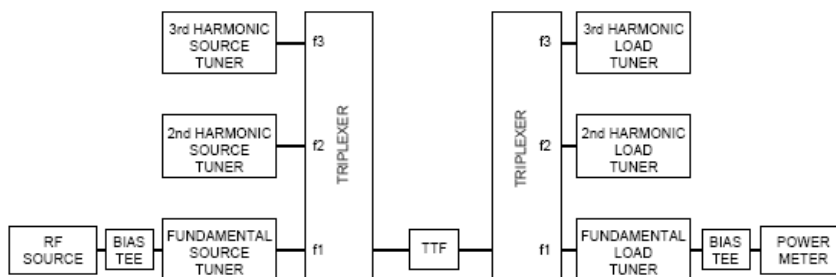
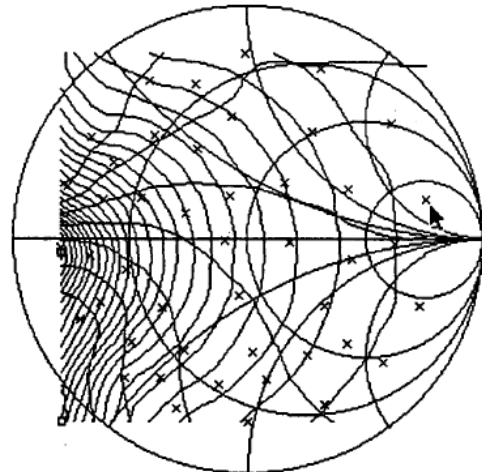


Figura 12 - Diagrama de blocos de *source load* harmônico, figura retira de [Maury:2000]

Na **Figura 13** apresenta-se uma medição *Load pull* harmônica com sintonia do segundo harmônico. Estão descritos os contornos de potência e rendimento e o ponto marcado com uma seta preta indica o ganho máximo. Através deste processo foi possível melhorar o ganho em 22.7%, quando comparado com medições apenas à frequência fundamental. Esta medição mostrou que a adaptação de máximo ganho à frequência fundamental quando se usa HLP não coincide com a medida no LP, para a frequência fundamental. Sendo assim demonstrado que para diferentes valores de adaptação às frequências harmônicas, o valor de impedância óptimo para a frequência fundamental varia. Este resultado foi alcançado usando sintonizadores mecânicos para as duas frequências [Gary:1996].

2nd Harmonic Load Pull Freq= 0.9000 GHz
 Γ_{source} : 0.9128<-175.75
 Γ_{load} : 0.7472< 165.30

Pout min= 26.88 dBm
 at 1.1151<-135.54
 8 contours, 0.10 dBm step
 (26.90 to 27.60 dBm)
 Eff min= 46.76 %
 at 0.7900<-175.82
 23 contours, 1.00 % step
 (47.00 to 69.00 %)



zoom: window/all
 Setup

Γ_{load}	Pout	Gt	Eff	Γ_{load}	Pin_avail	V_out
mag	dBm	dB	%	phase	dBm	U
0.7763<	27.413	12.816	69.514	12.66	14.597	3.501
					0.7816 <	11.00

Figura 13 - Contornos de potência constante por variação da impedância no segundo harmónico, figura retirada de [Gary:1996]

Em [Blache:1995] propõe-se um sistema HLP com a utilização de sintonizadores activo, ver Figura 14. O sistema tem uma fonte de sinal à frequência fundamental. Uma das preocupações na realização deste sistema é garantir, pela introdução de filtros, que o caminho dos sinais nas três frequências não coloca o sistema em pontos instáveis. Cada uma das malhas é constituída por um amplificador de ganho variável e por um phase shifter, como descrito no capítulo de ALP.

À entrada e saída do DUT são colocados acopladores direccionais para amostrar o sinal e medi-lo por um VNA.

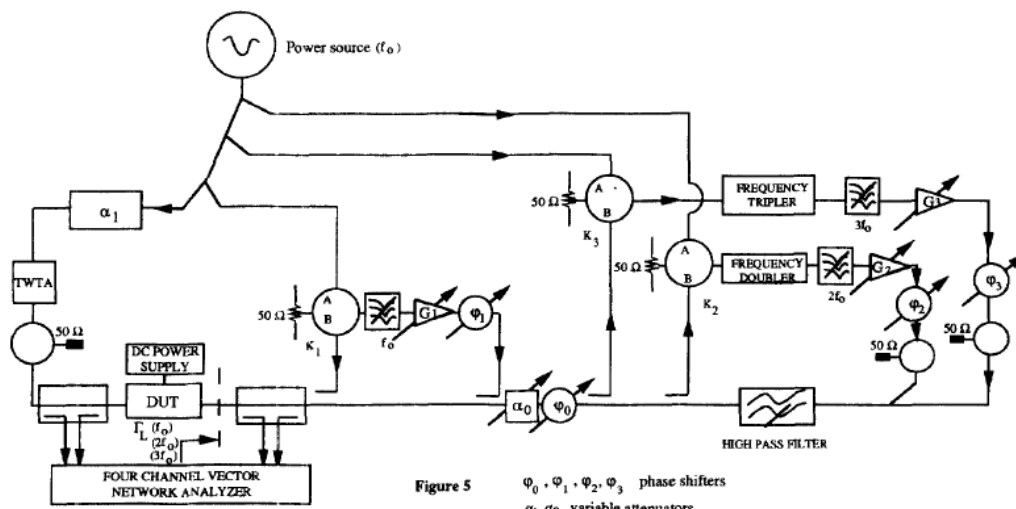


Figura 14 - Sistema *load pull* activo harmónico com sintonia do primeiro e segundo harmónicos, figura retirada de [Blache:1995]

O facto de os sistemas passivos de *load pull* serem sensíveis à mudança de frequência faz com que a melhor técnica a utilizar seja a de *load pull* activo, pois esta é independente à frequência.

Está demonstrado que a eficiência dos transístores é largamente aumentada quando os harmónicos são adaptados a cargas altamente reflectivas, curto-circuito ou circuito aberto.

3.5 Técnicas de Pré-Adaptação

A utilização das técnicas de PLP e ALP apresenta várias dificuldades:

- no PLP as perdas nas linhas dificultam a criação de valores de reflexão superiores a 0.9;
- em ambos os sistemas a forma como os valores criados são gerados não estão sempre na área de interesse;
- em sistemas ALP que permitem sintonizar valores de reflexão elevada, é necessário garantir que qualquer variação de fase não leva o transístor para valores que o possam danificar;
- em sistemas ALP pode ser necessária a introdução de valores elevados de potência saída. Num amplificador de 8W, para certos valores é necessário introduzir 40W à saída para recriar valores elevados de reflexão.

Pela utilização de uma pré-adaptação para uma região da carta de Smith consegue-se assim aproximar sistemas ALP da região em interesse e melhorar o detalhe de caracterização.

A forma mais utilizada é a simples colocação de uma carga de valor diferente a 50Ω , centrando assim o sistema no valor definido. Outra solução é a utilização de um *sliding short circuit*, ver **Figura 15**.

O *sliding short circuit* e um acoplador direccional são ligados à saída do amplificador. Para valor de acoplamento de 6dB o coeficiente de reflexão gerado pelo *sliding circuit* é:

$$\Gamma_o = \Gamma(\varphi) = 0.75 * e^{j\varphi}$$

Ligando a alimentação de E_g a reflexão na saída do amplificador passa a:

$$\Gamma(\varphi) = \Gamma_o + Y\Gamma$$

O valor $Y\Gamma$ é a reflexão introduzida pelo E_g , que somada à reflexão do *sliding circuit* dá a reflexão total do sistema. Como é visto na **Figura 15**, através deste método é possível realizar-se uma pesquisa pormenorizada na região de interesse, e a possibilidade de ser colocado num estado que possa causar danos é diminuída, [Bouysse:1994].

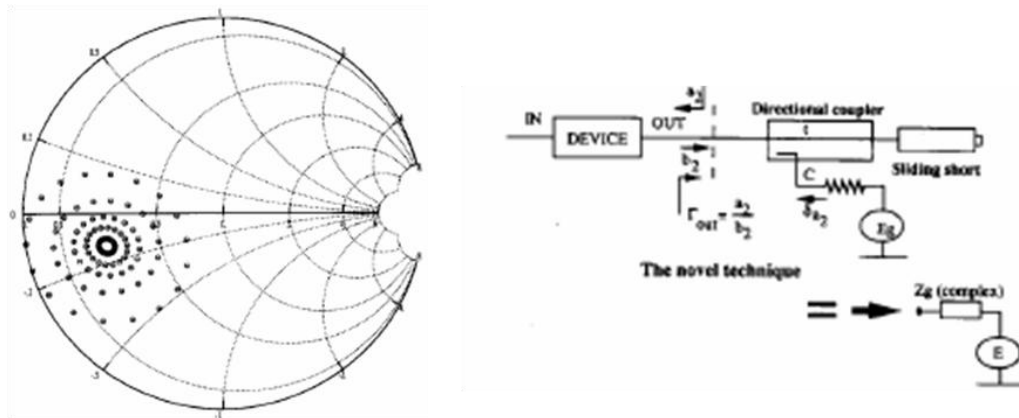


Figura 15 - Diagrama de blocos do pré amplificador com ALP e cobertura, figura retirada de [Bouysse:1994].

As técnicas de *load pull* apresentadas verificaram a necessidade de criar métodos para criar valores de impedância com valor de reflexão superiores a 0,9.

3.6 Load pull em tempo real

A técnica mais recentemente apresentada para a caracterização de amplificadores de potência em RF ou microondas é o *load pull* activo em tempo real. Embora todos os sistemas até agora apresentados tenham a capacidade de caracterizar com eficiência os amplificadores, são necessárias várias iterações para o alcançar.

É possível gerar instantaneamente um grande número de valores de reflexão pela introdução de um sinal modulado. Usando a modulação apropriada, diferentes estados são criados, que só dependem da frequência da moduladora e da amplitude do sinal modulado. Para cada valor de amplitude do sinal modulado um número de estados é criado, tendo

normalmente a forma de uma circunferência. Na **Figura 16** estão representados vários contornos, sendo cada um referente a valores diferentes de amplitude do sinal modulado inserido na saída do amplificador. Em sistemas não lineares, como um transistor de potência, os contornos não serão circunferências já que o nível de potência fornecida pelo transistor à saída vai variar com a desadaptação criada. Para ser possível ter uma densidade de valores suficiente pode ser necessário repetir as medições para pelo menos 10 valores de potência do sinal modulado [Verbeyst: 2004].

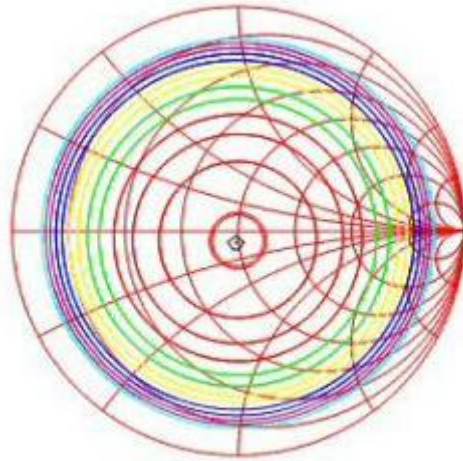


Figura 16 - Cobertura gerada por um sintonizador de *load-pull* activo em tempo real, figura retirada de [Verbeyst: 2004]

Novas técnicas de *Load pull* Activo em tempo real, RT-ALP, foram apresentadas recentemente. A técnica proposta usa duas frequências com uma pequena diferença de frequência entre elas e uma distância maior à frequência inserida na porta de entrada [Roblin: 2007], ver **Figura 17**.

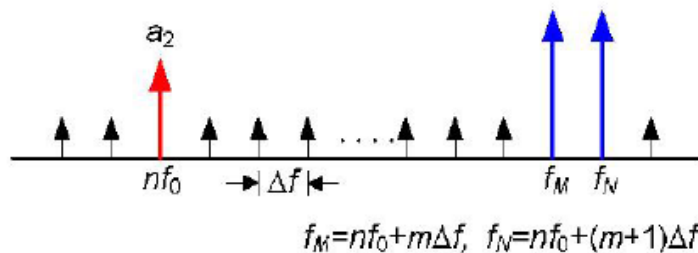


Figura 17 - Espectro num sistema de RT-ALP, figura retirada de [Roblin: 2007]

A montagem necessária para se efectuar esta medição utiliza a recente tecnologia de LSNA. No porto 1 é inserido o sinal à frequência fundamental. Outras duas fontes são utilizadas para criar os dois sinais que vão ser inseridos na saída do amplificador. Pela

utilização de um *diplexer* garante-se que o porto 2 está adaptado em relação à frequência fundamental.

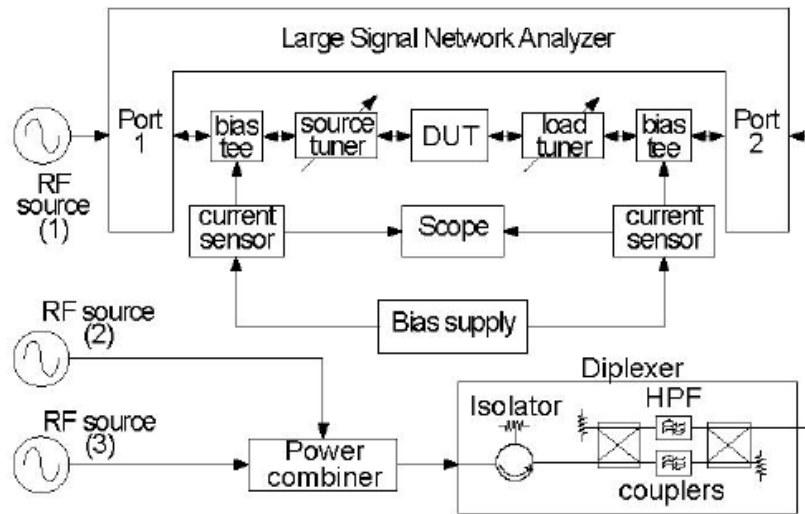


Figura 18 - Diagrama de blocos de uma montagem de teste de RT-ALP, com dois tons, figura retirada de [Roblin: 2007]

O efeito dos dois tons é o de modular a envolvente do sinal activo para efectivamente cobrir a potência à saída de forma a percorrer toda a carta de Smith num só ciclo. A **Figura 19** compara uma medição por CW RT-LPA com um tom com a RT-ALP com dois sinais na saída. Constata-se que na imagem da esquerda são necessárias vários níveis de potência do sinal modulado para poder cobrir o digrama de Smith. Na imagem da esquerda mostra-se que só num ciclo é possível cobrir todo o digrama de Smith.



Figura 19 - Sistema de RT-ALP com um tom e com dois tons, figura retirada de [Roblin: 2007]

O tempo necessário para realizar uma medição por RT-ALP com dois tons pode ser tão baixa como 10ms. Devido ao reduzido tempo de medida este método e o RT-ALP com um tom

apresentam erros de medição por ocorrência de efeitos de memória nos amplificadores. As medições ocorrem em tempos muito pequenos e o amplificador não tem tempo de estabilizar.

Como é possível ver na **Figura 20**, a diminuição do intervalo entre os dois tons aumenta a cobertura da carta de Smith, embora como tempo de medida seja o mesmo é de esperar que os erros na medição sejam maiores.

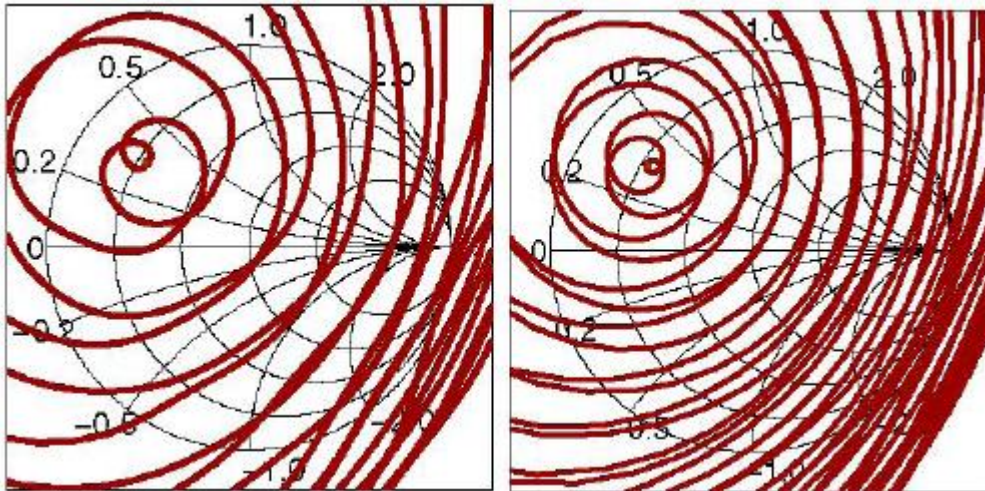


Figura 20 - Medição por RT-ALP com dois tons, com a distância entre os tons inseridos na saída menor na imagem da direita, figura retirada de [Roblin: 2007]

3.7 Large Signal Network Analyser

A utilização do LSNA é sugerida para o desenvolvimento de RT-ALP. Este equipamento permite caracterizar componentes activos que demonstrem comportamento não linear. Ao contrário do VNA, o LSNA permite realizar medições com várias fontes de sinal e testes específicos, [NMDG:2004]. O *Test Set* separa as ondas incidentes e reflectidas em ambos os portos, resultando em quatro canais de medida. O *Test Set* também permite que alimentação contínua seja fornecida ao DUT e que sejam ligadas fontes de sinal AC e cargas em ambos os portos, ver **Figura 21**.

Estas características permitem que se consiga efectuar medições de RT-ALP, já que o VNA é uma unidade menos flexível.

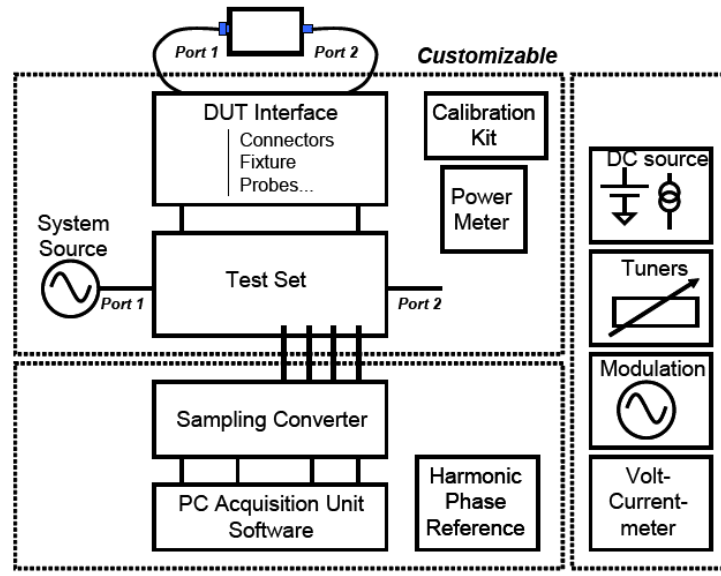


Figura 21 - Diagrama de blocos de um LSNA

3.8 Conclusão

Com o objectivo de melhorar o desenho de amplificadores de potência, foram desenvolvidas técnicas de *load pull*. As técnicas de *load pull* estão divididas em dois grupos. Com a técnica *load pull* passivo é utilizado um sintonizador para variar a impedância no andar de saída, enquanto com a técnica *load pull* activo são utilizados sinais na entrada e saída do amplificador para se recriar uma desadaptação equivalente à que existira se houvesse uma variação de impedância.

A Tabela 1 listam-se as principais características destas técnicas.

Tabela 1 - Comparação das técnicas de *load pull*

Técnicas	Vantagem	Desvantagem
<i>Tuners</i> Mecânicos	Gama dinâmica	Dimensões físicas + Tempo de medição + Construção
<i>Stub Tuner</i>	Simplicidade de construção	Gama Dinâmica + Tempo de medição
ALP	Cobertura da carta de Smith	Dimensionamento + Quantidade de Subsistemas
HLP	Cobertura do Carta de Smith + Melhor ponto óptimo de funcionamento	Dimensionamento + Quantidade de Subsistemas
RT-ALP com um tom	Cobertura da carta de Smith + Velocidade	Dimensionamento e efeito de memória do amplificador
RT-ALP com dois tons	Cobertura do Carta de Smith + Velocidade	Dimensionamento e efeito de memória do amplificador superior

4 Sistema de sintonia e medição de potência

4.1 Introdução

Este capítulo descreve o desenho, simulação e implementação das componentes de sintonia de impedância e medição de potência. A componente de sintonia segue o modelo de um *stub tuner*. O medidor de potência baseia-se num acoplador direccional e num amplificador logarítmico.

4.2 *Stub tuner*

A tipologia de sintonizador de impedância escolhida foi o *stub tuner*. Este utiliza uma rede de adaptação de dois *stubs*. A rede terá de ser capaz de produzir um elevado número de impedâncias para que seja possível caracterizar de uma forma fiável o elemento em teste, DUT. A variação da impedância será imposta pela colocação de *varicaps* na extremidade de cada *stub*, ver **Figura 22**.

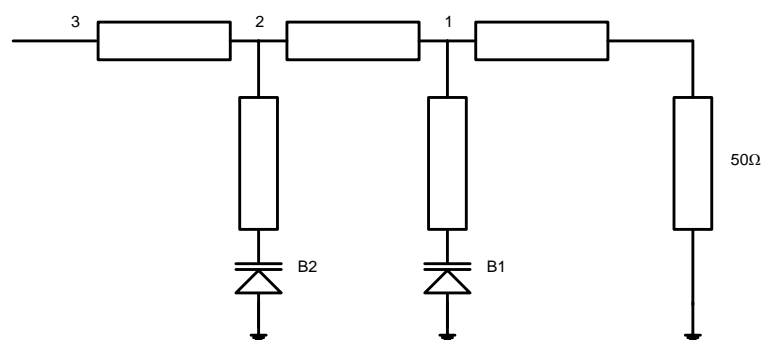


Figura 22 - *Stub tuner*

Colocando uma carga de 50Ω à saída do sintonizador, a impedância no ponto 1, contando com a carga e o primeiro *stub* terminado com o *varicap* de impedância Z_{var1} , d_{11} representa a distância da carga de 50Ω ao ponto 1 é:

$$Y_1 = \frac{1}{Z_0} + B_{stub1}$$

$$B_{stub1} = Y_0 \frac{Y_{var1} + jY_0 \tan(\beta d_{11})}{Y_0 + jY_{var1} \tan(\beta d_{11})}$$

$$Y_1 = \frac{1}{Z_0} + Y_0 \frac{Y_{var1} + jY_0 \tan(\beta d_{11})}{Y_0 + jY_{var1} \tan(\beta d_{11})}$$

Na **Figura 23** está a representação, na carta de Smith de admitâncias, da admitância Y_1 para vários valores de Y_{var1} . Os pontos estão todos no círculo de admitância 1 e o efeito de diminuição da distância entre os pontos deve-se ao aumento do valor de Y_{var1} . O comprimento do *stub* 1 irá determinar a colocação de todo o conjunto de pontos na circunferência de admitância 1. Como a carga e a linha, que a liga ao *stub*, têm a mesma impedância a parte real da admitância não sofre nenhuma alteração.

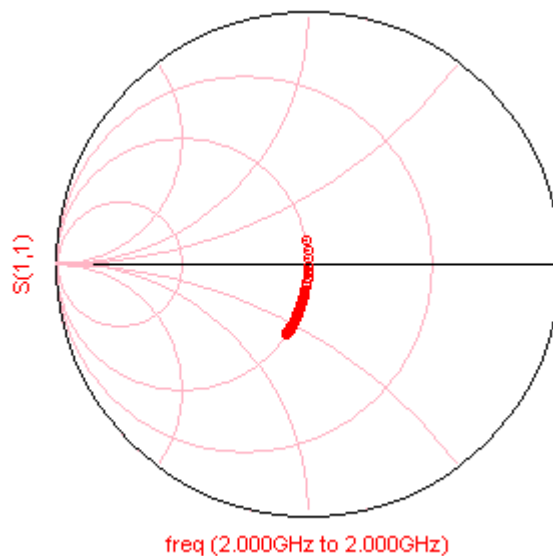


Figura 23 - Admitância Y_1 para diferentes valores de Y_{var1}

A impedância no ponto 2, sem ter em conta o *stub* desse ponto, é, d_{12} é a distância do ponto 1 ao ponto 2:

$$Y_2 = Y_0 \frac{Y_1 + jY_0 \tan(\beta d_{12})}{Y_0 + jY_1 \tan(\beta d_{12})}$$

A susceptância do stub2 é, d_{22} é a distância do stub 2:

$$B_{stub2} = Y_0 \frac{Y_{var2} + jY_0 \tan(\beta d_{22})}{Y_0 + jY_{var2} \tan(\beta d_{22})}$$

O comprimento da linha 1->2 causa que todo os pontos sofram uma rotação em torno do centro do gráfico, sendo assim este comprimento é usado para garantir a colocação do início do lóbulo final, como está mostrado na **Figura 24**.

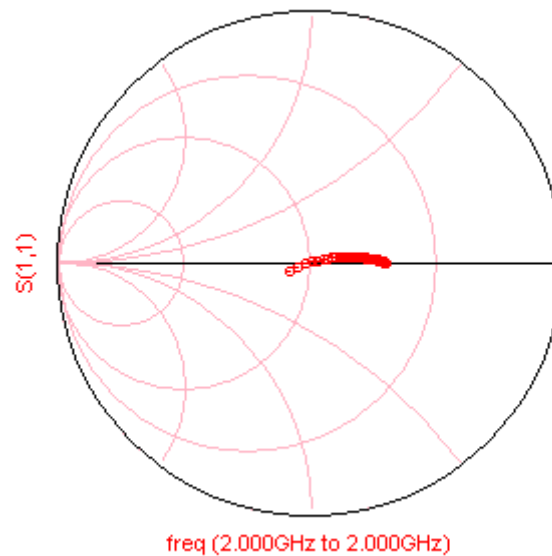


Figura 24 - Admitância Y_2 para diferentes Y_{var1}

A admitância total vista para a direita do ponto 2 é:

$$Y_{2s} = Y_0 \frac{Y_1 + jY_0 \tan(\beta d_{12})}{Y_0 + jY_1 \tan(\beta d_{12})} + Y_0 \frac{Y_{var2} + jY_0 \tan(\beta d_{22})}{Y_0 + jY_{var2} \tan(\beta d_{22})}$$

A soma da admitância do *stub 2* à admitância até agora calculada faz com que cada ponto da **Figura 24** sofra uma translação ao longo da linha de admitância.

No ponto mais à esquerda do circuito a impedância será de, com d_{23} a distância entre o ponto 2 e o ponto 3:

$$Y_3 = \frac{Y_2 + jY_0 \tan(\beta d_{23})}{Y_0 + jY_2 \tan(\beta d_{23})}$$

A última linha de 50Ω faz com que o todo o lóbulo de cobertura sofra uma rotação em torno da origem do carta de Smith, ver **Figura 25**, podendo assim ser utilizado para escolher a sua posição final no desenho do *stub tuner*.

O sintonizador terá que ser capaz de recriar o maior número de valores possível e abranger a maior área possível da carta de Smith, sendo para isso utilizada a característica de que um conjunto de *stubs* com o mesmo comprimento tem a mesma região de cobertura vista dos dois terminais.

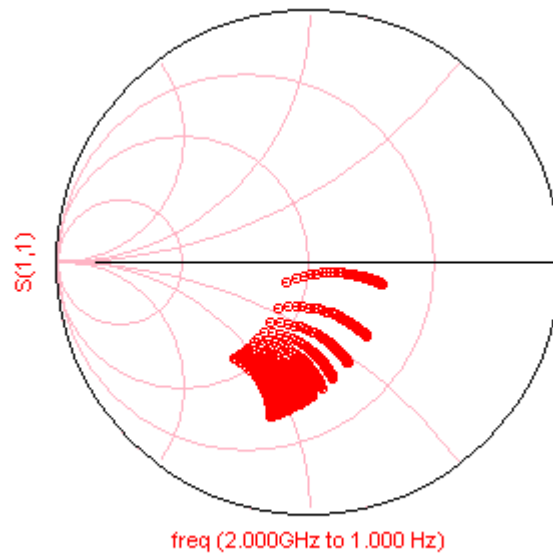


Figura 25 - Admitância Y_3 para diferentes valores de Y_{var1} e Y_{var2}

4.3 Varicap

O diodo *varicap* proporciona uma capacidade que varia com a tensão aplicada. A aplicação mais comum do *varicap* é no controlo do oscilador local em receptores multicanal, como os usados em telemóveis, WLAN e receptores TV. A não linearidade faz com que também sejam úteis como multiplicadores de frequência.

A versão simplificada do circuito equivalente do *varicap* inversamente polarizado é apresentada na **Figura 26**.

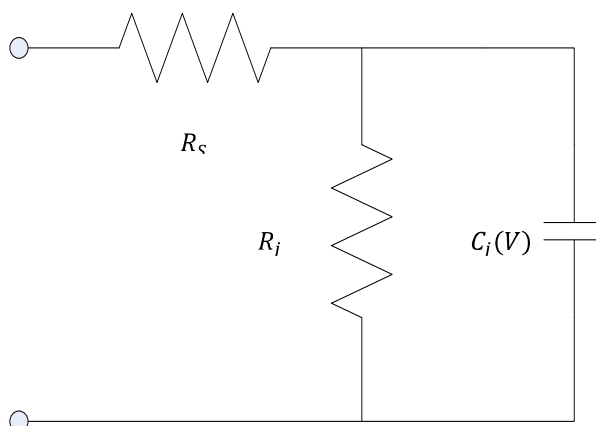


Figura 26 - Esquema equivalente de um díodo *varicap*, inversamente polarizado

R_s é resistência série e de contacto da junção sendo tipicamente da ordem de alguns ohm, R_j é a resistência da junção que quando inversamente polarizada é superior a 10^6 . A capacidade na junção é dependente da tensão de polarização, V , de acordo com a equação:

$$C(V) = \frac{C_0}{(1 - V/V_0)^\gamma}$$

Onde C_0 e V_0 são constantes, e γ é um expoente que varia entre 1/3 e 5, dependendo na dopagem do díodo. O *varicap* utilizado para esta aplicação foi o “bb148” da NXP. Tem uma grande gama dinâmica de perto 1,5 pF a 47pF.

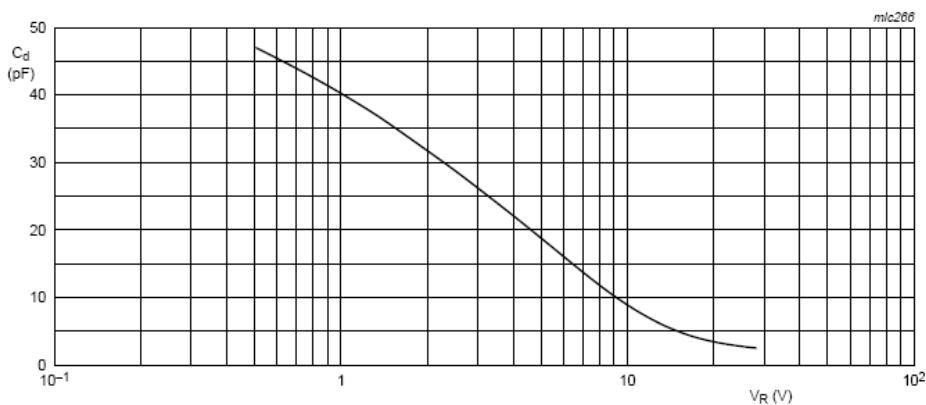


Figura 27 - Variação da capacidade do *varicap*, em função da tensão (valores típicos)

4.3.1 Desenho do Sintonizador

O desenho do sintonizador seguiu os mesmos passos dos descritos atrás, para o caracterizar teoricamente, e foi implementado no simulador *Advanced Design System* (ADS).

A distância dos *stubs* aos extremos da linha, não afecta a gama de valores de impedância resultante mas sim a sua orientação em torno do valor $Z=1$ na carta de Smith.

Através da colocação progressiva das linhas foi possível controlar a disposição dos pontos na carta de Smith. Para realizar a simulação final foram colocados *chokes* RF, que ligam os sinais DC de controlo dos *varicap* aos *stub*, para que o seu efeito fosse todo em conta.

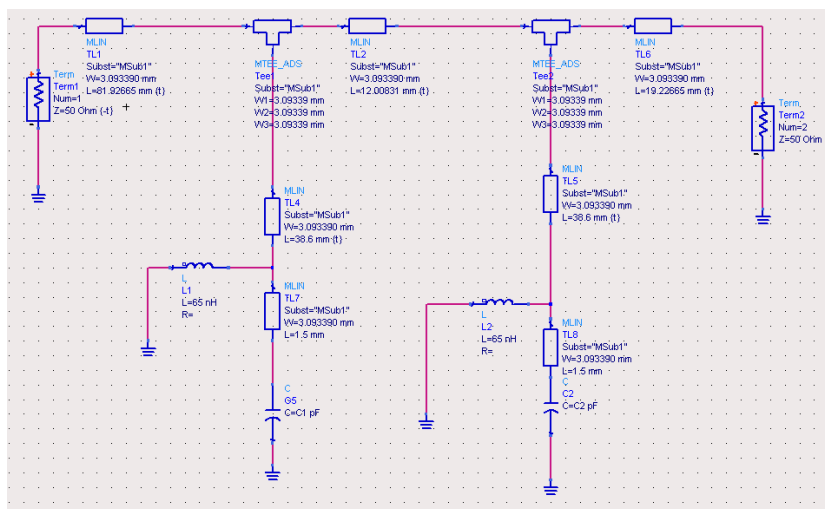


Figura 28 - Esquemático utilizado para a simulação

Para efectuar o isolamento DC entre os dois varicap e os portos, foram colocados um DC Block em cada porto, e um condensador na porção de pista entre os stub.

O diagrama de distribuição preliminar das impedâncias encontra-se representado na Figura 29. As impedâncias vistas do porto 1, à esquerda no esquemático, estão representadas com a cor vermelha; e a azul estão representadas as impedâncias vistas do porto 2, à direita no esquemático. As regiões de maior densidade correspondem aos pontos onde a capacidade dos *varicaps* é maior.

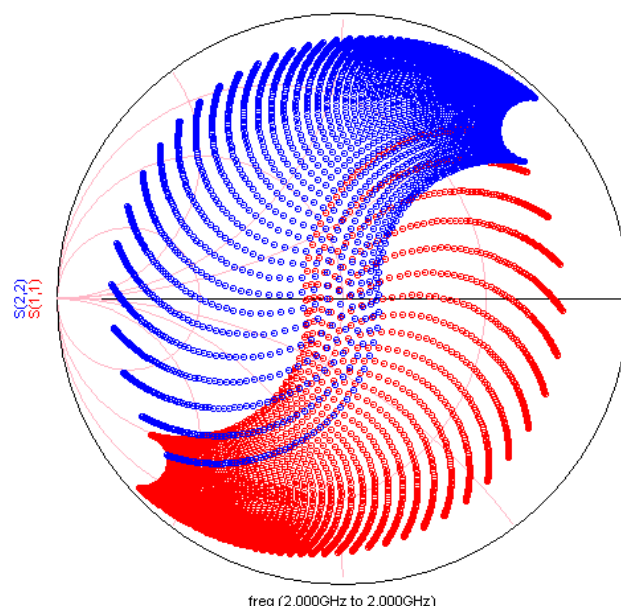


Figura 29 - Gráfico da primeira simulação

O parâmetro sweeper do ADS varia os valores dos *varicap* entre 1,5 pF a 20 pF, com intervalos de 0.25 pF.

Após uma simulação inicial passou-se para o desenho da placa final, isto agora em ambiente de *layout*. Para além das linhas dos *stubs*, são colocadas todas as letras necessárias para identificar os pontos da placa e as linhas da componente DC para alimentação dos *varicaps*.

Como estas pistas auxiliares não foram utilizadas na primeira simulação e para que o seu efeito seja considerado no desenho final realizou-se uma simulação com a opção Momentun do ADS, em que são consideradas as interferências electromagnéticas, de um sistema de 4 portos. São considerados os portos 1 e 2 já antes apresentados, os portos 3 e 4 onde estão colocados os *varicap*. O resultado final é guardado num ficheiro que é utilizado no Schematic (ADS) para afinação do sistema, ver **Figura 30**.

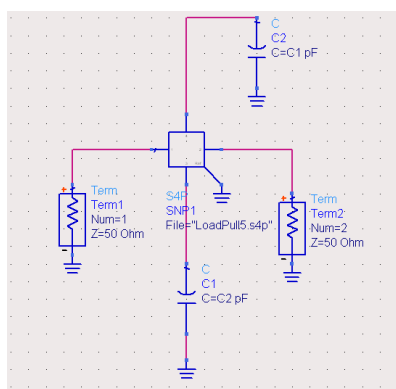


Figura 30 - Esquema da simulação final

Com os novos dados a área de cobertura da carta de Smith diminuiu, deixando de ser contínua. Para que o padrão fosse contínuo diminuiu-se o comprimento dos *stubs* para que na simulação apareçam os lóbulos sobrepostos. Sendo o resultado final mostrado na **Figura 31**.

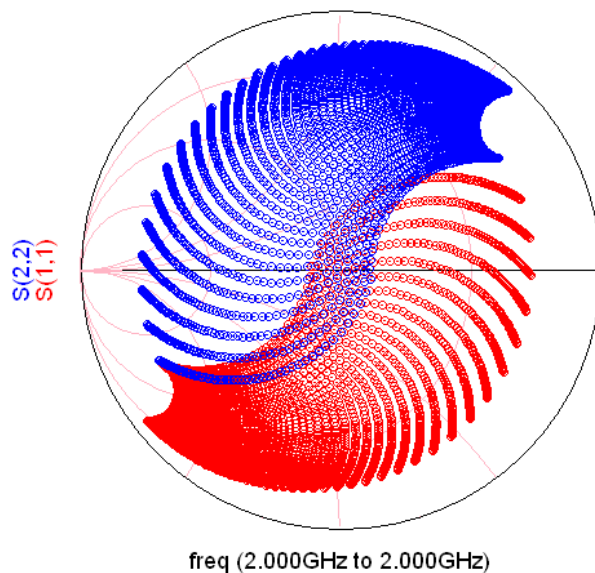


Figura 31 - Cobertura do desenho final do *stub tuner*

Na **Figura 32** apresenta-se o *layout* final do sintonizador. Para além dos dois *stubs*, foram desenhadas as linhas de alimentação dos dois *varicaps* e da ligação à massa e os cantos para indicação na altura da construção do local de corte. Nos locais onde estão a indicação de porto 1 e 2 é colocado um terminal SMA fêmea de 3.5mm. Onde está colocada a indicação de C1-GND-C2 é colocado um *terminal block* para facilitar a ligação com os D/A do sistema de controlo.

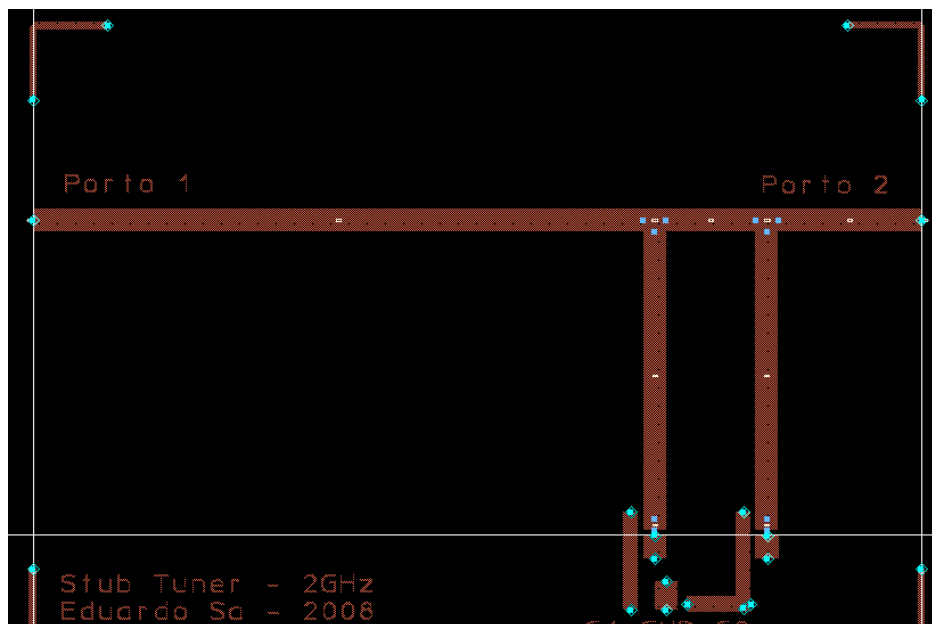


Figura 32 - Layout do stub tuner

4.3.2 Resultados

Os resultados do sintonizador de impedância é apresentado na **Figura 33** para 2.0 Ghz e na **Figura 34** para 1.8 GHz, no anexo 3 estão as figuras dos resultados para frequências entre 1.5 GHz e 2.5GHz.

A medição foi realizada com o uso de um VNA e duas fontes para variar a tensão nos *varicap*.

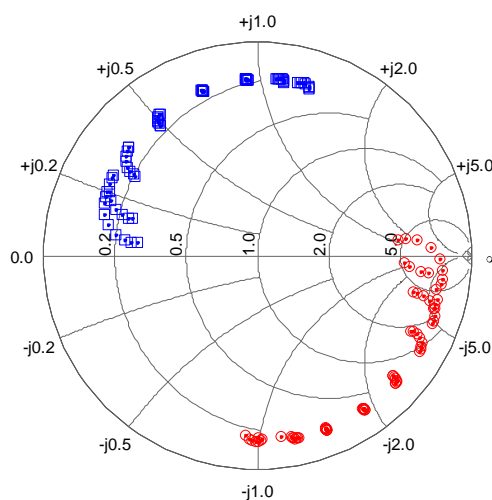


Figura 33 - Contorno do sintonizador para 2.0GHz, a vermelho estão representadas as impedâncias vistas do porto 1 e a azul estão representadas as impedâncias vistas do porto 2

Os resultados da **Figura 33** mostram que não foi alcançada a cobertura pretendida para 2GHz. O valor de impedância, para cada par de capacidade dos *varicap*, está demasiado

junto da extremidade da carta de Smith. A cada grupo de impedâncias que é possível observar, corresponde um valor de capacidade do *varicap* mais próximo do porto de entrada. Assim vê-se que o efeito na variação da impedância de entrada de cada porto, pelo primeiro *stub* é próximo do pretendido. É sim a variação da impedância no segundo *stub* que não é sentida.

Este facto deve-se à utilização de o condensador de 1nF não apropriado para esta gama de frequências. Na altura da sua utilização não foi acautelado este factor, sendo só após das medições e por observação dos resultados que se chega a esta conclusão.

Na **Figura 34**, está apresentado o contorno para 1.8 GHz. Aqui já é possível observar uma cobertura ampla da carta de Smith, sendo que não apresentam sobreposição por esta frequência o comprimento das pistas apresentar outro comprimento efectivo.

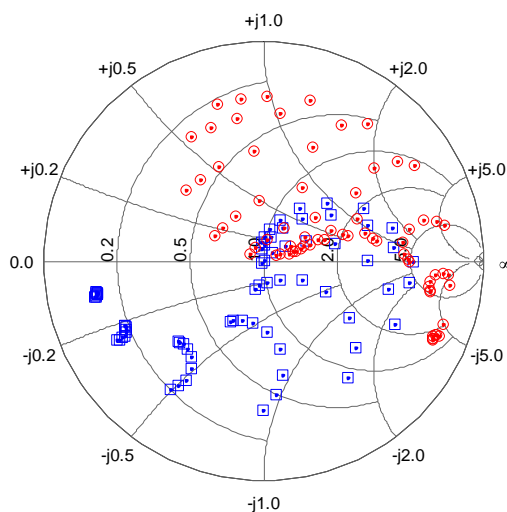


Figura 34 Contorno do sintonizador para 1.8 GHz, a vermelho estão representadas as impedâncias vistas do porto 1 e a azul estão representadas as impedâncias vistas do porto 2

Na **Figura 35** está uma figura do sintonizador de impedância, é possível ver os dois DC-Blocks à saída dos portos, após os SMA. E entre os dois stubs encontra-se um condensador de 1nF, para isolar os dois stubs.

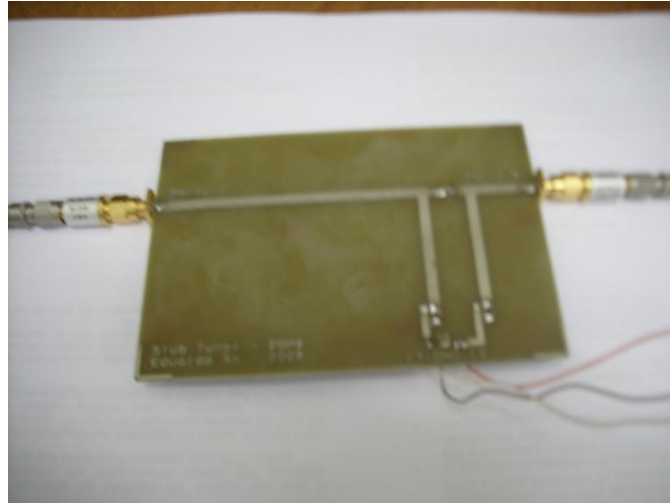


Figura 35 - Fotografia do Sintonizador de Impedâncias

4.4 Acoplador Direccional:

4.4.1 Desenho do acoplador direccional

Para realizar a amostragem da potência fornecida à carga pelo amplificador, é necessário que o valor esteja dentro da gama dinâmica do detector de potência, 0 até -45dBm. Para o garantir é possível utilizar um atenuador ou um acoplador direccional.

O atenuador terá a desvantagem de impossibilitar a implementação do processo de pré-sintonia, através de uma impedância conhecida e de nessa região proceder ao varrimento, como apresentado no capítulo anterior, embora garanta a adaptação no porto de saída do sintonizador.

Sendo assim optei por desenhar um acoplador direccional com acoplamento de 30dB. O factor de acoplamento é de $C = 10^{-\frac{30}{10}} = 0.001$.

4.4.2 Resultados do amplificador direccional

Na **Figura 36** está apresentado o valor de Throw do acoplador direccional. Este valor está dentro do simulado.

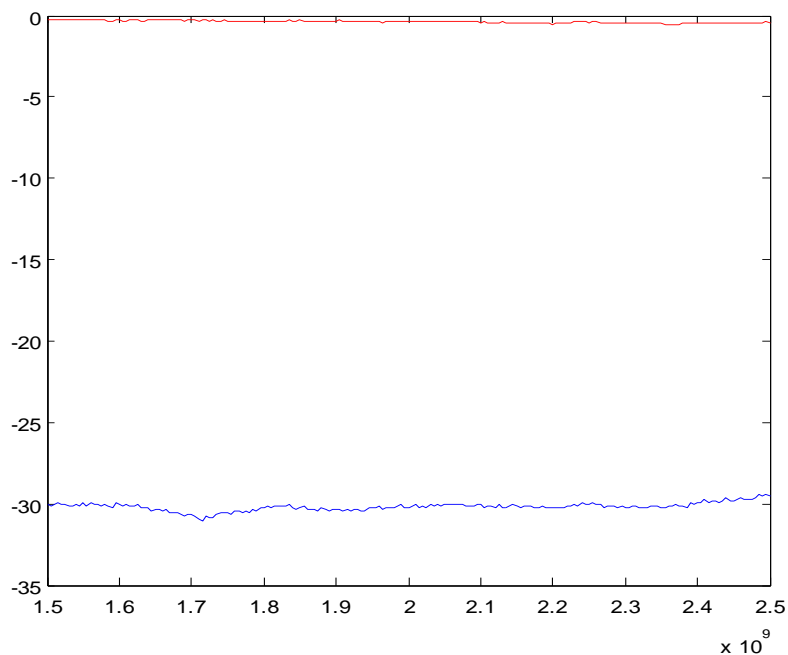


Figura 36 - Resultado do amplificador direccional, a vermelho está representado o valor de *throw*, a azul está representado o valor de acoplamento

4.5 Detector de Potência

Na utilização e desenho de amplificadores de potência para além da potência de saída outros parâmetros são necessários calcular para melhorar o seu comportamento: *power added efficiency*, o atraso e a figura de mérito.

A opção tomada foi de só colocar um detector de potência, embora haja outros parâmetros a ter em conta além da potência de saída. Este, contudo, é o mais relevante para o desempenho de um amplificador de potência, e é também aquele sobre o qual o sintonizador de impedância tem maior efeito.

A detecção de potência pode ser realizada por detectores de pico com a utilização de díodos Schottky, ou pela utilização de amplificadores logarítmicos.

4.5.1 Amplificador logarítmico

Um amplificador logarítmico, AmpLog, converte um sinal rádio frequência, RF, num sinal de tensão proporcional ao logaritmo da potência de entrada [Yang: 2005]. A entrada pode ser única ou diferencial com a saída do andar de detecção ligada ao terminal não inversor de um AmpOp interno. A inclusão deste AmpOp possibilita ajustar a inclinação da equação de transferência e implementar operação em malha fechada para sistemas de controlo de ganho.

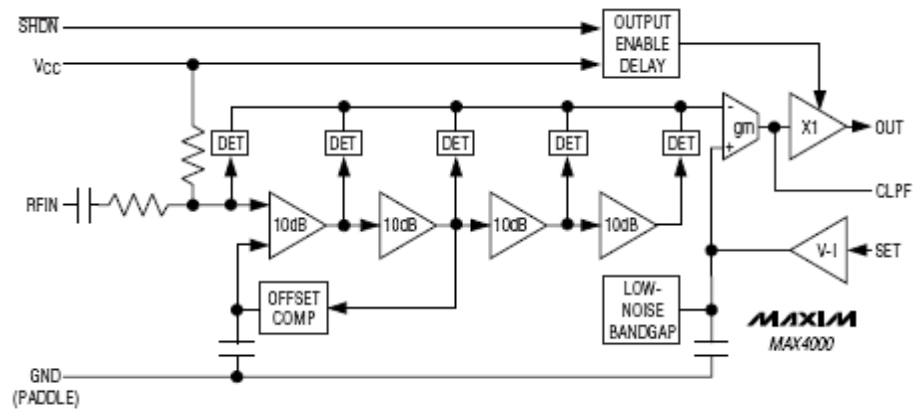


Figura 37 - Diagrama eléctrico do Max4000

A equação que descreve o funcionamento do circuito é a seguinte:

$$P_{RFIN} = \frac{V_{OUT}}{\text{Inclinação}} + P_{INT}$$

$$V_{OUT} = \text{Inclinação} * (P_{RFIN} - P_{INT})$$

onde P_{RFIN} é a potência de entrada em dBm. P_{INT} é o ponto de intercepção para tensão de saída de 0V em dBm, e a inclinação da recta em mV/dBm.

Os AmpLog com entrada diferencial permitem efectuar medições mais avançadas, como o ganho, as perdas por inserção e VSWR. Na Figura 38 está representado o circuito para a medição do ganho com um AmpLog, na entrada e saída do amplificador amostra-se a potência. Após o andar com o detector logarítmico ambos os sinais são comparados num AmpOp com pequeno ganho, e pela realimentação negativa tem se à saída um valor de tensão proporcional ao ganho do amplificador.

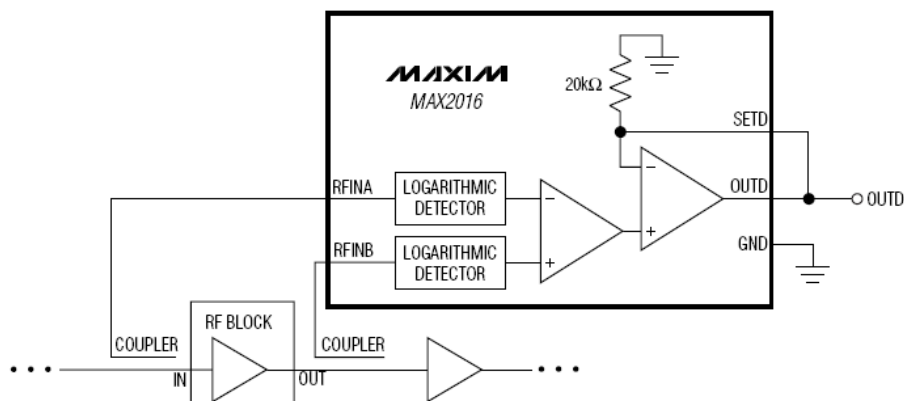


Figura 38 - Diagrama de bloco da medida de ganho com um AmpLog

4.6 Esquema eléctrico do Max 4000

O AmpLog usado é o MAX4000, da Maxim IC. Tem uma gama dinâmica de 45dB na gama de frequência de 0.1GHz a 2.5GHz. Este integrado é utilizado na malha de controlo de amplificadores de ganho variável, VGA.

Na sua utilização normal, no pino SET é colocada uma tensão que irá controlar a saída do amplificador em função da potência RF medida. Quando ligada a saída OUT a um amplificador de ganho variável é possível controlar o ganho deste.

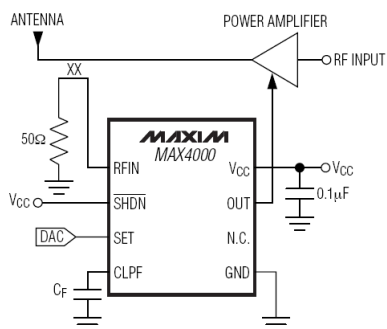


Figura 39 - Aplicação de referência do circuito Max4000

Para que este integrado funcione como detector de potência é necessário realizar a realimentação negativa por meio de um AmpOp em configuração inversora com ganho unitário ligado do pino Out ao Pino SET. Desta forma no pino SET tem-se a potência medida. A Figura 40 ilustra o esquema eléctrico do integrado e pode-se ver como o sinal medido no amplificador logarítmico está presente na entrada negativa do AmpOp “gm”.

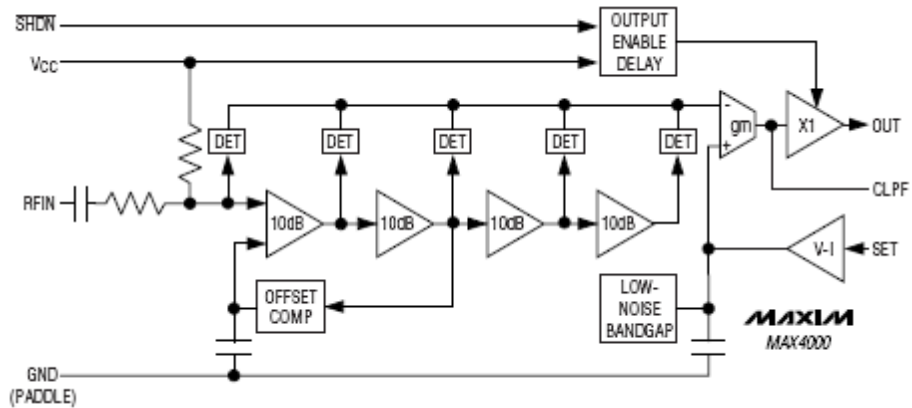


Figura 40 - Circuito interno do MAX400, detector de potência

Na placa é colocada uma linha de 50 ohm em CPWG, *coplanar waveguide ground*, e uma resistência de 50ohm junto do porto RFIN do MAX4000, para garantir a adaptação ao terminal SMA de entrada. Não é necessária a utilização de condensadores de desacoplamento à entrada do pino RFIN, pois a versão 4000 já tem um interno.

O esquema final do detector de nível é apresentado na Figura 41.

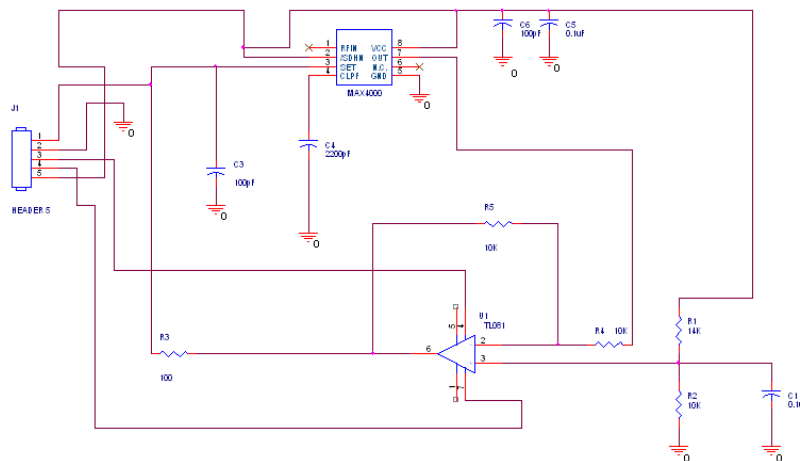


Figura 41 - Esquema eléctrico do detector de potência

4.6.1 Resultados

No circuito final foi colocado uma linha CPWG a ligar o pino RFIN ao SMA para diminuir as reflexões neste porto, sendo o seu desenho e desempenho mostrados na secção seguinte.

Na Figura 42 está representado o gráfico Pin-VSet (ver no anexo 1 a Tabela 2). A medição apresentou um nível de precisão de duas casas decimais para valores superiores a -37dBm. Para valores de medida inferiores o nível de certeza é de uma casa decimal.

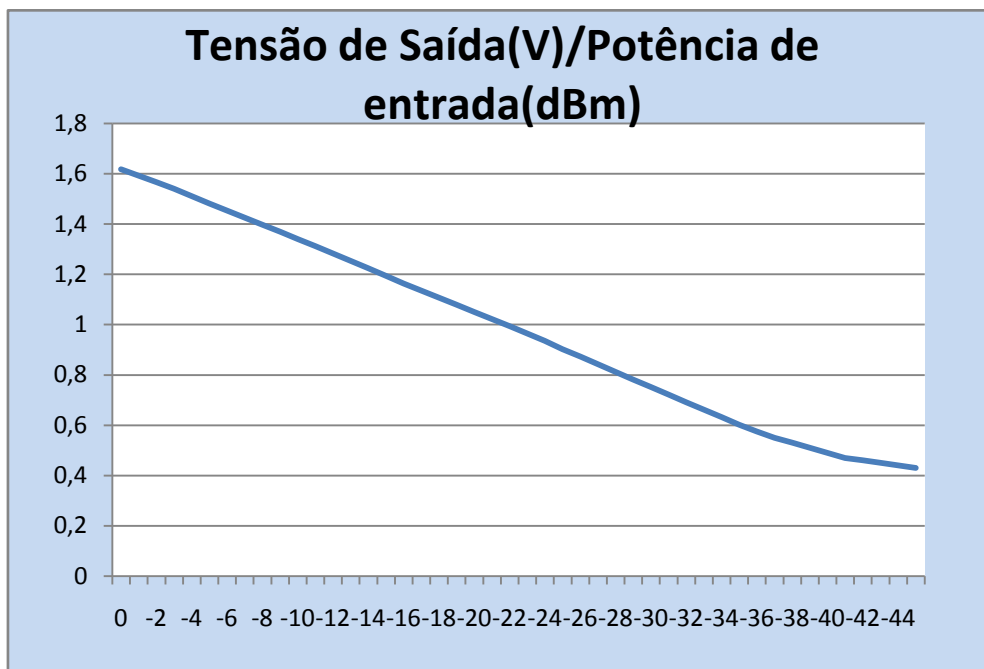


Figura 42 - Relação entre a potência de entrada, em dBm, com a tensão de saída, em Volts do detector de potência

Estando garantido que a relação de potência de entrada/tensão de saída é monótona, não é fundamental um nível de precisão elevado na medição da potência. Pois mesmo que não seja conhecida a relação com precisão, entre as duas grandezas o sistema é capaz de encontrar a impedância que corresponde a maior potência.

Mesmo assim, o software vai ter em conta esta medição e para cada valor de tensão no pino SET irá informar o operador da potência medida.

Na **Figura 43** está a fotografia do detector de potência e no lado direito a pista CPWG de teste.

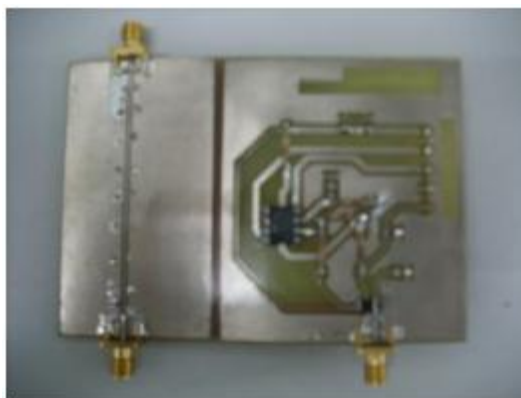


Figura 43 - Fotografia do detector de potência e da pista CPWG

4.7 CPWG

4.7.1 CPWG - Desenho

Para realizar a adaptação do sinal proveniente do acoplador com o AmpLog é necessário incluir uma *coplanar waveguide grounded*, CPWG, entre o SMA e o pino RFIN do MAX4000, ver **Figura 44**.

As linhas CPWG são linhas de transmissão planar com uma linha central onde passa o sinal e dois planos de massa, um na face da linha central e outro na face oposto do dielétrico [Simons:2001]. A utilização destas linhas, ao oposto do Microstrip usado no sintonizador, deve-se a permitem desenhar a linha central S com qualquer espessura, pela variação de W . Desta forma definindo o valor de S com o comprimento do pino RFIN não ocorrem desadaptações por variação de espessura na linha.

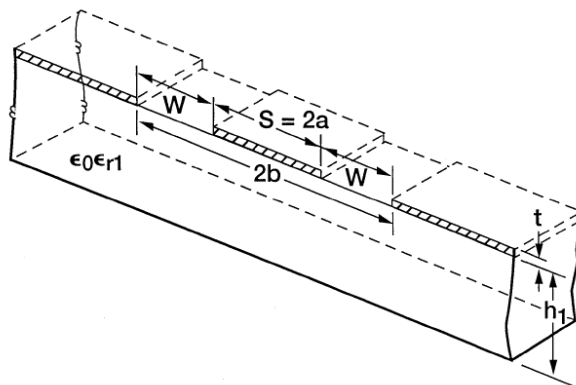


Figura 44 - Pista CPWG

Para o desenho da pista foi utilizado o simulador do ADS, ver **Figura 45**. Os valores simulados são:

$$S = 0.8 \text{ mm}$$

$$W = 0.39 \text{ mm}$$

Component: Type CPWG ID CPWG: CPW1

Substrate Parameters

ID	CPWSub1
H	1.600 mm
Er	4.340 N/A
Mur	1.000 N/A
Cond	1.0E+50 N/A
T	0.350 mm
TanD	n nnn N/A

Physical

W	0.800 mm	Fix
G	0.388715 mm	Fixed
L	2.612910 mm	N/A

Synthesize Analyze

Electrical

Z0	50.000000 Ohm
E_Eff	45.794700 deg
	N/A
	N/A
	N/A

Calculated Results

K_Eff = 2.130
A_DB = 4.57279e-024
SkinDepth = 0.000 mil

Figura 45 - Ecrã de simulação do CPWG

5 Sistema de aquisição de dados e Interface

5.1 Introdução

Esta componente do sistema pode ser dividida na componente de hardware e software. Para efectuar o controlo e aquisição de dados é utilizada a placa PCI - 6221 da National Instruments. Para elaborar o interface e o tratamento de dados é usado o Matlab.

5.2 Aquisição de Dados e Controlo:

Para efectuar o controlo da tensão nos varicap e a medição da tensão de saída do detector de potência é utilizada a placa de aquisição de dados PCI 6221 da National Instruments. Trata-se de uma placa multi-funções de aquisição de dados com 24 saídas e entradas digitais, 16 entradas analógicas e 2 saídas analógicas, com tensão -10;10V.

Para efectuar a aquisição de dados é apenas necessário ligar o detector de potência a uma das entradas analógicas. As entradas analógicas têm resolução de 16 bits e permitem 250 kS/s.

Como a tensão nos terminais dos varicap é de [0V;28V] foi necessário montar uma ligação não inversora pela utilização de um AmpOp.

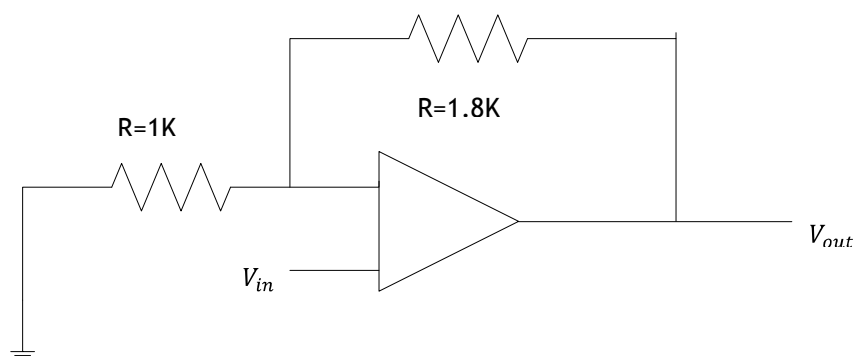


Figura 47 - Montagem não inversora de ganho 2,8

A equação do ganho é:

$$V_{out} = \left(1 + \frac{1.8K}{1K}\right) V_{in} = 2.8 * V_{in}$$

Sendo exactamente o ganho desejado para a gama de valores de saída da placa conseguir cobrir todos os valores desejados.

O diagrama de blocos do sistema de aquisição de dados e controlo é apresentado na **Figura 48**.

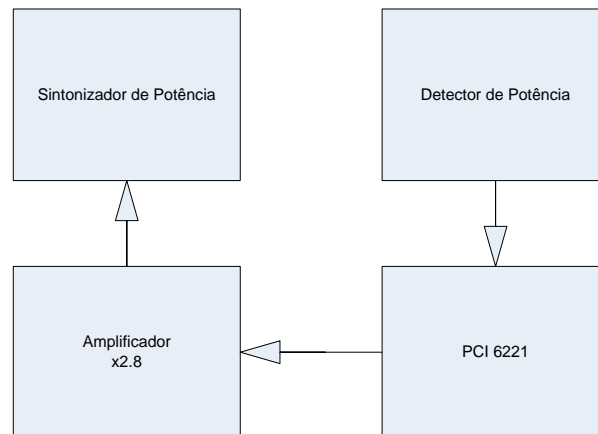


Figura 48 - Diagrama de blocos do sintonizador de impedâncias

5.3 Interface

A interface engloba todas as funções de gestão do sistema, tendo sido desenvolvida em Matlab. A escolha deveu-se ao conjunto de ferramentas existentes no Matlab que permitiram a implementação de todas as funcionalidades.

As ferramentas utilizadas foram:

- O GUIDE, *graphical user interface development environment*, pois permite o desenho que GUIs de uma forma fácil e ainda incorporar todas as ferramentas do Matlab.
- RF Toolbox, agrega um conjunto de funções que permitem utilizar e manipular dados provenientes de sistemas de rádio frequência.
- Data Acquisition Toolbox, agrega um conjunto de funções e drivers que permitem comunicar com um variado conjunto de equipamentos para realizar operações de aquisição de dados.

Na **Figura 49** está esquematizada a forma como as ferramentas do Matlab foram utilizadas no desenvolvimento da GUI.

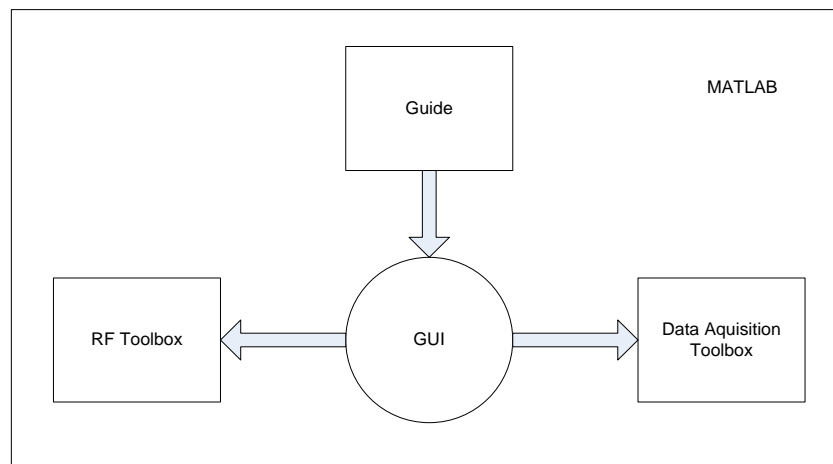


Figura 49 - Plataformas utilizadas no desenvolvimento da GUI

A escolha do ambiente Matlab para o desenvolvimento da interface deveu-se à:

- Facilidade de implementação da comunicação com a Placa PIC 6221
- Ambiente de desenvolvimento com dados RF e Microondas já existente, RF Toolbox.
- Facilidade de Implementação de GUI e com isso a inclusão de todas as capacidades antes apresentadas.

A interface permite:

- Definir o número de pontos da medição.
- Realizar uma pesquisa completa, baseada no número de pontos definidos.
- Definir um par de valores de tensão para os dois *varicaps*.
- Pela introdução de um par de valores de tensão para os *varicap*, permite procurar em torno desse valor o ponto de maior potência.
- Após uma medição completa permite gravar os dados num ficheiro.txt para que possam ser utilizados em cálculos futuros.

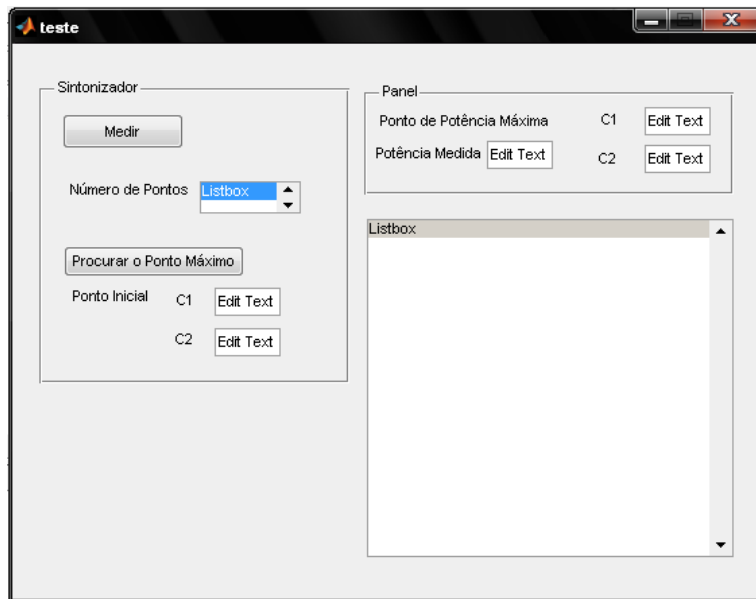


Figura 50 - Interface de controlo do sistema (Matlab)

5.4 Conclusões:

Para a implementação de sistemas de controlo e medição em fases de teste ou em protótipos a utilização das capacidades do Matlab e de placas como a PIC 6229 usadas para o desenvolvimento do sistema de controlo e automatização das medidas.

6 Conclusões e trabalho futuro

6.1 Conclusões finais:

Este trabalho descreveu o processo de desenho e implementação de um sintonizador de impedâncias baseado em tecnologias de estado sólido, para a caracterização de amplificadores de potência RF e microondas. O sintonizador desenvolvido é um *stub tuner*, com dois *stubs*. Sendo que no final de cada *stub* é colocado um varicap cuja capacidade é controlada por um sinal DC.

Para além da variação de impedância o sistema desenhado permite a medição da potência de saída, e através de um controlo por PC permite que automaticamente seja variada a impedância e medida a potência à saída do amplificador.

O sintonizador apresenta uma melhor cobertura para a frequência de 1.8GHz.

6.2 Trabalho futuro:

Ainda existem várias áreas de estudo para melhorar o desempenho e ultrapassar problemas de implementação entretanto detectados, como formas de realizar o isolamento da tensão DC entre os dois *stubs* sem afectar a performance do sintonizador.

Seria interessante juntar todos os elementos aqui apresentados e realizar um teste de caracterização de um amplificador de potência microondas.

Será igualmente interessante o desenvolvimento de um sistema completo baseado nos princípios apresentados no capítulo 3, que poderá servir de ponto de partida para estudos mais aprofundados na dinâmica dos elementos activos a trabalharem nas microondas.

7 Bibliografia

[Actis: 1989] Rober Actis. Roy A. McMorranr.. Allen Murphy. Marka . Hollis, Richarwd , Chick, Carl0 .B Ozler. And Kirby B. Nichols, Characterization of Millimeter-Wave Transistors using an Active Load-Pull Measurement System, 1989 IEEE MTT-S Digest; pag. 835-838

[Blache:1995] F. Blache, J.M. Nebus, Ph Bouysse, J.P.Villotte, A novel computerized Multiharmonic active Load-Pull System For The Optimization of High Efficiency Classes in Power Transistors, 1995 IEEE MTT-S Digest, pag. 1037-1040

[Bouysse:1994] Philippe Bouysse, Jean-Michel Nebus, Jean-Marc Coupat, and Jean-Pierre Villotte ; A Novel, Accurate Load-Pull Setup Allowing the Characterization if High Mismatched Power Transistors,; IEEE TRANSACTIONS ON MICROWAVE THEORY AND TECHNIQUES, VOL. 42 NO, 2, FEBRUARY 1994; pag: 327, 332

[Cusack: 1974] Cusack, J.M.; Perlow, S.M.; Perlman, B.S., Automatic Load Contour Mapping for Microwave Power Transistors Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on Volume 22, Issue 12, Dec 1974 Page(s): 1146 - 1152

[Gary:1996] Gary R.; Vassar, Mark, Importance of 2nd Harmonic Tuning for Power Amplifier Design Simpson, ARFTG Conference Digest-Fall, 48th Volume 30, Issue , Dec. 1996 Page(s):1 - 6

[Golio: 2001] Golio, Mike (editor), Ham R. et al. "Microwave Measurements" em "The RF and Microwave Handbook" CRC Press LCC, 2001

[Kompa: 2003] Kompa, Guenter; Bunz, Bernd; Acitve Load Pull with fourth harmonic tuning based on IQ modulator concept, 33rd European Microwave Conference- Munich 2003, pag. 359 - 361

[MAURY:2000] Maury Microwave Device Characterization with harmonic source and load Pull - application note 5c-044 07 Dec 2000

[Mendes:9999] Marco Mendes, Miguel Andrade, Luís Mendes, Rafael Caldeirinha, Bárbara Coelho Sintonizador de Impedâncias para a Optimização de Amplificadores de Potência de Radiofrequência, Escola Superior de Tecnologia e Gestão - Instituto Politécnico de Leira e Instituto de Telecomunicações¹

¹ Não foi possível verificar a data exacta de publicação deste documento.

[Mingo:2004] Jesús de Mingo, Member, IEEE, Antonio Valdovinos, Member, IEEE, Alfredo Crespo, Denis Navarro, Paloma García, An RF Electronically Controlled Impedance Tuning Network Design and Its Application to an Antenna Input Impedance Automatic Matching System, IEEE TRANSACTIONS ON MICROWAVE THEORY AND TECHNIQUES, VOL. 52, NO. 2, FEBRUARY 2004, pag. 489- 497

[NMDG] NMDG Engineering bvba, Data Sheet MT4463, 2004 - 2006

[Pozar: 1989] Poza, David M., Microwave Engineering, third edition, John Wiley & Sons, 1989

[Simons:2001] Rainee N. Simons, Coplanar Waveguide Circuits, Components, and Systems. 2001 John Wiley & Sons, Inc.

[Takayama, 1976] Takayama, Yoichiro; A New Load-Pull Characterization Method For Microwave Power Transistors; Microwave Symposium Digest, MTT-S International Volume 76, Issue 1, Jun 1976 Page(s): 218 - 220

[Verbeyst:2004] Frans Verbeyst, Marc Vanden Bossche, Real-time and optimal PA characterization speeds up PA design, IEEE, 34th European Microwave Conference - Amsterdam, 2004, pag 431 - 434

[Yang:2005] Ken Yang, Log-amp perfoms advanced RF measurements, RF Design Magazine, Março 2005.

[Roblin: 2007] Roblin, P. Seok Joo Doo Xian Cui Jessen, G.H. Chaillot, D. Strahler, J., New Ultra-fast Real-time Active Load-pull Measurements for High Speed RF Power Amplifier Design, Microwave Symposium, 2007. IEEE/MTT-S International June 2007, Pag 1493-1496

Anexo 1 - Características do circuito MAX 4000

A tabela seguinte indica alguns valores da relação Pin, potência de entrada, VSET, tensão de saída, do MAX 4000.

Tabela 2 - Relação entre a potência de entrada e a tensão de saída no MAX4000

Pin dBm	VSET V	Pin dBm	VSET V
0	1,618	-23	0,965
-1	1,592	-24	0,935
-2	1,567	-25	0,903
-3	1,54	-26	0,873
-4	1,511	-27	0,842
-5	1,482	-28	0,812
-6	1,454	-29	0,782
-7	1,426	-30	0,752
-8	1,398	-31	0,722
-9	1,37	-32	0,691
-10	1,341	-33	0,662
-11	1,312	-34	0,632
-12	1,283	-35	0,602

Pin dBm	VSET V	Pin dBm	VSET V
-13	1,254	-36	0,575
-14	1,224	-37	0,55
-15	1,194	-38	0,53
-16	1,164	-39	0,51
-17	1,135	-40	0,49
-18	1,107	-41	0,47
-19	1,079	-42	0,46
-20	1,05	-43	0,45
-21	1,022	-44	0,44
-22	0,994	-45	0,43

Anexo 2 - Dimensões finais do sintonizador

As dimensões finais do Sintonizador são apresentadas na Tabela 3, e a **Figura 51** mostra o desenho do sintonizador com a indicação das dimensões relevantes.

Tabela 3 - Dimensões finais do sintonizador

Parâmetro	Valor
Distância do Porto 1 ao primeiro Stub, L1	83,473345
Cumprimento do Primeiro Stub - S1	40,1
Distância entre Stubs - L2	15,1017
Cumprimento do Segundo Stub - S2	40,1
Distância do Porto 2 ao segundo Stub - L3	20,773345

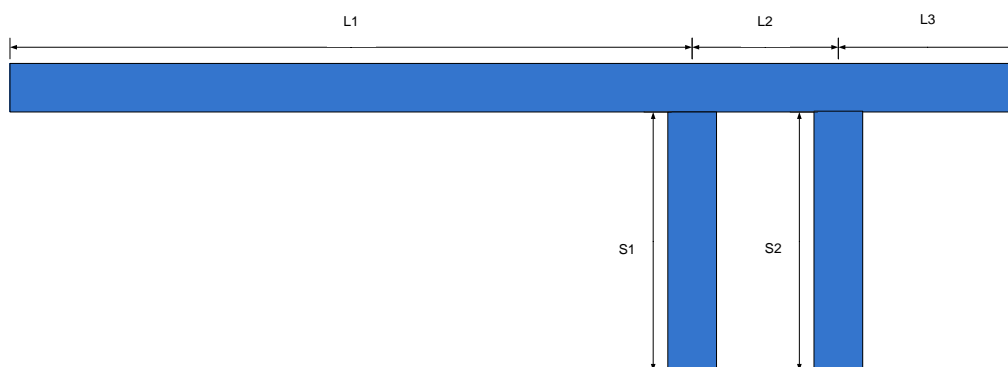


Figura 51 - Dimensões do sintonizador

Anexo 3

Nas seguintes figuras estão apresentados os resultados da medição realizada com o uso a um VNA, entre as frequências de 1.5 GHz e 2.5 GHz, com intervalos de 100 MHz.

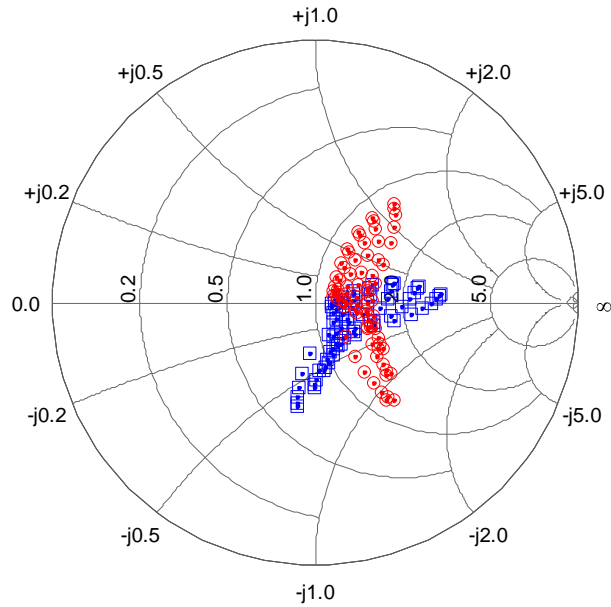


Figura 52- Contorno do sintonizador para 1.5 GHz, a vermelho estão representadas as impedâncias vistas do porto 1 e a azul estão representadas as impedâncias vistas do porto 2

Figura 53 - Contorno do sintonizador para 1.6 GHz, a vermelho estão representadas as impedâncias vistas do porto 1 e a azul estão representadas as impedâncias vistas do porto 2

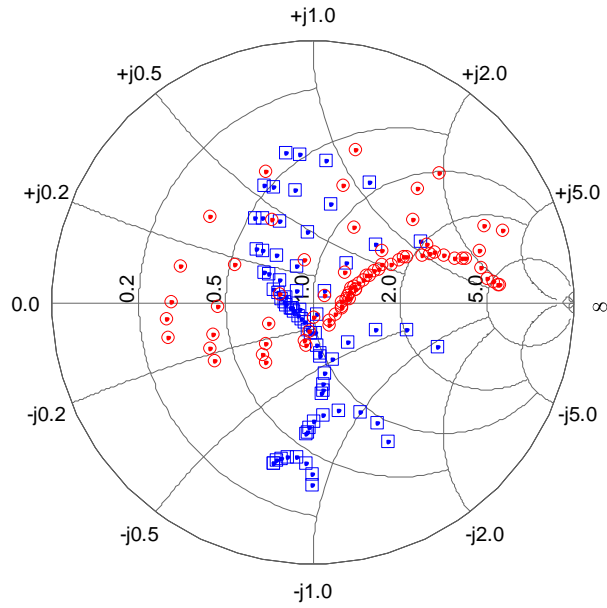


Figura 54 - Contorno do sintonizador para 1.7 GHz, a vermelho estão representadas as impedâncias vistas do porto 1 e a azul estão representadas as impedâncias vistas do porto 2

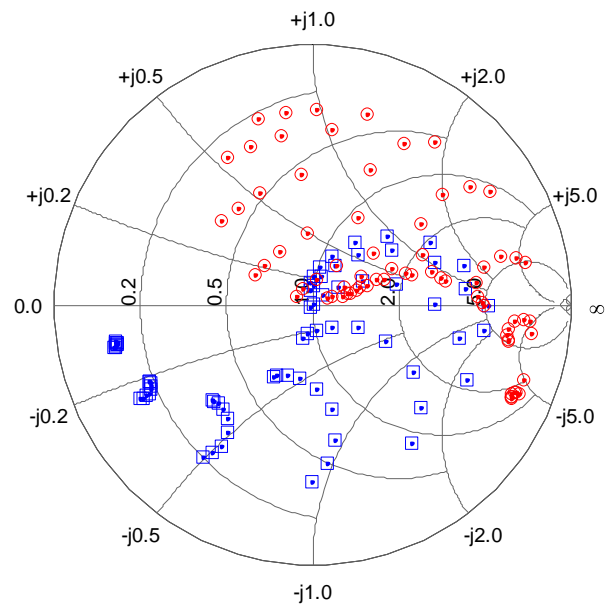


Figura 55 - Contorno do sintonizador para 1.8 GHz, a vermelho estão representadas as impedâncias vistas do porto 1 e a azul estão representadas as impedâncias vistas do porto 2

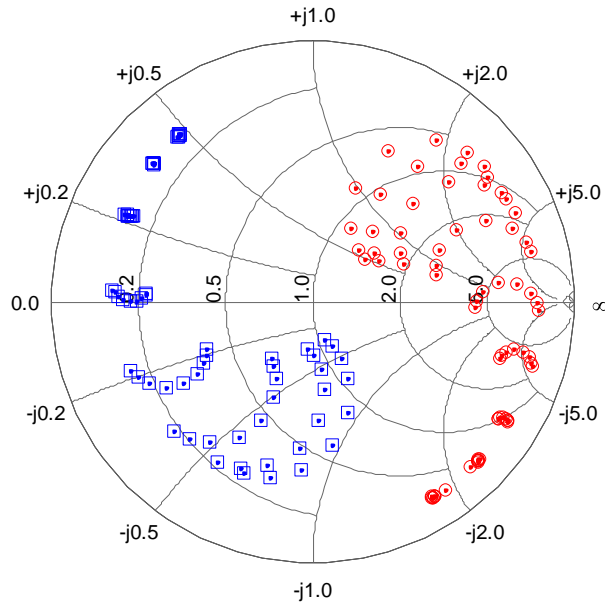


Figura 56 - Contorno do sintonizador para 1.9 GHz, a vermelho estão representadas as impedâncias vistas do porto 1 e a azul estão representadas as impedâncias vistas do porto 2

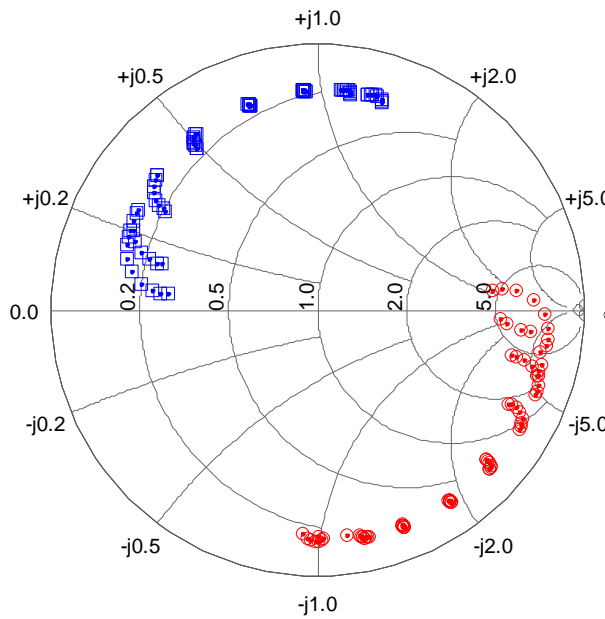


Figura 57 - Contorno do sintonizador para 2.0 GHz, a vermelho estão representadas as impedâncias vistas do porto 1 e a azul estão representadas as impedâncias vistas do porto 2

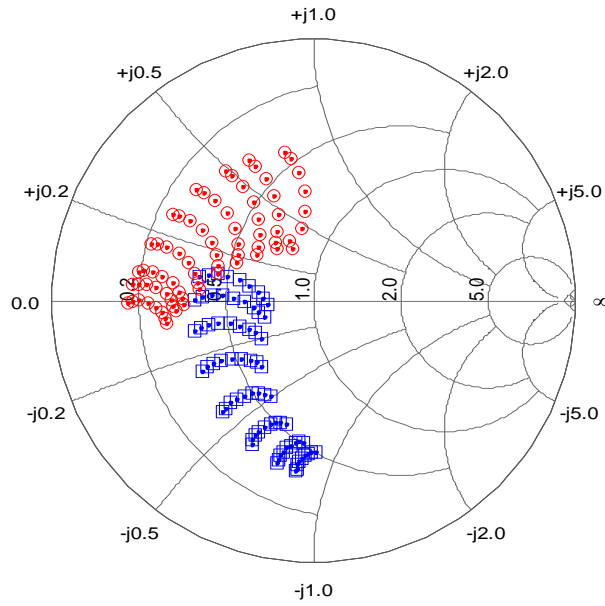


Figura 58 - Contorno do sintonizador para 2.1 GHz, a vermelho estão representadas as impedâncias vistas do porto 1 e a azul estão representadas as impedâncias vistas do porto 2

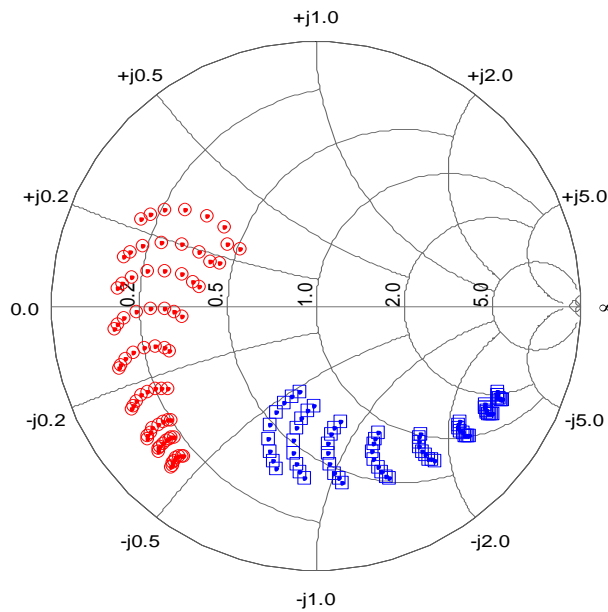


Figura 59 - Contorno do sintonizador para 2.2 GHz, a vermelho estão representadas as impedâncias vistas do porto 1 e a azul estão representadas as impedâncias vistas do porto 2

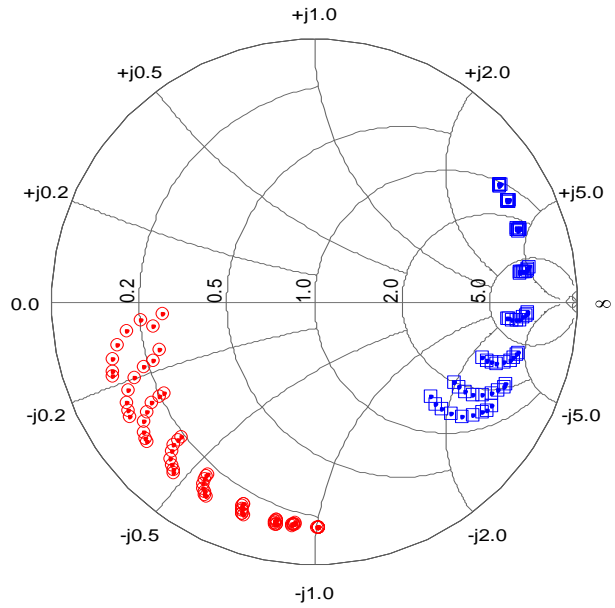


Figura 60 - Contorno do sintonizador para 2.3 GHz, a vermelho estão representadas as impedâncias vistas do porto 1 e a azul estão representadas as impedâncias vistas do porto 2

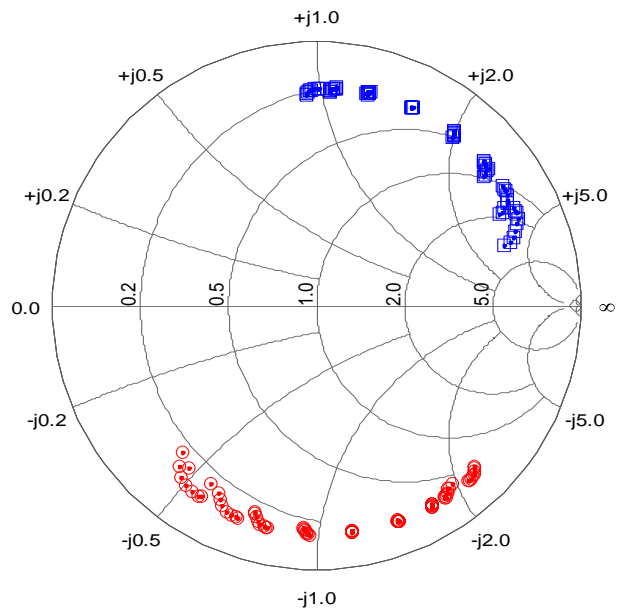


Figura 61 - Contorno do sintonizador para 2.4 GHz, a vermelho estão representadas as impedâncias vistas do porto 1 e a azul estão representadas as impedâncias vistas do porto 2

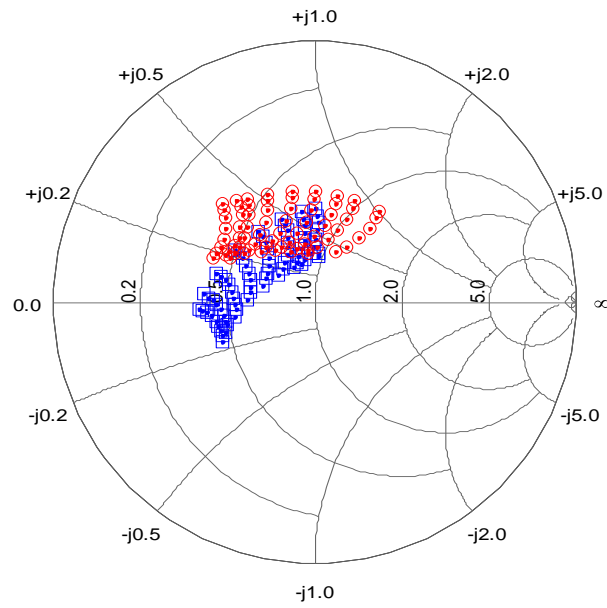


Figura 62 - Contorno do sintonizador para 2.5 GHz, a vermelho estão representadas as impedâncias vistas do porto 1 e a azul estão representadas as impedâncias vistas do porto 2