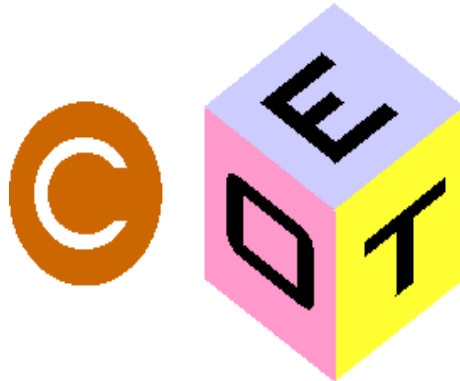


Universidade do Algarve

Faculdade de Ciências e de Tecnologia

Centro de Electrónica, Optoelectrónica e Telecomunicações (CEOT)



Projecto Final de Curso da Licenciatura em Engenharia de Sistemas e
Computação

*“Caracterização eléctrica dos parâmetros intrínsecos e extrínsecos
do Díodo de Efeito de Túnel Ressonante - Modulador de
Electro-Absorção (RTD-EAM)”*

Orientador: Prof. Doutor Luís Moura

Orientando: André Romão N^o 15297

Faro, 5 de Novembro de 2003

Resumo

Os sistemas de telecomunicações baseados em portadoras ópticas, tais como redes de fibra óptica, apresentam um elevado potencial devido à largura de banda permitida. O Díodo de Efeito de Túnel Ressonante – Modulador de Electro-Absorção (RTD-EAM) apresenta elevada largura de banda (superior a 100 GHz) e resistência diferencial negativa, sendo por isso bastante atractivo como modulador óptico em sistemas de telecomunicações. O objectivo deste projecto é aprofundar o estudo do RTD-EAM na área da comunicação por fibra óptica, especificamente pretende-se obter a caracterização eléctrica dos parâmetros intrínsecos e extrínsecos de díodos de efeito de túnel ressonante. Este projecto consiste, no estudo e desenvolvimento de modelos eléctricos de pequeno sinal equivalentes para este dispositivo. A obtenção deste modelo é feita a partir das várias medições dos parâmetros S do RTD-EAM, para diferentes valores de polarização.

Abstract

Telecommunication systems based on optical carriers, like fiber-optic networks, present a high potential due to the available broad band. The Resonant Tunnelling Diode – Electroabsorption Modulator (RTD-EAM) presents a broad band (greater than 100 GHz) and a negative differential resistance, being therefore very attractive as an optical modulator in high performance telecommunication systems. The purpose of this project is to deepen the study of the RTD-EAM, in the area of fiber optic communication. Specifically, we aim to obtain the electrical characterization of the intrinsic and extrinsic parameters of the resonant tunnel effect diode. The essence of this project is to study and develop equivalent small-signal models for the RTD-EAM. These models are developed for different bias values through several measurements of the Scattering parameters of the device.

Agradecimentos

Quero agradecer a todos aqueles que de uma forma ou outra me apoiaram e ajudaram na realização deste projecto, nomeadamente ao orientador do projecto, o Prof. Doutor Luís Moura, que sempre se mostrou disponível quando foi necessário.

Agradeço também ao Prof. Doutor Peter Stallinga que me apoiou e que me disponibilizou uma função em MATLAB[©] para minimização do erro.

Desejo deixar uma nota de agradecimento ao Prof. Doutor José Longras Figueiredo que se mostrou disponível sempre que foi necessário.

Não quero deixar de agradecer à Fundação para a Ciência e Tecnologia (FCT) que me apoiou através de uma bolsa (Ref. - *POSI/CPS/41760/2001*).

Agradeço também ao meu amigo, António dos Anjos pelo auxílio em relação à utilização do package ‘circ’ do MiKTeX[©].

Agradeço a todos os professores e colegas que directa ou indirectamente contribuíram para a minha motivação e conhecimento.

Obrigado!

Declaração

Declara-se que o aluno André Romão, do curso de Engenharia de Sistemas e Computação, foi o autor deste documento, tendo como orientador o Prof. Doutor Luís Moura.

(André Romão)

(Prof. Doutor Luís Moura)

(Prof. Doutor Henrique Gomes)

(Prof. Doutor Peter Stallnga)

Conteúdo

1	Introdução	10
2	Fundamentos Teóricos	13
2.1	Díodos de Efeito de Túnel Ressonante (RTD)	13
2.2	Linhas de Transmissão	15
2.2.1	Tipos de Linhas de Transmissão Eléctricas	15
2.2.2	Impedância Característica da Linha de Transmissão	16
2.3	Coefficiente de Transmissão, Coefficiente de Reflexão e VSWR	18
2.3.1	Coefficiente de Reflexão	18
2.3.2	Coefficiente de Transmissão	19
2.3.3	Voltage Standing Wave Ratio - VSWR	19
2.4	Parâmetros S (Scattering Parameters)	20
2.4.1	Teoria dos parâmetros S (Distribuidos)	21
2.4.2	Ondas incidentes e reflectidas nos parâmetros S	22
2.4.3	Parâmetros S em termos de Impedâncias	23
2.5	Cartas de Smith	25
2.5.1	Plano de Impedâncias e Plano de Coefficientes de Reflexão	26
3	Caracterização Eléctrica para Pequenos Sinais do RTD	29
3.1	Modelos Eléctricos para Pequeno Sinal	29
3.1.1	Modelo para o RTD (M0)	30
3.1.2	Modelo para o RTD (M1)	31

3.1.3	Modelo para o RTD (M2)	32
3.2	Simulação em PSpice [®]	33
4	Resultados e Análise dos Resultados	37
4.1	Leitura dos Dados das Cartas de Smith	37
4.1.1	Correspondência entre a Impedância e a Frequência nas Cartas de Smith	38
4.2	Resultados do Dispositivo RTD s72	41
4.2.1	Modelo M0	42
4.2.2	Modelo M1	46
4.2.3	Modelo M2	50
4.2.4	Análise dos Resultados do RTD s72	54
4.3	Resultados do Dispositivo RTD s119	57
4.3.1	Modelo M0	58
4.3.2	Modelo M2	62
4.3.3	Análise dos Resultados do RTD s119	66
5	Conclusão e Trabalho Futuro	70

Lista de Figuras

2.1	Estrutura de um RTD	14
2.2	Representação da curva Corrente-Tensão de um RTD.	14
2.3	Modelo eléctrico equivalente para uma secção elementar de uma linha de transmissão	16
2.4	Rede de dois portos com gerador de sinais e impedância de carga	21
2.5	Círculos de Reactância e Resistividade	25
2.6	Mapa de Smith	27
3.1	Circuito Equivalente para Pequeno Sinal de um Díodo de Túnel	29
3.2	Circuito Equivalente para Pequeno Sinal de um Díodo de Túnel M0	30
3.3	Circuito Equivalente para Pequeno Sinal de um Díodo de Túnel M1	31
3.4	Circuito Equivalente para Pequeno Sinal de um Díodo de Túnel M2	32
3.5	Circuitos utilizados em PSpice [©] para validar as funções de transferência dos modelos	35
3.6	Resultados obtidos em PSpice [©] sobrepostos com os valores calculados em MatLab [©] – $ Z_{in} $ vs frequência	36
4.1	Cálculo utilizando vector linear (vermelho) e utilizando vector logarítmico (verde)	38
4.2	Variação de R_d	39
4.3	Variação de R_s	40
4.4	Variação de C_d	40
4.5	Variação de L_s	41
4.6	Curva Corrente vs Tensão para o RTD s72	42
4.7	Polarização 0 V do RTD s72 para o modelo M0	43

4.8	Polarização 1.5 V do RTD s72 para o modelo M0	44
4.9	Polarização 3.0 V do RTD s72 para o modelo M0	45
4.10	Polarização 3.5 V do RTD s72 para o modelo M0	46
4.11	Polarização 0 V do RTD s72 para o modelo M1	47
4.12	Polarização 1.5 V do RTD s72 para o modelo M1	48
4.13	Polarização 3.0 V do RTD s72 para o modelo M1	49
4.14	Polarização 3.5 V do RTD s72 para o modelo M1	50
4.15	Polarização 0 V do RTD s72 para o modelo M2	51
4.16	Polarização 1.5 V do RTD s72 para o modelo M2	52
4.17	Polarização 3.0 V do RTD s72 para o modelo M2	53
4.18	Polarização 3.5 V do RTD s72 para o modelo M2	54
4.19	Δ erro ao longo da frequência	55
4.20	Σ erro para os vários modelos para as várias polarizações	56
4.21	Curva Corrente vs Tensão para o RTD s119	58
4.22	Polarização 0 V do RTD s119 para o modelo M0	59
4.23	Polarização 1.2 V do RTD s119 para o modelo M0	60
4.24	Polarização 1.5 V do RTD s119 para o modelo M0	61
4.25	Polarização 2.5 V do RTD s119 para o modelo M0	61
4.26	Polarização 0 V do RTD s119 para o modelo M2	63
4.27	Polarização 1.2 V do RTD s119 para o modelo M2	64
4.28	Polarização 1.5 V do RTD s119 para o modelo M2	65
4.29	Polarização 2.5 V do RTD s119 para o modelo M2	66
4.30	Δ erro ao longo da frequência	68
4.31	Σ erro para os vários modelos para as várias polarizações	69

Capítulo 1

Introdução

Com o desenvolvimento e a globalização do planeta, surgiu a necessidade de se transmitir grandes quantidades de informação rapidamente. Os sistemas de telecomunicações têm-se desenvolvido com o objectivo de colmatar esta necessidade e os sistemas de telecomunicações por fibra óptica, surgem como uma solução atractiva pois estes sistemas apresentam grandes vantagens em relação aos sistemas convencionais. As vantagens da transmissão por fibra óptica relativamente aos cabos metálicos são várias, tais como:

1. Grande largura de banda proporcionando transmissão de informação a baixo custo, dada a multiplicidade de sinais tais como telefone, dados, imagens, etc.
2. Atenuação baixa numa gama apreciável de comprimentos de onda, permitindo o aumento da distância entre regeneradores de sinal, com a sua consequente diminuição ou eliminação.
3. Possibilidade de alargamento do sistema, visto que as perdas não aumentam com a taxa de transmissão, como acontece nos cabos tradicionais.
4. Imunidade a interferências electromagnéticas e de rádio-frequências, não necessitando de blindagem eléctrica.
5. Não condutividade eléctrica o que torna o sistema imune a problemas tais como fugas de tensão, curto-circuitos e fuga de radiações.

6. Detecção e localização de possíveis pontos de fugas garantindo total segurança na comunicação.
7. Insensibilidade de um modo geral a acções químicas e às variações de temperatura.
8. Pequeno diâmetro e baixo peso, o que torna a sua aplicação bastante atractiva em determinadas instalações. Sempre que esteja em causa o aumento da capacidade de transmissão sem aumento de espaço ocupado, a utilização dos cabos de fibras ópticas é a solução.
9. Existência de matéria-prima em abundância.

Os inconvenientes da utilização de fibras ópticas nos sistemas de comunicação traduzem-se, por um lado, no preço elevado do equipamento terminal de interface, e por outro, a necessidade de equipamento e mão de obra altamente especializados.

As fibras ópticas utilizadas nos sistemas de transmissão permitem o aproveitamento de grande largura de banda óptica, mas para isso é necessário a utilização de moduladores ópticos com grande capacidade no que se refere à largura de banda eléctrica e ao ganho. O dispositivo em estudo, o Díodo de Efeito de Túnel Ressonante – Modulador de Electro-Absorção (RTD-EAM), apresenta grandes potencialidades no que se refere a estes aspectos, nomeadamente, largura de banda superior a 100 GHz e resistência diferencial negativa.

Pretende-se com este projecto realizar a caracterização eléctrica detalhada deste dispositivo em termos de modelos para pequenos sinais, a partir das medições dos parâmetros S do RTD.

A discussão deste trabalho é descrita em capítulos dos quais se segue uma breve descrição:

- Após esta introdução, e no capítulo 2, é feita uma introdução aos dispositivos RTD, às linhas de transmissão, aos parâmetros S e às cartas de Smith;
- No capítulo 3 é realizado o estudo teórico dos vários modelos eléctricos utilizados neste trabalho;
- Segue-se, no capítulo 4, a apresentação dos estudos realizados aos dispositivos em questão, sendo também realizada uma breve análise aos resultados obtidos;

- Por fim, é apresentado uma conclusão sobre o trabalho, e é mencionado um possível cenário de trabalho futuro a ser desenvolvido.

Capítulo 2

Fundamentos Teóricos

2.1 Díodos de Efeito de Túnel Ressonante (RTD)

A configuração básica de um RTD é uma estrutura semicondutora de dupla barreira de potencial de dimensões na ordem dos nanómetros, que inclui dois contactos, conforme pode ser observado na figura 2.1(a). As regiões do emissor e do colector são contactos altamente dopados feitos de um semicondutor com um iato relativamente pequeno. Entre o emissor e o colector, duas barreiras de potencial são criadas utilizando um semicondutor com um iato maior. A região entre as duas barreiras de potencial, é chamada de poço quântico, e é criado utilizando outra vez o semicondutor com o iato relativamente pequeno.

A curva característica corrente-tensão de um RTD pode ser compreendida a partir de uma explicação qualitativa do funcionamento do RTD. A barreira dupla da estrutura comporta-se como um filtro que apenas permite que alguns electrões, com energia perto da energia ressonante, sejam transmitidos. A tensão de alimentação aplicada, que faz com que os electrões viagem do emissor para o colector, modifica toda a geometria da banda de condução baixando, relativamente ao emissor, o valor da energia de ressonância à medida que a tensão de alimentação é aumentada (Ver figura 2.2). Deste modo, a corrente aumenta à medida que a energia ressonante aproxima-se da energia dos estados mais populados dos electrões no emis-

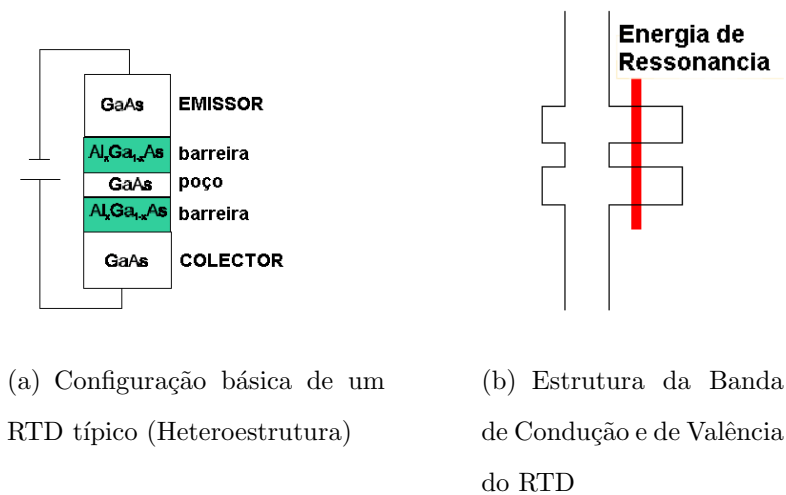


Figura 2.1: Estrutura de um RTD

sor. No entanto, quando a energia é inferior ao limite da banda de condução no emissor, dificilmente algum electrão consegue atravessar essa barreira, forçando assim o decréscimo da corrente para o seu valor vale. Finalmente, para tensões mais elevadas, os electrões passam por cima da barreira, levando a um novo aumento da corrente.

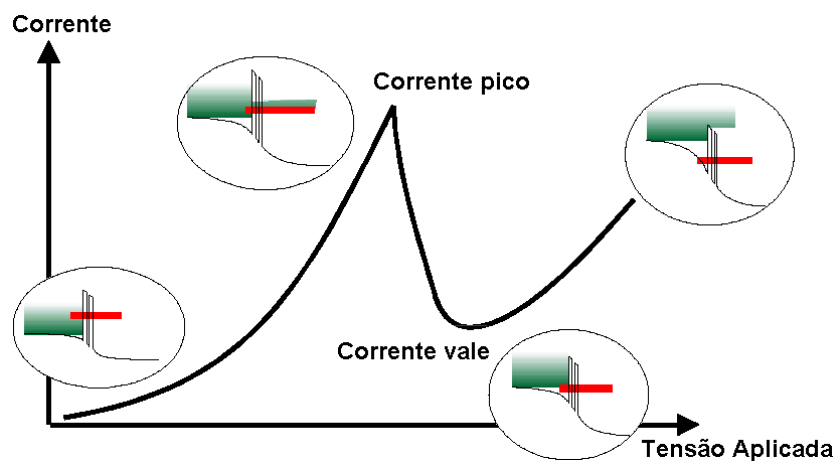


Figura 2.2: Representação da curva Corrente-Tensão de um RTD.

As figuras de mérito para este dispositivo são a corrente de pico e a razão entre a corrente pico e a corrente de vale. O melhoramento de ambas as figuras de mérito nos dispositivos actuais é difícil visto que respondem de forma inversa a qualquer modificação no RTD (tais como dimensões das barreiras, concentração da dopagem, etc...)[Vanbesien, 1991].

2.2 Linhas de Transmissão

Linha de transmissão é o termo genérico que descreve um meio utilizado para transferir energia de um ponto para outro. A energia transferida pode ser: energia eléctrica, sinais digitais, analógicos ou ópticos, ou mesmo uma combinação destes.

Uma linha de transmissão é constituída por guias de onda que servem para delimitar o caminho de transmissão, através do qual se propagará o sinal.

As ondas emitidas directamente, são chamadas de ondas incidentes. À razão entre a tensão incidente e a corrente incidente dá-se o nome de '*impedância característica*' (Z_0).

Uma linha de transmissão prática tem uma impedância característica que pode variar com a frequência. Nesta situação podem ocorrer diferentes níveis de atenuação em vários componentes da forma do sinal. Este fenómeno é conhecido por dispersão.

A velocidade de propagação é definida como a velocidade a que se propaga o sinal.

Quando a linha de transmissão está terminada com uma carga $Z_L = Z_0^*$, toda a energia que se propagar é absorvida pela carga. Nesta situação a linha de transmissão diz-se adaptada. No caso da linha de transmissão estar desadaptada, as ondas incidentes serão parcialmente reflectidas.

O coeficiente de reflexão é a razão entre as ondas reflectidas e as ondas incidentes. O coeficiente de transmissão é a razão entre as ondas recebidas e as ondas incidentes.

2.2.1 Tipos de Linhas de Transmissão Eléctricas

Alguns tipos de linhas de transmissão eléctricas são:

Guias de Onda → São eficientes a altas frequências devido à sua baixa atenuação e às baixas perdas, no entanto são muito caras pois são feitas de metal;

Cabo Coaxial → Consiste num fio rodeado por um condutor que forma um escudo para as radiações externas;

Cabos Gémeos → Normalmente constituído por dois fios condutores que podem estar dispostos numa configuração paralela ou cruzada (utilizado para relativamente baixas frequências).

2.2.2 Impedância Característica da Linha de Transmissão

A impedância característica das linhas de transmissão pode ser calculada de duas formas principais:

- Através dos parâmetros físicos e da sua configuração;
- Através dos parâmetros eléctricos distribuídos da linha.

No entanto, apenas será tida em conta a segunda forma de calcular esta impedância.

As linhas de transmissão possuem uma resistência, indutância, capacitância e condutância por unidade de comprimento. Estas propriedades estão distribuídas ao longo da linha tal como se mostra no circuito equivalente para uma linha de transmissão, representado na figura 2.3.

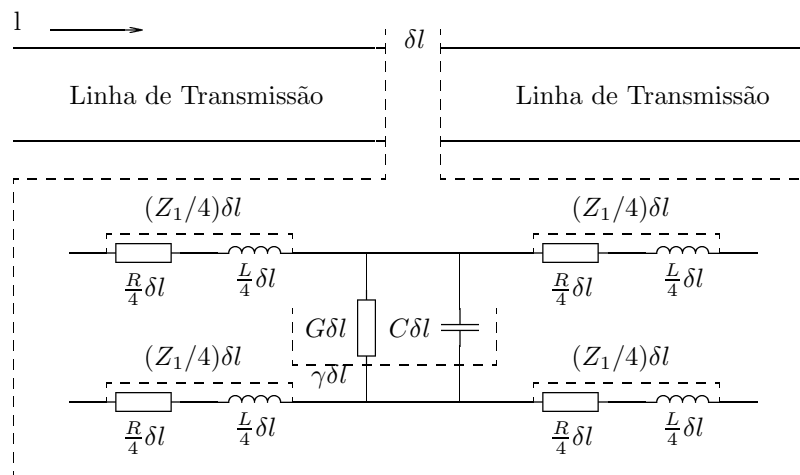


Figura 2.3: Modelo eléctrico equivalente para uma secção elementar de uma linha de transmissão

Derivação da Impedância

Sabendo que na figura 2.3 tem-se:

R resistência por metro;

L indutância por metro;

G condutância por metro;

C capacidade por metro.

E que δl representa um pequeno comprimento da linha. Assim tem-se que:

$$\frac{Z_1}{4}\delta l = \left(\frac{R}{4} + \frac{j\omega L}{4}\right)\delta l \quad (2.1)$$

$$Z_1\delta l = (R + j\omega L)\delta l \quad (2.2)$$

$$\gamma\delta l = (G + j\omega C)\delta l \quad (2.3)$$

$$Z\delta l = \frac{1}{Y\delta l} = \frac{1}{(G+j\omega C)\delta l} \quad (2.4)$$

Sabendo que a impedância de entrada, Z_{in} , do pequeno comprimento da linha a ser considerado, δl , quando terminado de uma forma adaptada¹ é dada por:

$$Z_{in} = \frac{Z_1}{4}\delta l + \frac{Z\delta l \left(\frac{Z_1}{4}\delta l + Z_0 + \frac{Z_1}{4}\delta l\right)}{Z\delta l + \frac{Z_1}{4}\delta l + Z_0 + \frac{Z_1}{4}\delta l} + \frac{Z_1}{4}\delta l \quad (2.5)$$

Como $Z_{in} = Z_0$, reduzindo ao mesmo multiplicador a equação 2.5 e simplificando o resultado, obtém-se:

$$Z_0^2 = Z Z_1 \delta l^2 + \frac{Z_1^2}{4} \delta l^2 \quad (2.6)$$

Substituindo os valores de Z e de Z_1 , calculando a raiz quadrada e considerando que $\delta l \rightarrow 0$, chega-se a:

$$Z_0 = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}} \quad (2.7)$$

A expressão 2.7, permite verificar que existem duas regiões onde Z_0 tende a ser resistivo e constante. A primeira região ocorre a muito baixas frequências quando $R \gg j\omega L$ e quando $G \gg j\omega C$. Resultando isto em:

$$Z_0 \approx \sqrt{\frac{R}{G}} \quad (2.8)$$

¹Visto que este segmento da linha de transmissão é terminado com a impedância de entrada do segmento imediatamente seguinte, temos Z_0 igual a Z_{in}

A segunda região ocorre a muito altas frequências quando $j\omega L \gg R$ e $j\omega C \gg G$, resultando isto em:

$$Z_0 \approx \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (2.9)$$

Esta segunda região também é conhecida como a região de frequência onde a linha de transmissão é chamada de ‘sem perdas’ porque o efeito dos elementos dissipativos na linha pode ser desprezado.

As regiões de frequência descritas pelas equações 2.8 e 2.9 são importantes, pois a impedância da linha tende a permanecer independente da frequência o que permite uma transmissão sem distorção; visto não existir dispersão de frequência, logo, não há distorção dos sinais transmitidos.

2.3 Coeficiente de Transmissão, Coeficiente de Reflexão e VSWR

2.3.1 Coeficiente de Reflexão

O coeficiente de reflexão (Γ_v) é dado por

$$\Gamma_v = \frac{v_{\text{reflectida}}}{v_{\text{incidente}}} \quad (2.10)$$

em que $v_{\text{reflectida}}$ é a tensão reflectida e $v_{\text{incidente}}$ é a tensão incidente.

Sabendo-se que Z_L é a impedância da linha de transmissão, e que

$$\begin{aligned} Z_L &= \frac{v_L}{i_L} = \frac{v_{\text{incidente}} + v_{\text{reflectida}}}{i_{\text{incidente}} + i_{\text{reflectida}}} \\ Z_L &= \frac{v_{\text{incidente}} + v_{\text{reflectida}}}{v_{\text{incidente}}/Z_0 + v_{\text{reflectida}}/Z_0} \\ Z_L &= Z_0 \frac{v_{\text{incidente}}(1 + \Gamma_v)}{v_{\text{incidente}}(1 - \Gamma_v)} \\ Z_L &= Z_0 \frac{(1 + \Gamma_v)}{(1 - \Gamma_v)} \end{aligned} \quad (2.11)$$

consegue-se obter o coeficiente de reflexão por simples manuseamento da equação 2.11, o qual pode ser escrito por

$$\Gamma_v = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \quad (2.12)$$

O coeficiente de reflexão varia entre 0 e 1, e quanto menor a reflexão (melhor adaptada a terminação), mais perto de 0 é o valor de Γ_v e quanto maior a reflexão (pior adaptada a terminação), mais perto de 1 é o valor de Γ_v .

2.3.2 Coeficiente de Transmissão

O coeficiente de transmissão (τ_v) é a razão entre a tensão na carga Z_L (v_L) e a tensão incidente ($v_{\text{incidente}}$). No entanto, como $v_L = v_{\text{incidente}} + v_{\text{reflectido}}$, então

$$\tau_v = \frac{v_L}{v_{\text{incidente}}} = \frac{v_{\text{incidente}} + v_{\text{reflectido}}}{v_{\text{incidente}}} \quad (2.13)$$

que pode ser simplificada para (ver equação 2.10)

$$\tau_v = 1 + \Gamma_v \quad (2.14)$$

Substituindo na equação 2.14, a equação 2.12, obtém-se

$$\tau_v = 1 + \Gamma_v = 1 + \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} = \frac{2Z_L}{Z_L + Z_0} \quad (2.15)$$

a qual, se for normalizada a Z_0 e substituindo Z_L/Z_0 por z pode ser re-escrita

$$\tau_v = \frac{2z}{z + 1} \quad (2.16)$$

2.3.3 Voltage Standing Wave Ratio - VSWR

O termo Voltage Standing Wave Ratio indica o grau de desvio entre a impedância da carga ligada à linha de transmissão e a impedância característica da linha de transmissão. O VSWR é útil pois

- é fácil de medir – é baseado em módulos de valores máximos e mínimos, e não em fasores;
- indica o grau de desvio na terminação;

- está relacionado com o módulo do coeficiente de reflexão.

O VSWR está definido como

$$VSWR = \frac{|V_{max}|}{|V_{min}|} = \frac{|V_{inc}| + |V_{ref}|}{|V_{inc}| - |V_{ref}|} = \frac{1 + |\Gamma_v|}{1 - |\Gamma_v|} \quad (2.17)$$

em que $|V_{max}|$ é a soma dos módulos da tensão incidente ($|V_{inc}|$) e da tensão reflectida ($|V_{ref}|$), e em que $|V_{min}|$ é a diferença do módulo da tensão incidente ($|V_{inc}|$) e do módulo da tensão reflectida ($|V_{ref}|$).

Com base na equação 2.17, é possível calcular o coeficiente de reflexão, que é dado por

$$|\Gamma_v| = \frac{VSWR - 1}{VSWR + 1} \quad (2.18)$$

O valor desejável para o VSWR, é obtido se a linha estiver devidamente terminada, e não ocorrerem reflexões. Desta forma $|V_{ref}| = 0$, e substituindo isto na equação 2.17 fica-se com

$$VSWR = \frac{|V_{inc}| + 0}{|V_{inc}| - 0} = |1| \quad (2.19)$$

Qualquer VSWR maior do que $|1|$ indica um desvio e quanto maior o VSWR, maior o desvio. O VSWR como figura de mérito, pode ser considerado como tendo um valor aceitável, se oscilar entre 1 e 1.1.

2.4 Parâmetros S (Scattering Parameters)

As correntes e tensões são difíceis de medir em estruturas de micro-ondas, pois estes são valores distribuídos que variam ao longo da sua posição na estrutura. Assim, é difícil medir o fluxo de corrente de forma directa.

As ondas são medidas mais facilmente em redes de micro-ondas. Um dos métodos utilizados para descrever o comportamento de uma rede de duas portas é em termos de ondas incidentes e reflectidas.

A medição dos parâmetros S é realizada através de um ‘analisador de redes’. Após esta medição, que é um método rápido e preciso, os resultados são convertidos matematicamente para os parâmetros z.

2.4.1 Teoria dos parâmetros S (Distribuídos)

A figura 2.4 representa uma rede de duas portas alimentadas por uma fonte com uma impedância Z_0 , e com uma impedância de carga Z_L . Na figura 2.4, a_1 e a_2 representam as ondas incidentes, enquanto que b_1 e b_2 representam as ondas reflectidas. Estas quatro ondas são relacionadas pelas seguintes equações, nas quais s_{11} , s_{12} , s_{21} e s_{22} são os parâmetros S ou ‘parâmetros distribuídos’:

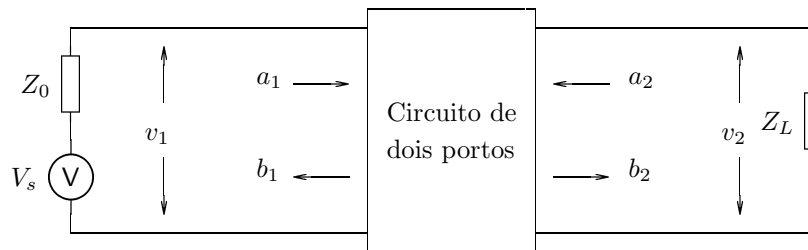


Figura 2.4: Rede de dois portos com gerador de sinais e impedância de carga

$$b_1 = s_{11}a_1 + s_{12}a_2 \quad (2.20)$$

$$b_2 = s_{21}a_1 + s_{22}a_2 \quad (2.21)$$

Quando os parâmetros S são medidos, é utilizada uma fonte com uma impedância Z_0 , igual à impedância característica do sistema, e ligada a este por uma linha com a mesma impedância característica. A impedância de carga é puramente resistiva, e tem o valor Z_0 , sendo também ligada ao sistema por uma linha com a mesma impedância característica. Desta forma não existem ondas reflectidas pela carga e assim $a_2 = 0$.

Substituindo $a_2 = 0$ nas equações 2.20 e 2.21, e re-arranjando em ordem aos parâmetros S obtém-se:

$$s_{11} = \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=0} \quad (2.22)$$

$$s_{21} = \left. \frac{b_2}{a_1} \right|_{a_2=0} \quad (2.23)$$

Em que s_{11} é o coeficiente de reflexão na porta de entrada da rede, e s_{21} é o coeficiente de transmissão.

Os outros dois parâmetros, são obtidos por se trocar a fonte e a impedância de carga dos portos a que estão ligados, passando assim $a_1 = 0$. Desta forma obtém-se:

$$s_{12} = \left. \frac{b_1}{a_2} \right|_{a_1=0} \quad (2.24)$$

$$s_{22} = \left. \frac{b_2}{a_2} \right|_{a_1=0} \quad (2.25)$$

Neste caso s_{12} é o coeficiente de transmissão inverso da rede e s_{22} é o coeficiente de reflexão na porta de saída da rede.

Deve ainda ser claro que:

- O parâmetros S são definidos, e medidos, relativamente a uma impedância Z_0 . Na prática, utilizam-se impedâncias da ordem dos 50 Ω ;
- Os parâmetros S são valores complexos.

2.4.2 Ondas incidentes e reflectidas nos parâmetros S

Para se compreender as ondas incidentes e reflectidas nos parâmetros S, realizar-se-á a análise separadamente para o caso ideal e para o caso real.

Para o primeiro caso, como todo o sistema está adaptado, não existe potência reflectida, querendo isto dizer que a tensão incidente (v_i) representa a tensão de entrada na rede e a corrente incidente (i_i) representa a corrente que flui na rede.

Considerando o caso prático, onde não existe adaptação, verifica-se a existência de potência reflectida. Esta potência reflectida, produz uma tensão reflectida (v_r) e uma corrente reflectida (i_r). v_I é a soma das tensões incidente e reflectida, e i_I é a soma das correntes incidente e reflectida.

A onda incidente (a_I) é definida como a raiz quadrada da potencia incidente. Desta forma,

$$a_I = \sqrt{\frac{v_i^2}{Z_0}} = \frac{v_i}{\sqrt{Z_0}} \quad (2.26)$$

e como

$$v_i = \frac{1}{2}[v_I + Z_0 i_I] \quad (2.27)$$

obtem-se por divisão por $\sqrt{Z_0}$:

$$a_1 = \frac{v_i}{\sqrt{Z_0}} = \frac{1}{2} \left[\frac{v_1}{\sqrt{Z_0}} + \sqrt{Z_0} i_1 \right] \quad (2.28)$$

De forma similar, a onda reflectida (b_1) é definida como a raiz quadrada da potencia reflectida. Desta forma,

$$b_1 = \sqrt{\frac{v_r^2}{Z_0}} = \frac{v_r}{\sqrt{Z_0}} \quad (2.29)$$

e como

$$v_r = \frac{1}{2} [v_1 - Z_0 i_1] \quad (2.30)$$

obtem-se por divisão por $\sqrt{Z_0}$:

$$b_1 = \frac{v_r}{\sqrt{Z_0}} = \frac{1}{2} \left[\frac{v_1}{\sqrt{Z_0}} - \sqrt{Z_0} i_1 \right] \quad (2.31)$$

Da mesma forma pode-se demonstrar que

$$a_2 = \frac{1}{2} \left[\frac{v_2}{\sqrt{Z_0}} + \sqrt{Z_0} i_2 \right] \quad (2.32)$$

e que

$$b_2 = \frac{1}{2} \left[\frac{v_2}{\sqrt{Z_0}} - \sqrt{Z_0} i_2 \right] \quad (2.33)$$

Assim, ficaram definidos a_1 , a_2 , b_1 e b_2 em termos de tensão e correntes incidentes e da impedância característica do sistema de medição.

2.4.3 Parâmetros S em termos de Impedâncias

Das equações 2.22, 2.27, 2.30, 2.28 e 2.31 obtém-se:

$$s_{11} = \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=0} = \frac{\frac{1}{2} [v_1 - Z_0 i_1]}{\frac{1}{2} [v_1 + Z_0 i_1]} = \frac{\frac{i_1}{2} \left[\frac{v_1}{i_1} - Z_0 \right]}{\frac{i_1}{2} \left[\frac{v_1}{i_1} + Z_0 \right]} \quad (2.34)$$

e como v_1/i_1 é a impedância de entrada do porto 1 de uma rede de dois portos, a qual se designa por Z_1 , tem-se

$$s_{11} = \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=0} = \frac{Z_1 - Z_0}{Z_1 + Z_0} \quad (2.35)$$

De notar que Z_1 é realmente a carga para o gerador de sinais neste caso, no entanto, é comum em alguns casos escrever Z_L em vez de Z_1 , o que torna a equação 2.35 idêntica ao coeficiente de reflexão da linha de transmissão (Γ_1), ficando

$$s_{11} = \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=0} = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} = \Gamma_1 \quad (2.36)$$

A equação 2.36 confirma que quando a impedância de entrada de uma rede de dois portos é igual a Z_0 , então o coeficiente de reflexão é igual a zero, não existindo assim onda reflectida.

Utilizando o mesmo processo acima descrito, é possível demonstrar que

$$s_{22} = \left. \frac{b_2}{a_2} \right|_{a_1=0} = \frac{Z_2 - Z_0}{Z_2 + Z_0} = \Gamma_2 \quad (2.37)$$

No entanto os coeficientes de transmissão não serão escritos somente em termos de impedâncias, visto ser necessário saber qual o circuito a ser analisado para se poder escrever tal relação. Assim os coeficientes de transmissão são

$$s_{21} = \left. \frac{b_2}{a_1} \right|_{a_2=0} = \frac{\frac{1}{2} [v_2 - Z_0 i_2]}{\frac{1}{2} [v_1 + Z_0 i_1]} = \frac{\frac{i_2}{2} \left[\frac{v_2}{i_2} - Z_0 \right]}{\frac{i_1}{2} \left[\frac{v_1}{i_1} + Z_0 \right]} \quad (2.38)$$

e como v_1/i_1 é a impedância de entrada da porta 1 de uma rede de dois portos, a qual se designa por Z_1 , e v_2/i_2 é a impedância de entrada da porta 2 de uma rede de dois portos, a qual se designa por Z_2 teremos

$$s_{21} = \frac{i_2 Z_2 - Z_0}{i_1 Z_1 + Z_0} \quad (2.39)$$

Resolvendo a equação 2.39 em termos de tensões obtém-se

$$s_{21} = \frac{v_2 Z_1 Z_2 - Z_0}{v_1 Z_2 Z_1 + Z_0} \quad (2.40)$$

em que v_2/v_1 é um ganho em tensão, e i_2/i_1 é um ganho em corrente.

Utilizando os mesmos argumentos para s_{12} calcula-se:

$$s_{12} = \frac{i_1 Z_1 - Z_0}{i_2 Z_2 + Z_0} \quad (2.41)$$

$$s_{12} = \frac{v_1 Z_2 Z_1 - Z_0}{v_2 Z_1 Z_2 + Z_0} \quad (2.42)$$

em que v_1/v_2 é um ganho inverso em tensão, e i_1/i_2 é um ganho inverso em corrente.

Assim é possível calcular os coeficientes de transmissão tendo em conta a figura 2.4 em que $Z_0 = Z_L$ e no qual é necessário saber qual o circuito que se encontrar dentro da caixa designada por *Circuito de dois portos*, por forma a calcular v_1 e v_2 em função de V_s . A impedância Z_1 é a impedância ‘vista’ pela fonte V_s e a impedância Z_2 é a impedância ‘vista’ pelo porto 2 do circuito.

2.5 Cartas de Smith

As cartas de Smith são uma forma de disponibilizar informação graficamente, tal como a determinação de impedâncias, admitâncias, coeficientes de reflexão e VSWR, tornando deste modo muito mais acessível o estudo envolvendo as linhas de transmissão e a adaptação de impedâncias. Desta forma evita-se o manuseamento de expressões analíticas, que podem ser bastante trabalhosas.

As cartas de Smith são baseadas em dois conjuntos de círculos, os quais se interceptam com ângulos rectos. Um dos conjuntos das círculos representa a razão R/Z_0 , onde R é a parte resistiva da impedância da linha Z_x , a qual está definida como $Z_x = R + jX$. Z_0 representa a impedância característica da linha de transmissão ou a impedância da fonte de sinal. O outro conjunto de círculos representa a razão jX/Z_0 , onde X é a parte reactiva da impedância da linha $Z_x = R + jX$. É possível observar estes dois conjuntos de círculos na figura 2.5.

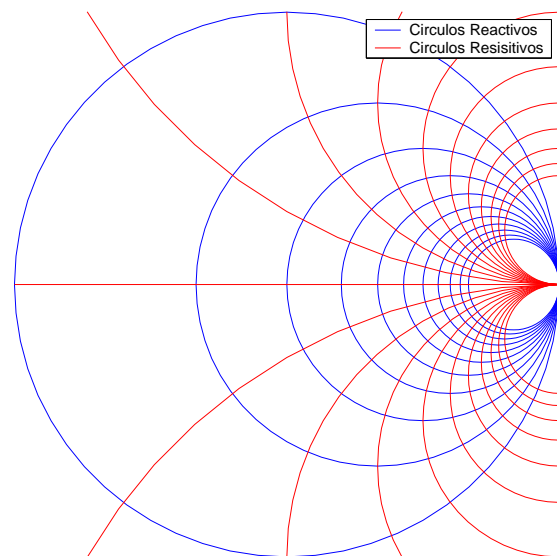


Figura 2.5: Círculos de Reactância e Resistividade

2.5.1 Plano de Impedâncias e Plano de Coeficientes de Reflexão

A carta de Smith pode ser interpretada como uma representação gráfica de impedâncias num plano denominado de plano de coeficientes de reflexão o qual é representado por Γ . Para se obter a relação entre estes dois plano é necessário utilizar-se alguma álgebra, pelo que passa-se de seguida a realizar a derivação das expressões analíticas correspondentes aos círculos.

Por definição, a impedância de carga normalizada é

$$z = \frac{Z_L}{Z_0} = \frac{R + jX}{Z_0} \quad (2.43)$$

e o coeficiente de reflexão é

$$\Gamma = p + jq \quad (2.44)$$

Da equação 2.12 resulta

$$\Gamma_v = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \quad (2.45)$$

pelo que substituindo pelos valores normalizados (equação 2.43) fica-se com

$$\Gamma_v = \frac{zZ_0 - Z_0}{zZ_0 + Z_0} = \frac{z - 1}{z + 1} \quad (2.46)$$

que resolvendo em ordem a z

$$z = \frac{1 + \Gamma}{1 - \Gamma} \quad (2.47)$$

Substituindo na equação 2.47, o valor de z da equação 2.43 e o valor de Γ da equação 2.44 obtém-se

$$r + jx = \frac{1 + p + jq}{1 - p + jq} \quad (2.48)$$

Racionalizando a equação 2.48 e igualando as partes reais fica-se com

$$r = \frac{1 - p^2 - q^2}{(1 - p)^2 + q^2} \quad (2.49)$$

e igualando as parte imaginarias tem-se

$$x = \frac{2q}{(1 - p)^2 + q^2} \quad (2.50)$$

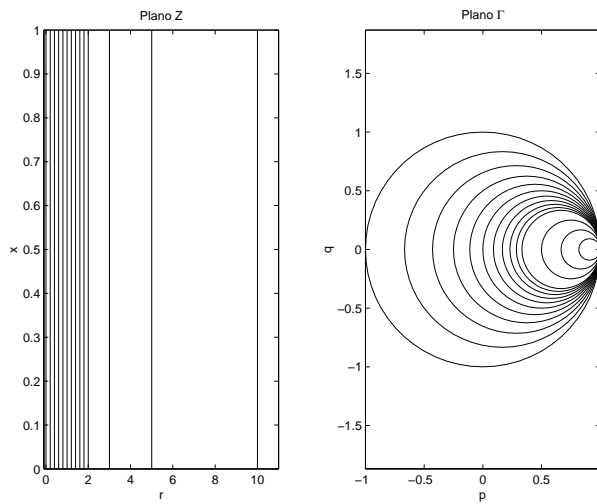
Após alguns cálculos [Silva, 2000] chega-se às seguintes equações

$$\left(p - \frac{r}{r + 1}\right)^2 + q^2 = \left(\frac{1}{r + 1}\right)^2 \quad (2.51)$$

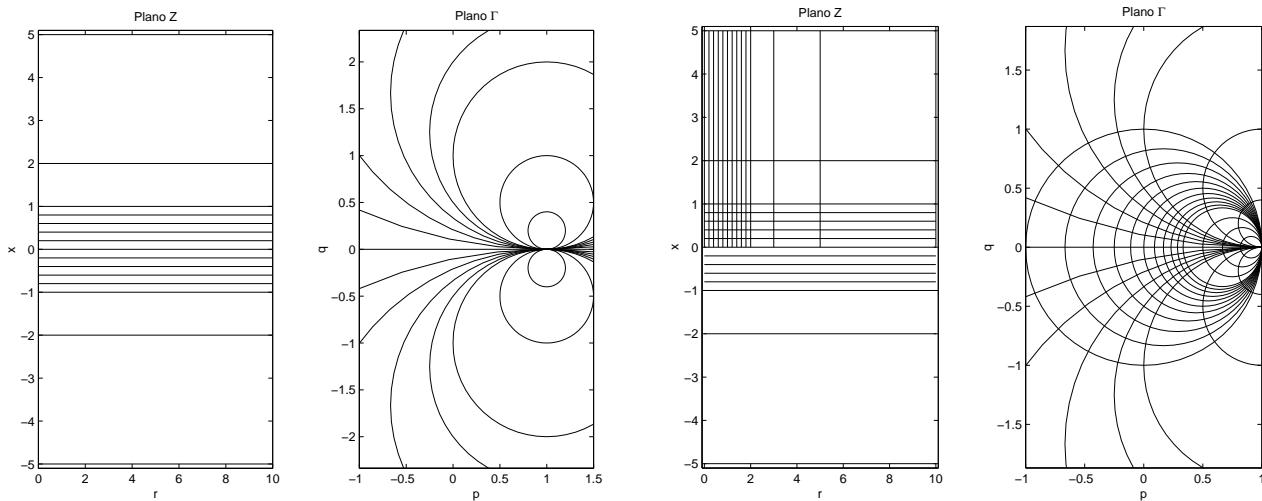
$$(p - 1)^2 + \left(q - \frac{1}{x}\right)^2 = \left(\frac{1}{x}\right)^2 \tag{2.52}$$

A equação 2.51 representa uma família de círculos centrados $[p = r/(r + 1), q = 0]$ e com um raio $[1/(r + 1)]$. Esta equação representa impedâncias com resistência constante, e a figura 2.6(a) apresenta exemplos da representação destas impedâncias no plano Z e no plano Γ .

A equação 2.52 representa uma família de círculos centrados $[p = 1, q = 1/x]$ e com um raio $[1/x]$. Esta equação representa impedâncias com reactância constante. Exemplos da representação de impedâncias com reactância constante no plano Z e no plano Γ , podem ser observados na figura 2.6(b).



(a) Linhas de Resistência Constante



(b) Linhas de Reactância Constante

(c) Linhas de Resistência e de Reactância Constante

Figura 2.6: Mapa de Smith

A conjugação das duas equações (equação 2.51 e 2.52) encontra-se representada na figura 2.6(c), ficando assim claro que existe uma relação unívoca entre cada um dos pontos do plano Z e do plano Γ . As cartas de Smith apenas apresentam a representação de impedâncias em que o valor da parte real desta seja positivo ou igual a zero.

A parte superior da carta de Smith representa impedâncias com a parte reactiva positiva, ou seja, impedâncias com carácter indutivo, e a parte inferior da carta de Smith representa impedâncias com a parte reactiva negativa, ou seja, impedâncias com carácter capacitivo.

Para se representar admitâncias nesta carta, apenas é necessário realizar uma rotação de 180° à carta por forma a se obter o plano $-\Gamma$, em que os círculos de resistência constante transformam-se em círculos de condutância constante e os círculos de reactância constante, tornam-se círculos de susceptância constante.

Matematicamente

$$\Gamma' = \frac{y - 1}{y + 1} \text{ onde } y = Y Z_0 \quad (2.53)$$

e

$$\Gamma' = -\Gamma = \Gamma e^{j\pi} \quad (2.54)$$

Capítulo 3

Caracterização Eléctrica para Pequenos Sinais do RTD

Neste capítulo apresentar-se-á o estudo teórico dos vários modelos eléctricos com os quais se pretende explicar o funcionamento do RTD (parte intrínseca e parte extrínseca). Será apresentado também a validação dos resultados através da simulação em PSpice[®].

3.1 Modelos Eléctricos para Pequeno Sinal

O circuito equivalente para pequeno sinal mais simples para um diódo de efeito de túnel está representado na figura 3.1.

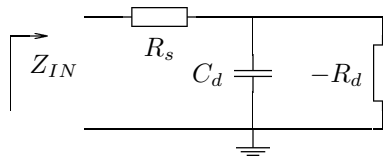


Figura 3.1: Circuito Equivalente para Pequeno Sinal de um Díodo de Túnel

O modelo inclui os seguintes elementos: uma resistência em série, R_s , que advém dos contactos ohmicos entre as regiões do emissor e do colector, e ainda a parte resistiva intrínseca ao material semiconductor que forma o dispositivo; uma capacidade em paralelo, C_d , que resulta da acumulação e da saída dos electrões no poço quântico de dupla barreira da região

de depleção; e uma resistência diferencial negativa, $-R_d$, a qual é dada aproximadamente por $\frac{-2V_p}{I_p}$ ([Figueiredo, 2000]) em que V_p e I_p são a tensão e corrente pico respectivamente, característica destes dispositivos e resultante do fenómeno já explicado na secção 2.1.

Para o estudo dos dispositivos, em questão, foram utilizados alguns modelos eléctricos de pequeno sinal mais elaborados, por forma a serem conseguidas aproximações mais precisas do funcionamento do mesmo.

3.1.1 Modelo para o RTD (M0)

O circuito equivalente para pequeno sinal de um diodo de túnel, o qual será chamado de modelo **M0**, é mostrado na figura 3.2.

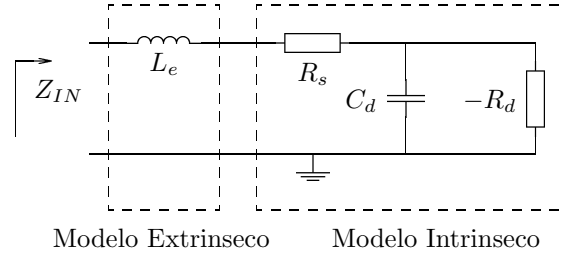


Figura 3.2: Circuito Equivalente para Pequeno Sinal de um Diodo de Túnel **M0**

Este circuito consiste numa indutância L_e em série com uma impedância R_s em série com o paralelo de uma capacidade de junção C_d , com a resistência diferencial negativa do diodo $-R_d$.

Neste modelo, a indutância L_e , representa a soma das indutâncias, dos fios do circuito. R_s neste caso representa a soma do R_s apresentado na secção 3.1 com a resistência dos fios. A impedância equivalente que representa o circuito da figura 3.2 é dada por:

$$Z_{in_{m0}}(s) = R_s + sL_e + \left(-R_d // \frac{1}{sC_d} \right) \quad (3.1)$$

$$Z_{in_{m0}}(s) = R_s + sL_e + \frac{R_d}{sC_d R_d - 1} \quad (3.2)$$

Substituindo s por $2\pi f j$ obteremos:

$$Z_{in_{m0}}(f) = R_s + 2\pi f j L_e + \frac{R_d}{2\pi f j C_d R_d - 1} \quad (3.3)$$

Em que a parte real da impedância de entrada do circuito equivalente, em função da frequência, é dada por:

$$R_{in_{m0}}(f) = R_s - \frac{R_d}{4f^2 C_d^2 R_d^2 \pi^2 + 1} \quad (3.4)$$

Sob determinadas condições ($R_s < R_d$), existe um conjunto de frequências para qual $R_{in}(f)$ é negativo, e o diódo fornece potência eléctrica a um circuito externo, exibindo desta forma ganho. A frequência máxima de oscilação do diódo, f_{max} é definida como a frequência em que $R_{in}(f)$ se torna zero¹. Para o circuito representado na figura 3.2, f_{max} é dado por:

$$f_{max_{m0}} = \frac{1}{2\pi R_d C_d} \sqrt{\frac{R_d}{R_s} - 1} \quad (3.5)$$

Conforme demonstrado na secção 2.4.3, para se obter o valor dos parâmetros S a partir de Z_{in} basta aplicar a equação 2.35, em que $Z_{in} = Z_1$.

Desta forma s_{11} é igual a

$$s_{11} = \frac{R_s - \frac{R_d}{4f^2 C_d^2 R_d^2 \pi^2 + 1} - Z_0}{R_s - \frac{R_d}{4f^2 C_d^2 R_d^2 \pi^2 + 1} + Z_0} \quad (3.6)$$

3.1.2 Modelo para o RTD (M1)

Na figura 3.3 mostra-se outro circuito equivalente para pequeno sinal de um diódo de túnel, o qual será referenciado por modelo **M1**.

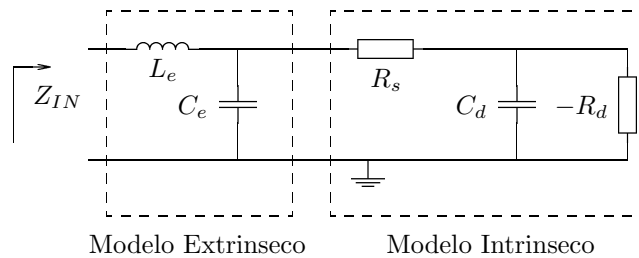


Figura 3.3: Circuito Equivalente para Pequeno Sinal de um Diódo de Túnel **M1**

Este circuito consiste numa indutância L_e em série com o paralelo de uma capacidade C_e , com o circuito representado na secção 3.1.

O objectivo da inclusão do L, (L_e , C_e) é o de tentar modelar o encapsulamento do RTD como uma linha de transmissão artificial.

¹ f_{max} corresponde à frequência em que o ganho se torna inferior a um

A impedância equivalente que representa o circuito da figura 3.3 é dada por:

$$Z_{in_{m1}}(s) = sL_e + \left(\frac{1}{sC_e} // \left(R_s + \left(\frac{1}{sC_d} // -R_d \right) \right) \right) \quad (3.7)$$

$$Z_{in_{m1}}(s) = sL_e + \frac{C_d R_d R_s s + R_d - R_s}{C_d R_d R_s C_e s^2 + (C_d R_d + C_e (R_d - R_s))s - 1} \quad (3.8)$$

Para o circuito representado na figura 3.3, f_{max} também é dado por:

$$f_{max_{m1}} = \frac{1}{2\pi R_d C_d} \sqrt{\frac{R_d}{R_s} - 1} \quad (3.9)$$

Conforme demonstrado na secção 2.4.3, para se obter o valor dos parâmetros S a partir de Z_{in} basta aplicar a equação 2.35, em que $Z_{in} = Z_1$.

Desta forma s_{11} é igual a

$$s_{11} = \frac{sL_e + \frac{C_d R_d R_s s + R_d - R_s}{C_d R_d R_s C_e s^2 + (C_d R_d + C_e (R_d - R_s))s - 1} - Z_0}{sL_e + \frac{C_d R_d R_s s + R_d - R_s}{C_d R_d R_s C_e s^2 + (C_d R_d + C_e (R_d - R_s))s - 1} + Z_0} \quad (3.10)$$

3.1.3 Modelo para o RTD (M2)

O circuito nomeado por modelo **M2**, está representado na figura 3.4.

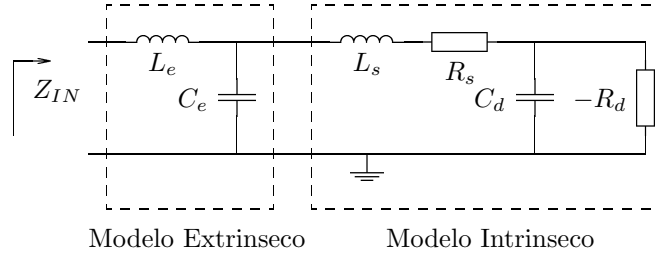


Figura 3.4: Circuito Equivalente para Pequeno Sinal de um Díodo de Túnel **M2**

Este circuito difere do circuito apresentado na secção 3.1.2 dado que foi introduzida uma indutância L_s , entre a impedância R_s e a parte extrínseca do modelo. Com esta alteração pretende-se conseguir modelar a parte indutiva do circuito.

A impedância equivalente que representa o circuito da figura 3.4 é dada por:

$$Z_{in_{m2}}(s) = sL_e + \left(\frac{1}{sC_e} // Z_{in_{m0}}(s) \right) \quad (3.11)$$

$$Z_{in_{m2}}(s) = sL_e + \frac{C_d L_s R_d s^2 + (C_d R_d R_s - L_s)s + R_d - R_s}{C_d C_e L_s R_d s^3 + (C_d R_d R_s - L_s)C_e s^2 + (C_d R_d + C_e (R_d - R_s))s - 1} \quad (3.12)$$

caso se considere que a indutância L_e do modelo **M0** é agora a indutância L_s do modelo **M2**.

Para o circuito representado na figura 3.4, f_{max} também é dado por:

$$f_{max_{m2}} = \frac{1}{2\pi R_d C_d} \sqrt{\frac{R_d}{R_s} - 1} \quad (3.13)$$

Conforme demonstrado na secção 2.4.3, para se obter o valor dos parâmetros S a partir de Z_{in} basta aplicar a equação 2.35, em que $Z_{in} = Z_1$.

Desta forma s_{11} é igual a

$$s_{11} = \frac{sL_e + \frac{C_d L_s R_d s^2 + (C_d R_d R_s - L_s)s + R_d - R_s}{C_d C_e L_s R_d s^3 + (C_d R_d R_s - L_s)C_e s^2 + (C_d R_d + C_e(R_d - R_s))s - 1} - Z_0}{sL_e + \frac{C_d L_s R_d s^2 + (C_d R_d R_s - L_s)s + R_d - R_s}{C_d C_e L_s R_d s^3 + (C_d R_d R_s - L_s)C_e s^2 + (C_d R_d + C_e(R_d - R_s))s - 1} + Z_0} \quad (3.14)$$

3.2 Simulação em PSpice[©]

Como o objectivo de se validar as expressões matemáticas obtidas para os quatro modelos previamente apresentados, foram construídos em PSpice[©] os circuitos e realizadas simulações. Como o programa PSpice[©] necessita de valores numéricos, foram realizados os testes com os valores, dos componentes dos modelos, representados na tabela 3.1 e sobrepostos os resultados simulados com os resultados calculados através da função de transferência no Matlab[©].

Componentes	Valores	Unidades	M0	M1	M2
R_d	-49.0	Ω	×	×	×
R_s	6.4	Ω	×	×	×
C_d	1.2	pF	×	×	×
L_s	12.0	pH			×
L_e	12.0	pH	×	×	×
C_e	1.0×10^{-2}	pF		×	×

Tabela 3.1: Valores dos Elementos utilizados para a simulação em PSpice[©]

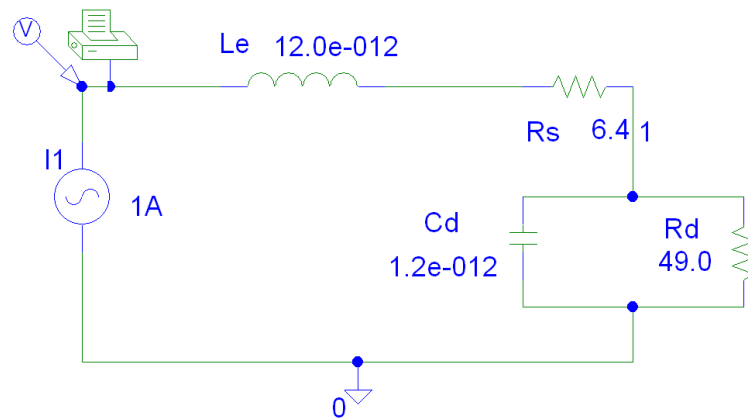
Para realizar as simulações foi realizada uma normalização com o objectivo de se visualizar os dados de forma mais prática. Essa normalização consistiu em colocar à entrada de cada circuito uma fonte de corrente alternada a debitar 1 A. Foi realizado um varrimento da frequência da

fonte de corrente ao mesmo tempo que se media a tensão à entrada do circuito. Os resultados obtidos, frequência vs tensão, foram utilizados em Matlab[©] por forma a serem sobrepostos aos valores calculados.

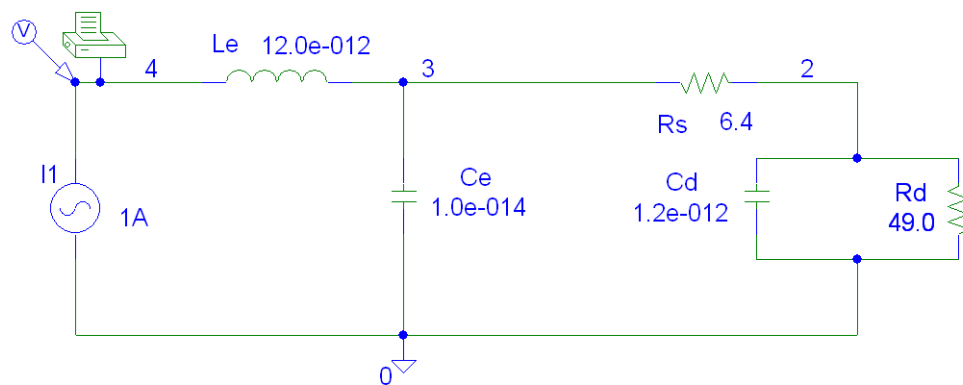
Os circuitos simulados em PSpice[©], para validar as impedâncias equivalentes obtidas para os modelos **M0**, **M1** e **M2**, as quais são as equações 3.3, 3.7 e 3.11 respectivamente, podem ser observados na figura 3.5.

Os resultados obtidos estão representados na figura 3.6.

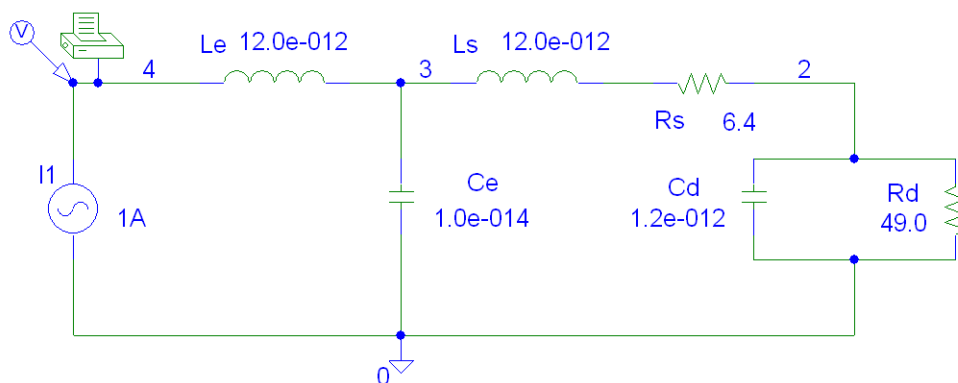
Com a observação dos gráficos, verifica-se em todos eles (3.6(a), 3.6(b) e 3.6(c)) a sobreposição dos resultados obtidos através da simulação em PSpice[©] e dos valores calculados em Matlab[©]. Desta forma, torna-se claro que os modelos eléctricos e os cálculos efectuados em Matlab[©] utilizando as impedâncias equivalentes correspondentes a cada modelo, são aproximações válidas.



(a) Circuito M0

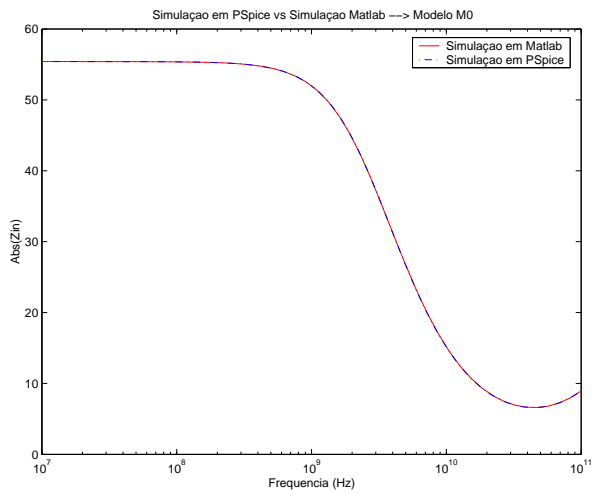


(b) Circuito M1

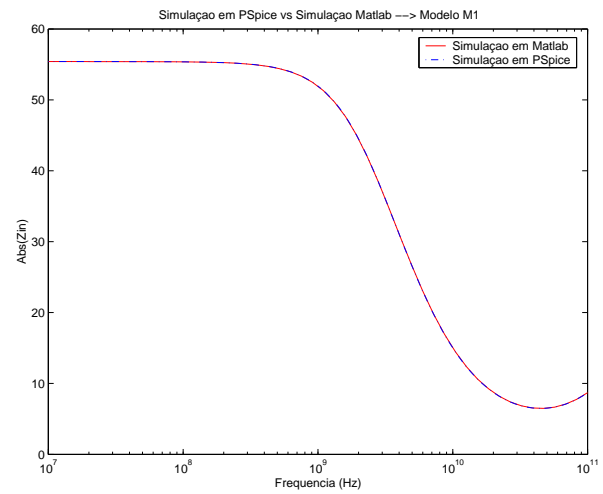


(c) Circuito M2

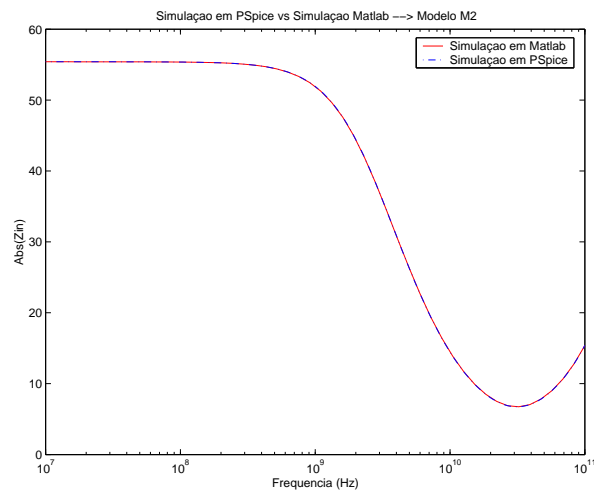
Figura 3.5: Circuitos utilizados em PSpice[®] para validar as funções de transferência dos modelos



(a) Circuito M0



(b) Circuito M1



(c) Circuito M2

Figura 3.6: Resultados obtidos em PSpice[©] sobrepostos com os valores calculados em MatLab[©] – $|Z_{in}|$ vs frequência

Capítulo 4

Resultados e Análise dos Resultados

Neste capítulo pretende-se apresentar os resultados obtidos bem como as técnicas utilizadas para a obtenção destes. Pretende-se também realizar uma análise destes resultados.

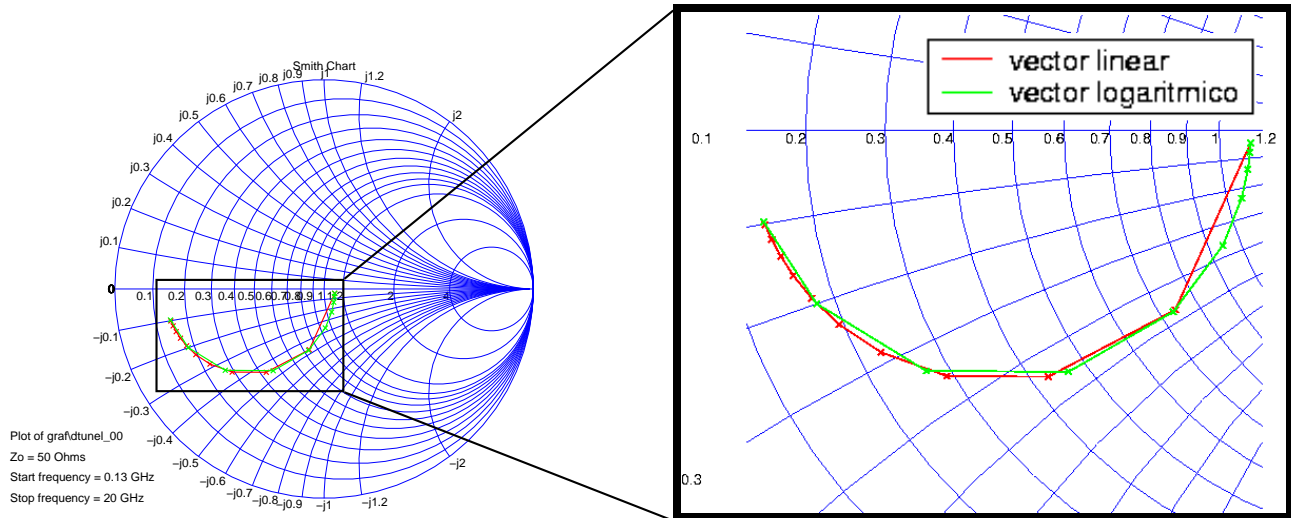
4.1 Leitura dos Dados das Cartas de Smith

A partir de uma carta de Smith é possível ler directamente o valor da impedância de um determinado dispositivo, tendo em conta um factor de normalização Z_0 que normalmente corresponde a 50Ω .

No entanto, é difícil a partir de uma carta de Smith obter os valores da frequência correspondente a cada impedância. Isto ocorre, pois a frequência numa carta de Smith não varia nem de forma linear nem de forma logarítmica, conforme pode ser observado na figura 4.1.

A figura 4.1 mostra claramente que nem o vector criado com pontos que diferem na frequência de forma linear, representado a vermelho, nem o vector criado com pontos em que a frequência varia de forma logarítmica, representado a verde, distam entre si de forma equidistante.

Com isto em mente, tornou-se necessário arranjar um método pelo qual fosse possível inferir a frequência correspondente a cada impedância.



(a) Representação linear vs logarítmica

(b) Ampliação

Figura 4.1: Cálculo utilizando vector linear (vermelho) e utilizando vector logarítmico (verde)

4.1.1 Correspondência entre a Impedância e a Frequência nas Cartas de Smith

Foi necessário saber qual a influencia que uma pequena alteração dos valores dos componentes eléctricos do modelo teria na extração dos valores da frequência a partir do gráfico. Para isso foi realizado o estudo tendo em conta o modelo mais simples apresentado neste relatório e já referido na secção 3.1.1.

O método consistiu em utilizar sempre o mesmo vector de frequências e fixar o valor de todos os componentes do modelo representado na figura 3.2 excepto um que se variou, por forma a observar as alterações no valor da impedância correspondente à mesma frequência.

Os valores iniciais utilizados para este estudo foram os já então obtidos para o dispositivo RTD s119, a analisar posteriormente neste relatório, para a polarização de 0 V, os quais são:

$$\mathbf{R}_d \longrightarrow -49.0 \Omega^1$$

$$\mathbf{R}_s \longrightarrow 6.4 \Omega$$

¹De notar que a função de transferência já apresenta um sinal negativo pelo que o sinal negativo apresentado aqui serve para que o valor se torne positivo

$$C_d \longrightarrow 1.2 \text{ pF}$$

$$L_s \longrightarrow 12.0 \text{ pH}$$

O gráfico obtido através da variação de R_d está representado na figura 4.2, no qual a curva representada a verde representa o cálculo efectuado com os valores acima descritos, para a curva representada a azul, o valor de R_d foi multiplicado por 1.25 e para a curva representada a vermelho, o valor de R_d foi multiplicado por 1.5.

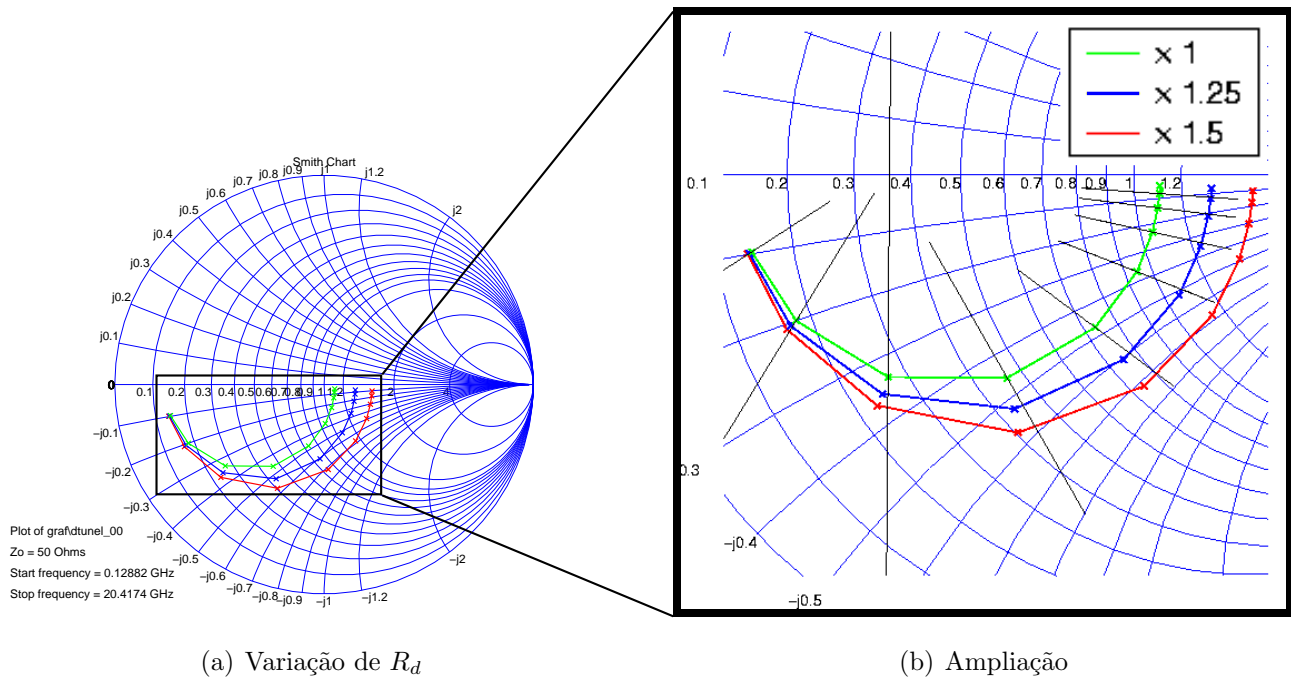


Figura 4.2: Variação de R_d

O mesmo método foi utilizado para as outras três variáveis e os gráficos resultantes são representados para R_s , C_d e L_s , nas figuras 4.3, 4.4 e 4.5 respectivamente.

Se se variarem os vários parâmetros simultaneamente, torna-se praticamente impossível conseguir uma relação de forma a ser possível retirar a frequência correspondente a cada impedância a partir do gráfico.

No entanto, considerando que o vector a partir do qual se sabe a frequência correspondente a cada impedância, tem o valor inicial e o valor final sobrepostos ao vector do qual se sabe apenas a frequência inicial e a final, e que estes dois vectores estão quase sobrepostos, pode-se

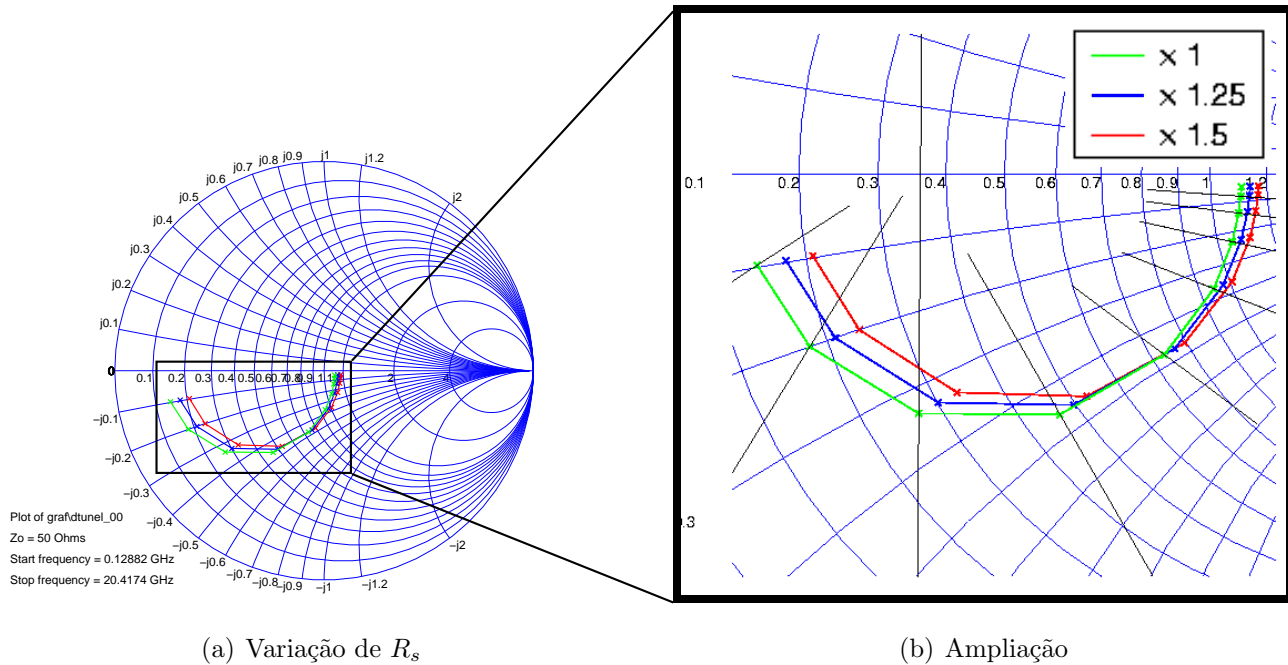


Figura 4.3: Variação de R_s

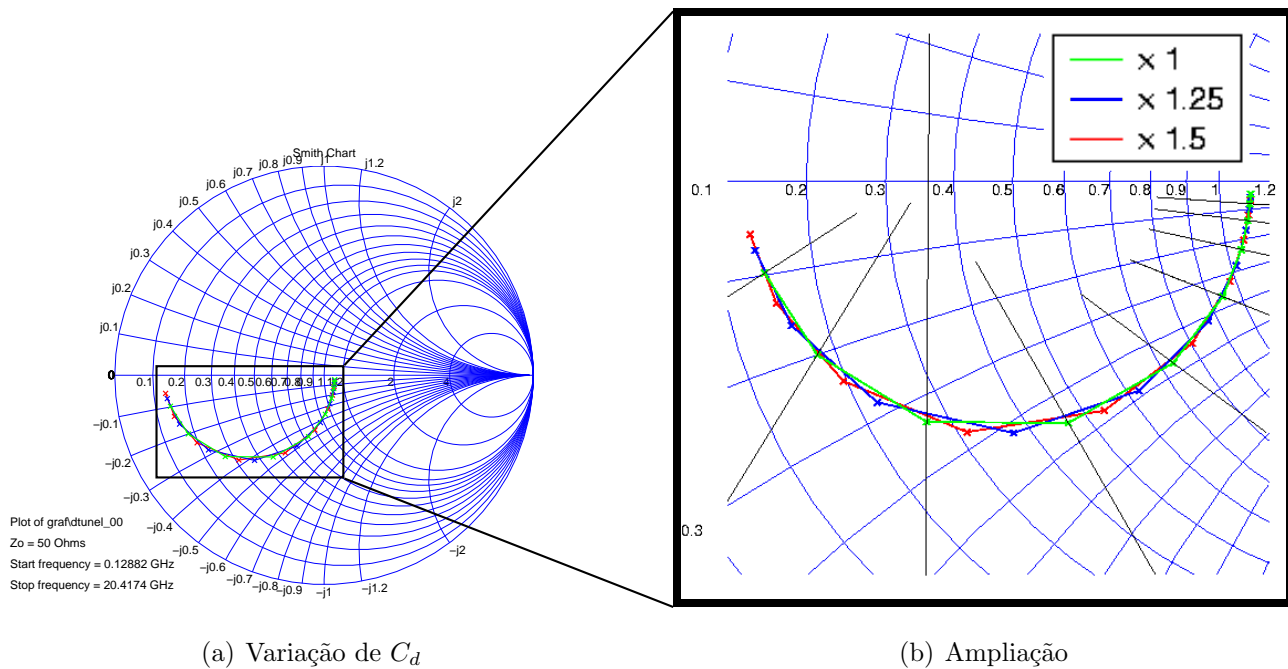
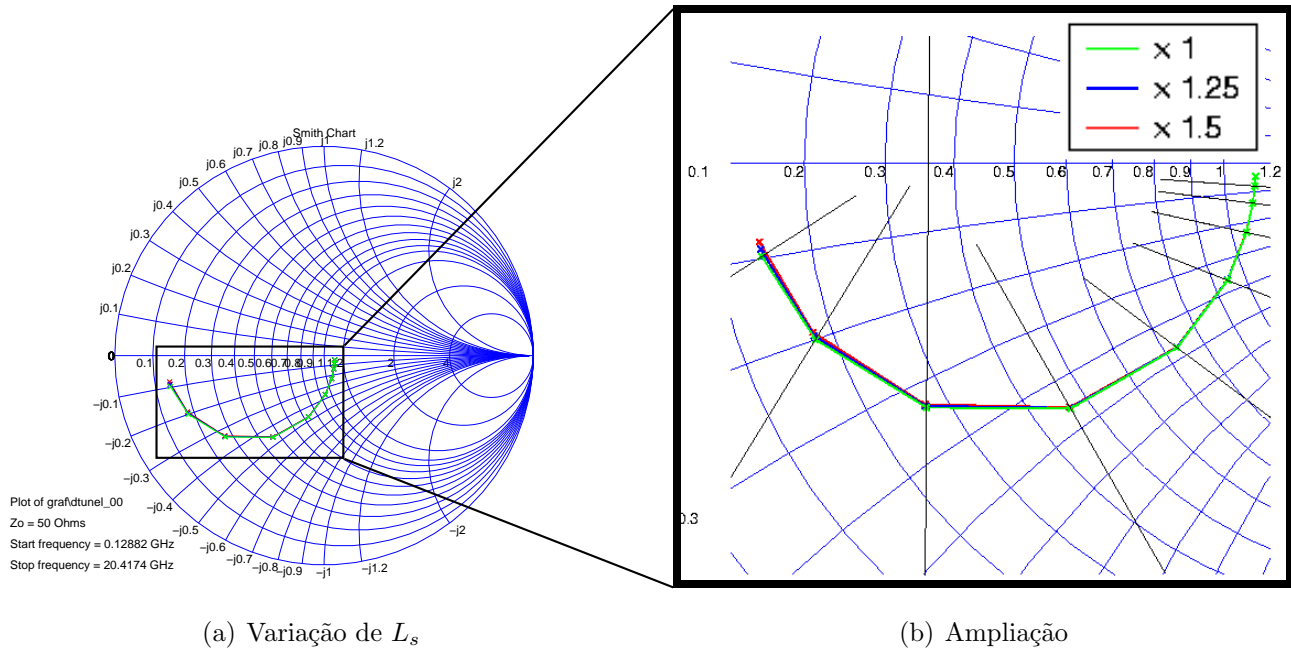


Figura 4.4: Variação de C_d

considerar que traçando uma recta perpendicular a cada impedância da qual é conhecida a frequência, então pode-se atribuir a mesma frequência à impedância de intersecção da recta perpendicular com o vector do qual não se conhecem as frequências. Obviamente que se trata

(a) Variação de L_s

(b) Ampliação

Figura 4.5: Variação de L_s

apenas de uma aproximação.

Este estudo será aplicado na secção 4.3, onde se estuda o modelo para o RTD s119, visto só estarem disponíveis dados expressos em forma gráfica (carta de Smith).

4.2 Resultados do Dispositivo RTD s72

Esta secção é dedicada ao modelo de um dispositivo RTD o qual tem o nome de s72 – 88, e que tem uma área de contacto de $1200 \mu\text{m}^2$ com uma guia de onda de $6 \mu\text{m}$ de largura por $200 \mu\text{m}$ de comprimento.

A curva corrente/tensão para este dispositivo pode ser observada na figura 4.6. Este dispositivo foi medido para valores de polarização de 0 V, 1.5 V, 3.0 V e 3.5 V.

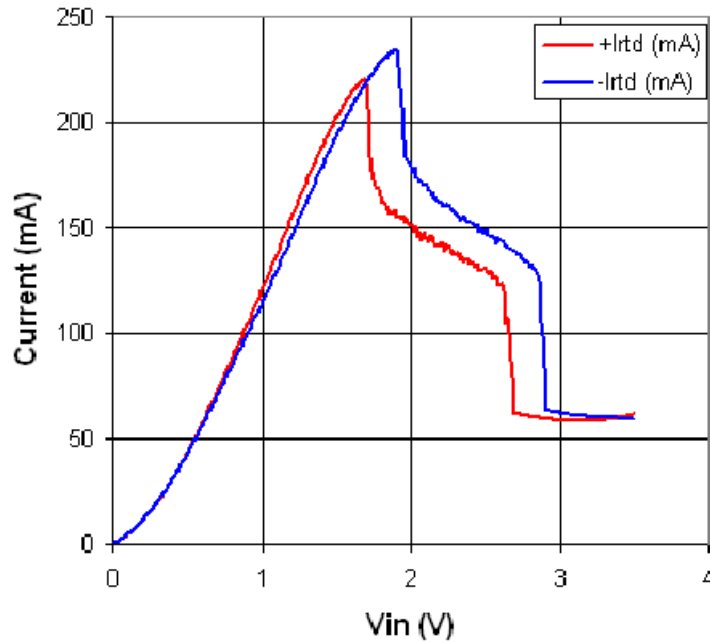


Figura 4.6: Curva Corrente vs Tensão para o RTD s72

4.2.1 Modelo M0

Polarização de 0 V

A tabela 4.1 mostra a correspondência dos valores obtidos através de um ajuste, realizado por simples observação dos gráficos e variação dos parâmetros da função de transferência, e os valores obtidos a partir de uma função de minimização do erro, em que os valores utilizados para iniciar a procura foram os valores obtidos através do ajuste inicial, para a tensão de polarização de 0 V.

M0	Valor/Estimativa Inicial	Valor Optimizado	Unidades
R_d	-21.5	-17.5	Ω
R_s	0.4	3.6	Ω
C_d	1.0	2.8	pF
L_s	151.3	151.3	pH

Tabela 4.1: Valores dos Elementos para o RTD s72 com polarização de 0 V utilizando o modelo M0

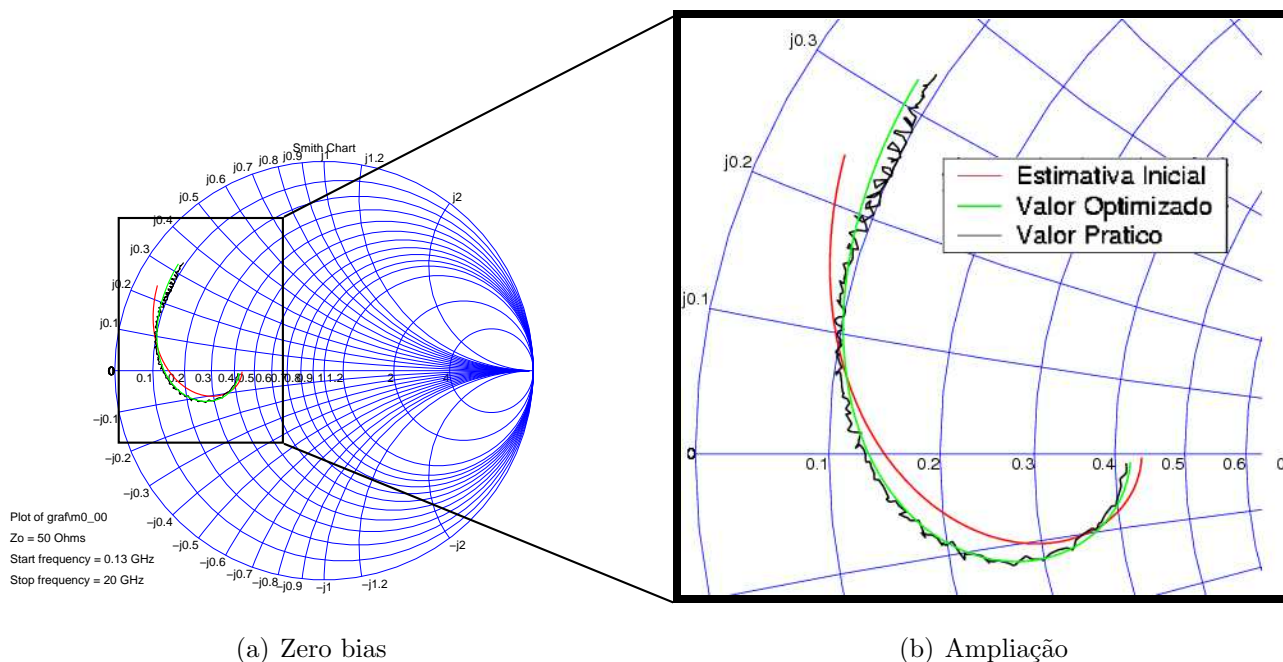


Figura 4.7: Polarização 0 V do RTD s72 para o modelo M0

A rotina de minimização do erro teve como valor de saída 2.1717, o qual representa a soma das diferenças em valor absoluto de todos os pontos conhecidos. O gráfico 4.19 mostra a variação do erro em função da frequência para a polarização de 0 V.

Polarização de 1.5 V

A tabela 4.2 mostra a correspondência dos valores obtidos através de um ajuste, e os valores obtidos a partir da função de minimização do erro, para a tensão de polarização de 1.5 V.

M0	Valor/Estimativa Inicial	Valor Optimizado	Unidades
R_d	-254.0	-244.9	Ω
R_s	5.6	5.9	Ω
C_d	1.0×10^{-2}	1.0×10^{-2}	F
L_s	151.3	151.3	pH

Tabela 4.2: Valores dos Elementos para o RTD s72 com polarização de 1.5 V utilizando o modelo M0

A rotina de minimização do erro teve como valor de saída 3.8075. O gráfico 4.19 mostra a variação do erro em função da frequência para a polarização de 1.5 V.

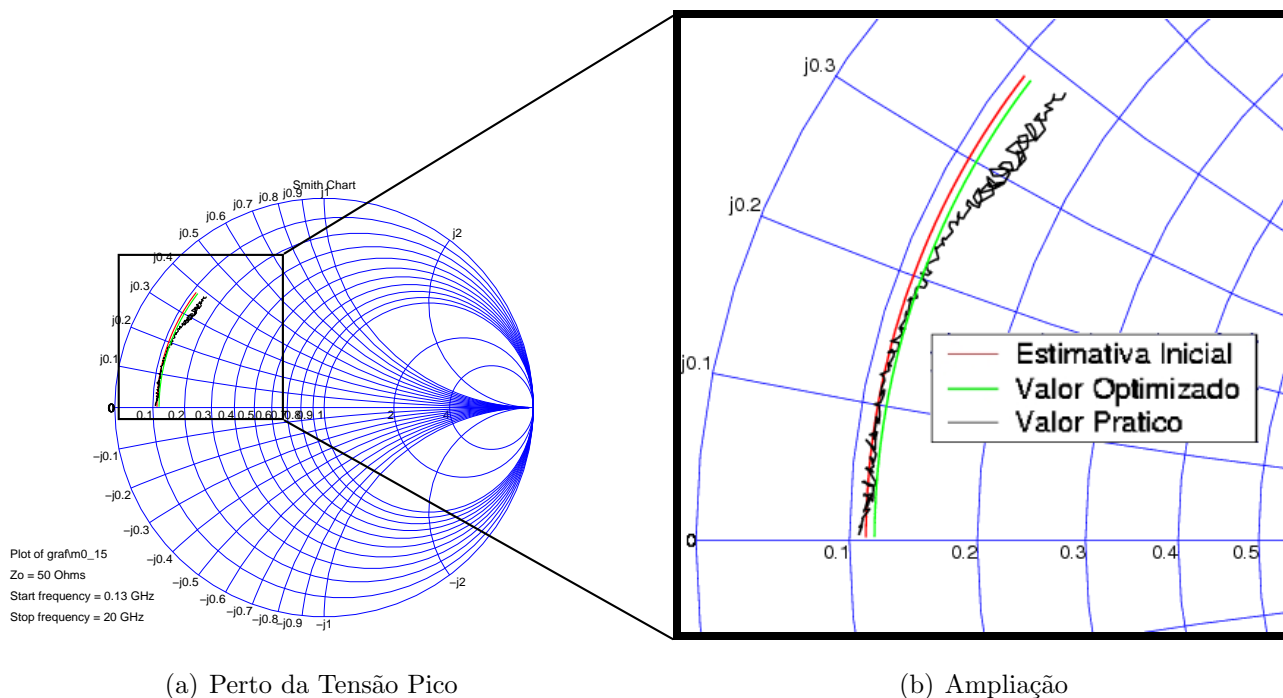


Figura 4.8: Polarização 1.5 V do RTD s72 para o modelo M0

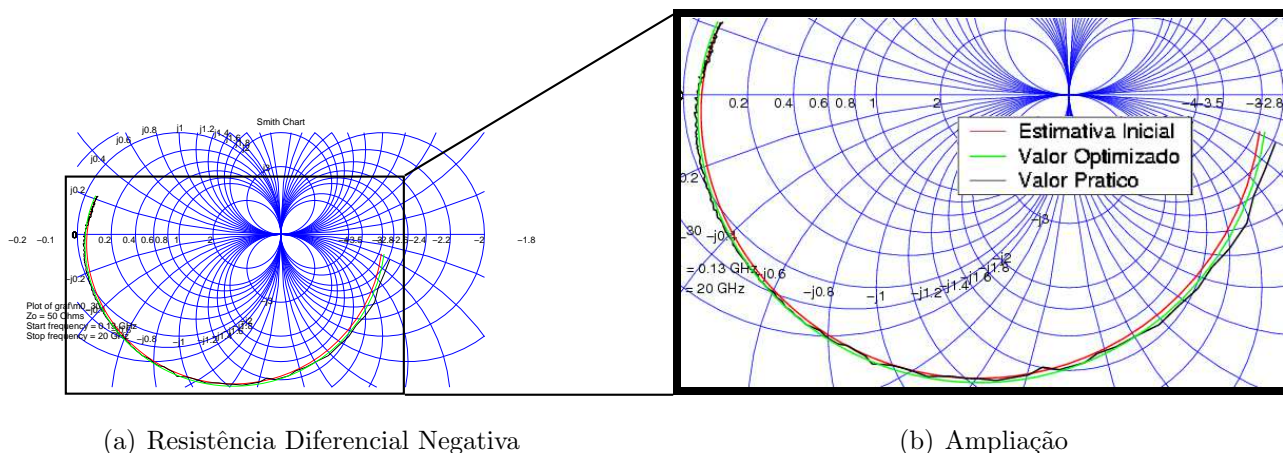
Polarização de 3.0 V

A tabela 4.3 mostra a correspondência dos valores obtidos através de um ajuste, e os valores obtidos a partir da função de minimização do erro, para a tensão de polarização de 3.0 V.

M0	Valor/Estimativa Inicial	Valor Optimizado	Unidades
R_d	153.5	150.5	Ω
R_s	3.5	3.1	Ω
C_d	1.0	0.9	pF
L_s	151.3	151.3	pH

Tabela 4.3: Valores dos Elementos para o RTD s72 com polarização de 3.0 V utilizando o modelo M0

A rotina de minimização do erro teve como valor de saída 3.6754. O gráfico 4.19 mostra a variação do erro em função da frequência para a polarização de 3.0 V.



(a) Resistência Diferencial Negativa

(b) Ampliação

Figura 4.9: Polarização 3.0 V do RTD s72 para o modelo M0

Polarização de 3.5 V

A tabela 4.4 mostra a correspondência dos valores obtidos através de um ajuste, e os valores obtidos a partir da função de minimização do erro, para a tensão de polarização de 3.5 V.

M0	Valor/Estimativa Inicial	Valor Optimizado	Unidades
R_d	-107.4	-94.1	Ω
R_s	3.5	3.2	Ω
C_d	1.0	0.9	pF
L_s	151.3	151.3	pH

Tabela 4.4: Valores dos Elementos para o RTD s72 com polarização de 3.5 V utilizando o modelo M0

A rotina de minimização do erro teve como valor de saída 2.5503. O gráfico 4.19 mostra a variação do erro em função da frequência para a polarização de 3.5 V.

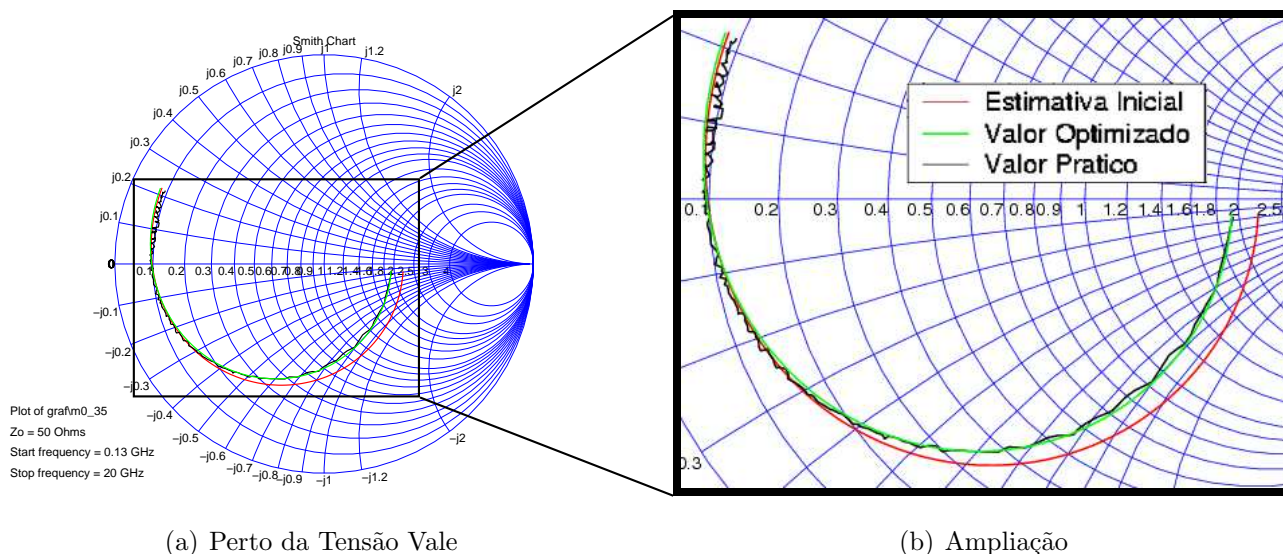


Figura 4.10: Polarização 3.5 V do RTD s72 para o modelo M0

4.2.2 Modelo M1

Polarização de 0 V

A tabela 4.5 mostra a correspondência dos valores obtidos através de um ajuste, e os valores obtidos a partir da função de minimização do erro para a tensão de polarização de 0 V.

M1	Valor/Estimativa Inicial	Valor Optimizado	Unidades
R_d	-21.5	-17.5	Ω
R_s	0.4	3.6	Ω
C_d	1.0	2.8	pF
L_e	151.4	151.4	pH
C_e	21.9×10^{-6}	21.9×10^{-6}	pF

Tabela 4.5: Valores dos Elementos para o RTD s72 com polarização de 0 V utilizando o modelo M1

A rotina de minimização do erro teve como valor de saída 2.1717. O gráfico 4.19 mostra a variação do erro em função da frequência para a polarização de 0 V.

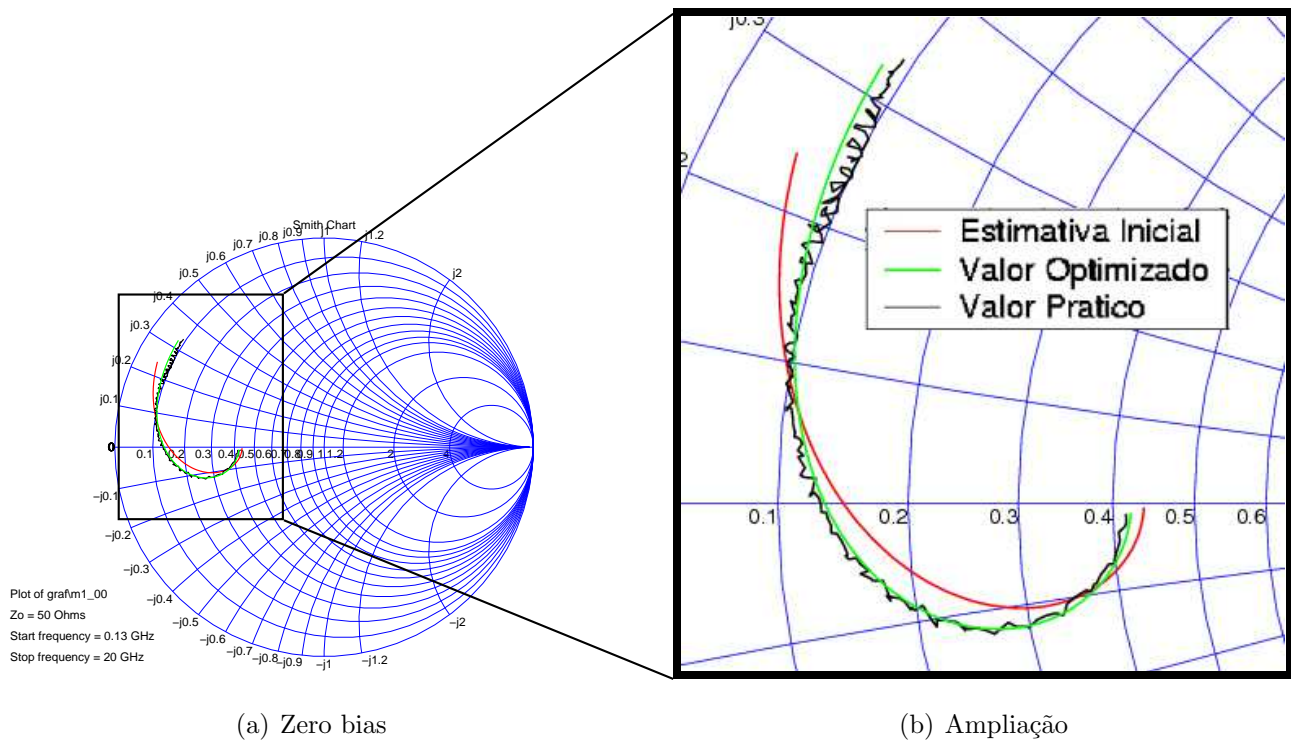


Figura 4.11: Polarização 0 V do RTD s72 para o modelo M1

Polarização de 1.5 V

A tabela 4.6 mostra a correspondência dos valores obtidos através de um ajuste, e os valores obtidos a partir da função de minimização do erro, para a tensão de polarização de 1.5 V.

M1	Valor/Estimativa Inicial	Valor Optimizado	Unidades
R_d	-254.0	-244.8	Ω
R_s	5.6	5.9	Ω
C_d	1.0×10^{-2}	1.0×10^{-2}	F
L_e	151.4	151.4	pH
C_e	21.9×10^{-6}	21.9×10^{-6}	pF

Tabela 4.6: Valores dos Elementos para o RTD s72 com polarização de 1.5 V utilizando o modelo M1

A rotina de minimização do erro teve como valor de saída 3.8076. O gráfico 4.19 mostra a variação do erro em função da frequência para a polarização de 1.5 V.

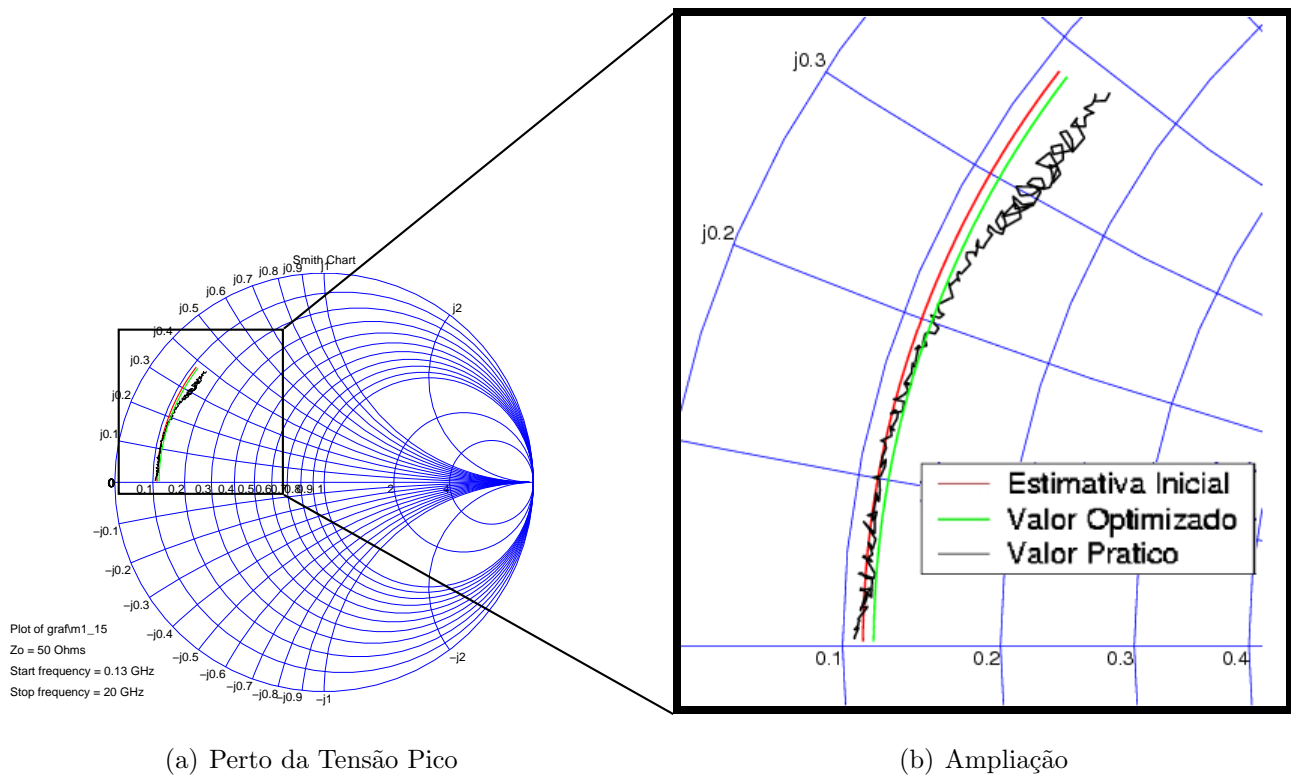


Figura 4.12: Polarização 1.5 V do RTD s72 para o modelo M1

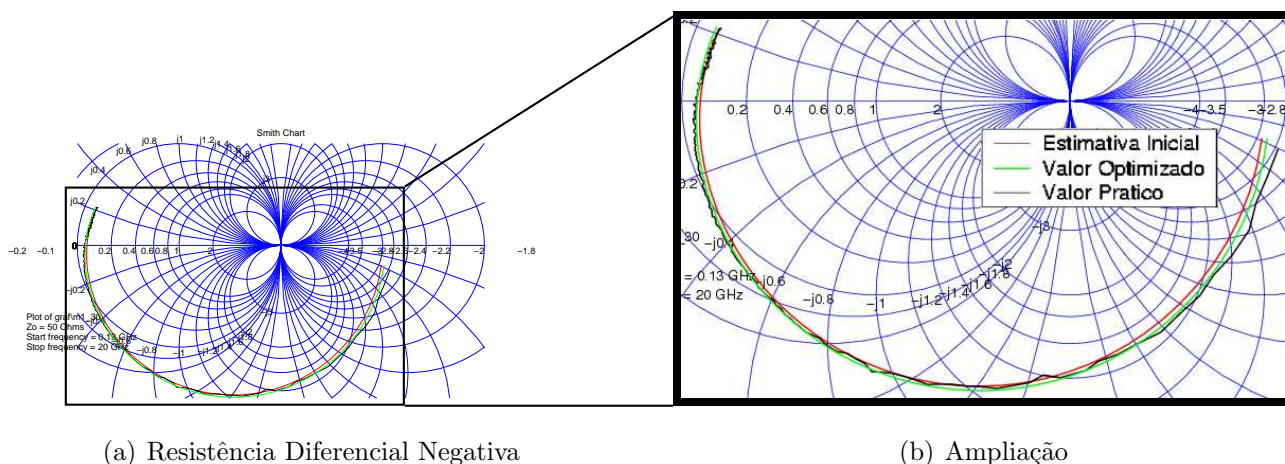
Polarização de 3.0 V

A tabela 4.7 mostra a correspondência dos valores obtidos através de um ajuste, e os valores obtidos a partir da função de minimização do erro, para a tensão de polarização de 3.0 V.

M1	Valor/Estimativa Inicial	Valor Optimizado	Unidades
R_d	153.5	150.4	Ω
R_s	3.5	3.1	Ω
C_d	1.0	9.9×10^{-1}	pF
L_e	151.4	151.4	pH
C_e	21.9×10^{-6}	21.9×10^{-6}	pF

Tabela 4.7: Valores dos Elementos para o RTD s72 com polarização de 3.0 V utilizando o modelo M1

A rotina de minimização do erro teve como valor de saída 3.6754. O gráfico 4.19 mostra a variação do erro em função da frequência para a polarização de 3.0 V.



(a) Resistência Diferencial Negativa

(b) Ampliação

Figura 4.13: Polarização 3.0 V do RTD s72 para o modelo M1

Polarização de 3.5 V

A tabela 4.8 mostra a correspondência dos valores obtidos através de um ajuste, e os valores obtidos a partir da função de minimização do erro, para a tensão de polarização de 3.5 V.

M1	Valor/Estimativa Inicial	Valor Optimizado	Unidades
R_d	-107.4	-94.1	Ω
R_s	3.5	3.2	Ω
C_d	1.0	9.8×10^{-1}	pF
L_e	151.4	151.4	pH
C_e	21.9×10^{-6}	21.9×10^{-6}	pF

Tabela 4.8: Valores dos Elementos para o RTD s72 com polarização de 3.5 V utilizando o modelo M1

A rotina de minimização do erro teve como valor de saída 2.5503. O gráfico 4.19 mostra a variação do erro em função da frequência para a polarização de 3.5 V.

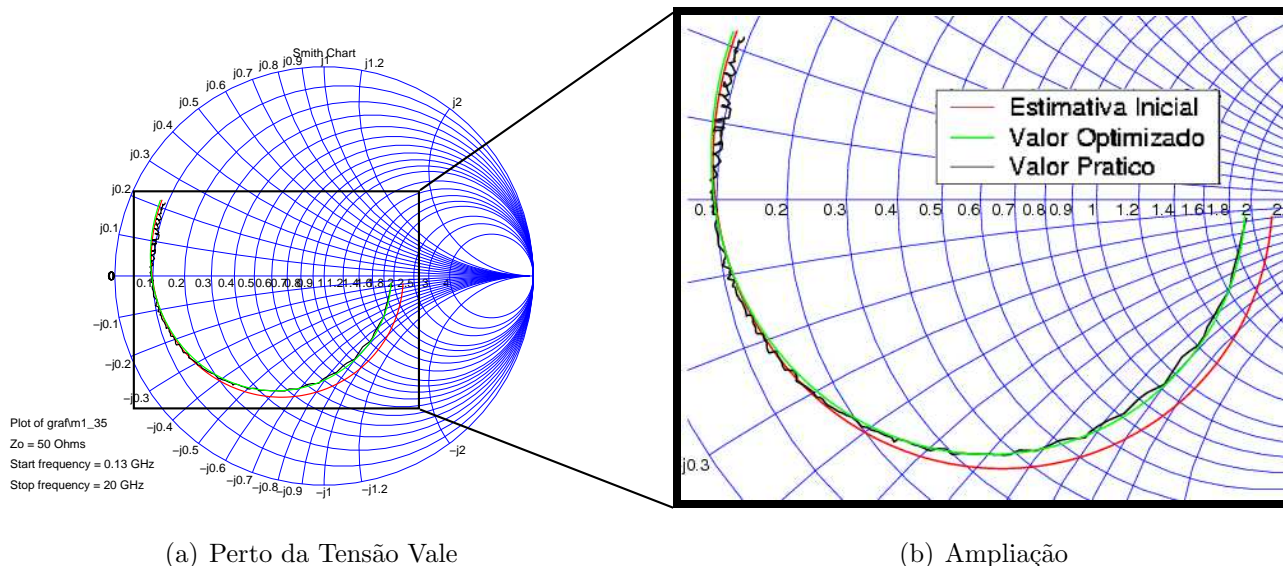


Figura 4.14: Polarização 3.5 V do RTD s72 para o modelo M1

4.2.3 Modelo M2

Polarização de 0 V

A tabela 4.9 mostra a correspondência dos valores obtidos através de um ajuste, e os valores obtidos a partir da função de minimização do erro para a tensão de polarização de 0 V.

M2	Valor/Estimativa Inicial	Valor Optimizado	Unidades
R_d	-21.5	-16.9	Ω
R_s	0.4	3.8	Ω
C_d	1.0	2.4	pF
L_s	120.0	37.0	pH
C_e	3.4×10^{-1}	3.4×10^{-1}	pF
L_e	127.6	127.6	pH

Tabela 4.9: Valores dos Elementos para o RTD s72 com polarização de 0 V utilizando o modelo M2

A rotina de minimização do erro teve como valor de saída 1.3509. O gráfico 4.19 mostra a variação do erro em função da frequência para a polarização de 0 V.

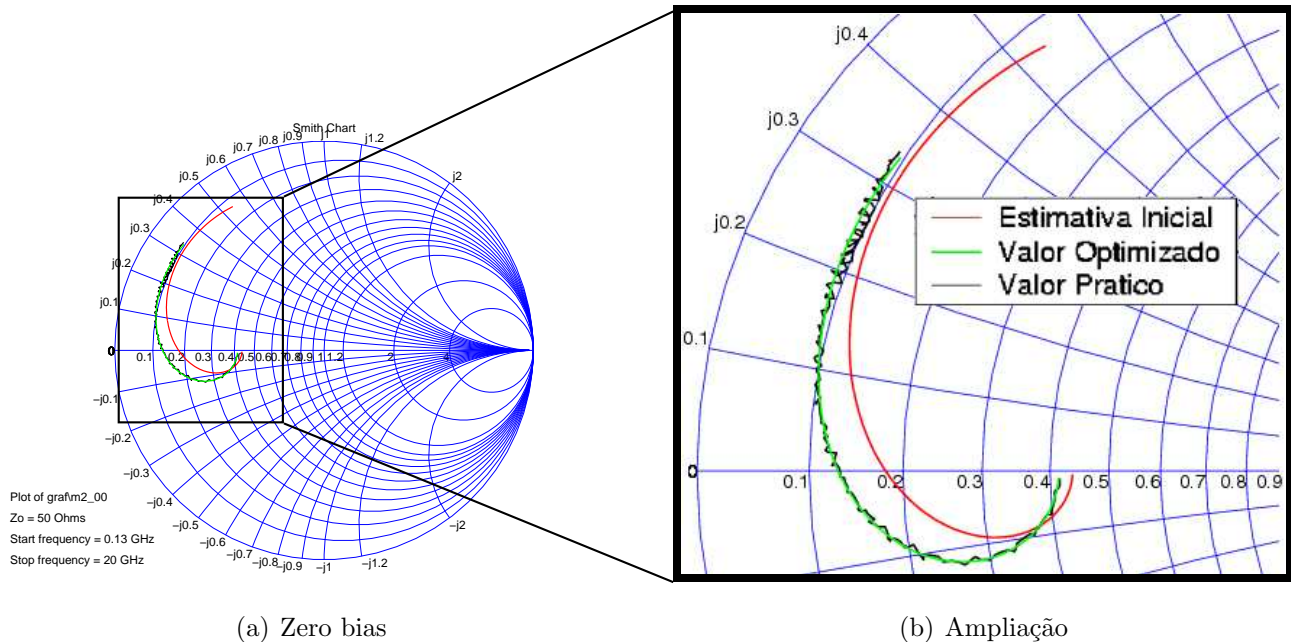


Figura 4.15: Polarização 0 V do RTD s72 para o modelo M2

Polarização de 1.5 V

A tabela 4.10 mostra a correspondência dos valores obtidos através de um ajuste, e os valores obtidos a partir da função de minimização do erro, para a tensão de polarização de 1.5 V.

M2	Valor/Estimativa Inicial	Valor Optimizado	Unidades
R_d	-254.0	-310.2	Ω
R_s	5.6	5.5	Ω
C_d	1.0×10^{-2}	1.2×10^{-2}	F
L_s	120.0	36.1	pH
C_e	3.4×10^{-1}	3.4×10^{-1}	pF
L_e	127.6	127.6	pH

Tabela 4.10: Valores dos Elementos para o RTD s72 com polarização de 1.5 V utilizando o modelo M2

A rotina de minimização do erro teve como valor de saída 1.5926. O gráfico 4.19 mostra a variação do erro em função da frequência para a polarização de 1.5 V.

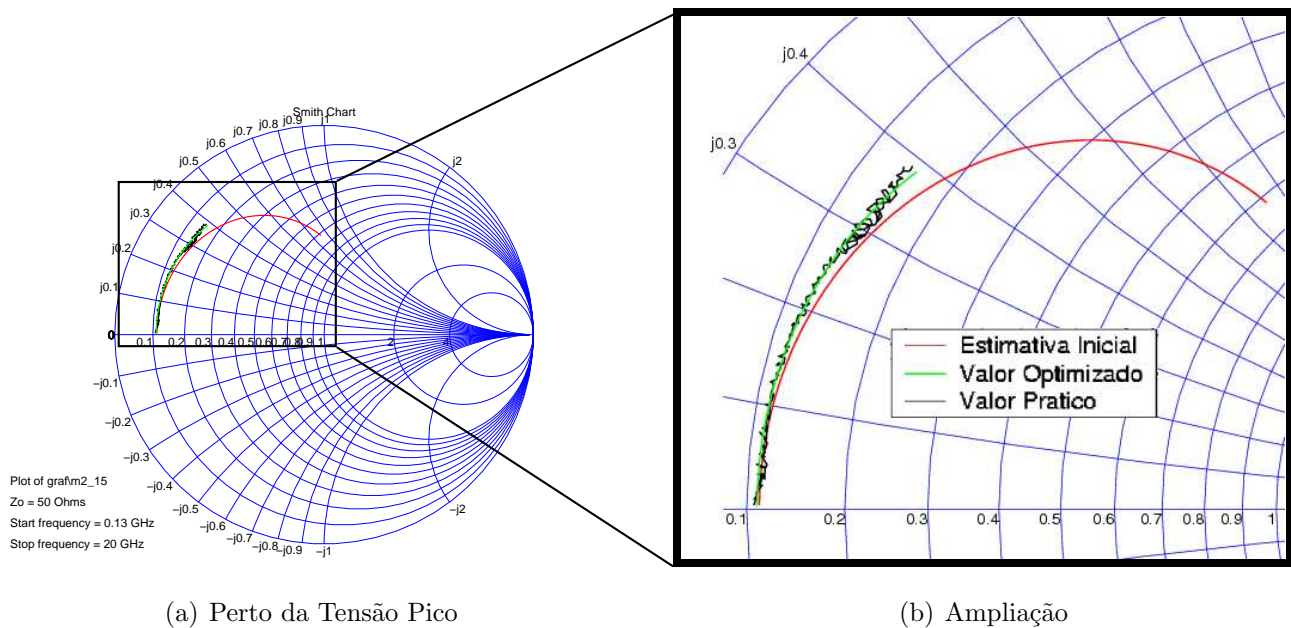


Figura 4.16: Polarização 1.5 V do RTD s72 para o modelo M2

Polarização de 3.0 V

A tabela 4.11 mostra a correspondência dos valores obtidos através de um ajuste, e os valores obtidos a partir da função de minimização do erro, para a tensão de polarização de 3.0 V.

M2	Valor/Estimativa Inicial	Valor Optimizado	Unidades
R_d	153.5	156.8	Ω
R_s	3.5	6.3	Ω
C_d	1.0	6.5×10^{-1}	pF
L_s	120.0	54.9	pH
C_e	3.4×10^{-1}	3.4×10^{-1}	pF
L_e	127.6	127.6	pH

Tabela 4.11: Valores dos Elementos para o RTD s72 com polarização de 3.0 V utilizando o modelo M2

A rotina de minimização do erro teve como valor de saída 3.1316. O gráfico 4.19 mostra a variação do erro em função da frequência para a polarização de 3.0 V.

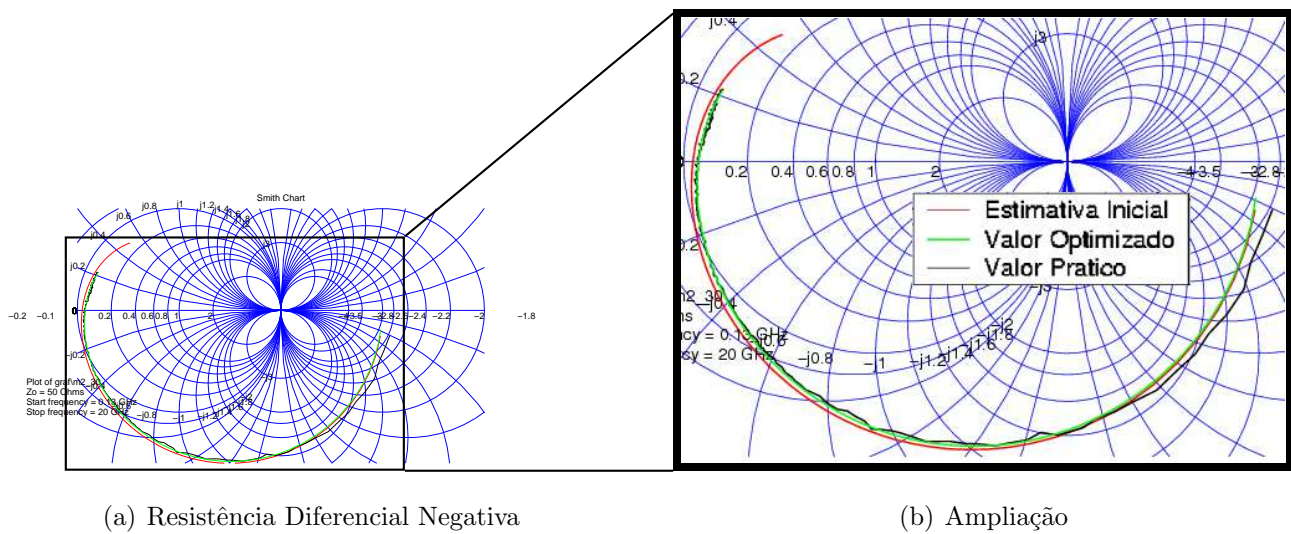


Figura 4.17: Polarização 3.0 V do RTD s72 para o modelo M2

Polarização de 3.5 V

A tabela 4.12 mostra a correspondência dos valores obtidos através de um ajuste, e os valores obtidos a partir da função de minimização do erro, para a tensão de polarização de 3.5 V.

M2	Valor/Estimativa Inicial	Valor Optimizado	Unidades
R_d	-107.4	-89.3	Ω
R_s	3.5	5.8	Ω
C_d	1.0	6.7×10^{-1}	pF
L_s	120.0	55.1	pH
C_e	3.4×10^{-1}	3.4×10^{-1}	pF
L_e	127.6	127.6	pH

Tabela 4.12: Valores dos Elementos para o RTD s72 com polarização de 3.5 V utilizando o modelo M2

A rotina de minimização do erro teve como valor de saída 1.5271. O gráfico 4.19 mostra a variação do erro em função da frequência para a polarização de 3.5 V.

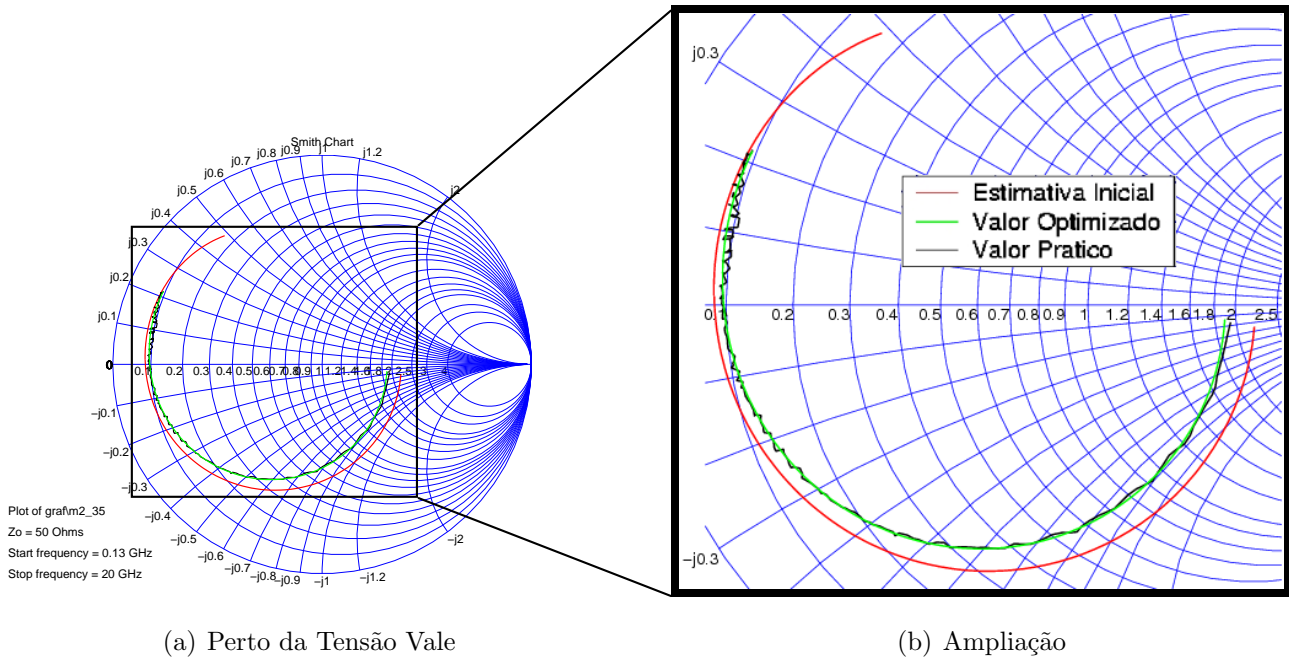


Figura 4.18: Polarização 3.5 V do RTD s72 para o modelo M2

4.2.4 Análise dos Resultados do RTD s72

Para a polarização de 0 V, no gráfico 4.19, observa-se que os valores otimizados aproximam-se dos valores medidos, isto para os 3 modelos apresentados, **M0**, **M1** e **M2**. No entanto, verifica-se, também em todos os modelos, que o erro assume maiores proporções às frequências mais elevadas. Por observação da tabela 4.13 e do gráfico 4.20, sabe-se que dos três modelos estudados, o modelo **M2**, é o que apresenta a melhor aproximação, em média, aos valores medidos.

Relativamente às polarizações de 1.5 V, verifica-se no gráfico 4.19, que apesar de se obter uma minimização do erro a todas as frequências, é para as baixas frequências que se consegue obter uma maior minimização do erro. Trata-se de outro caso, em que é nítido, que o modelo **M2** apresenta um erro médio mais baixo que os outros dois modelos, o modelo **M0** e o modelo **M1**.

Para o caso de polarização de 3.0 V, verifica-se que é às baixas frequências que existem os maiores erros, menor ajuste. Graficamente (ver gráfico 4.19) é difícil precisar qual dos modelos (**M0**, **M1** ou **M2**) apresenta menor erro médio, mas recorrendo à tabela 4.13 e ao gráfico 4.20,

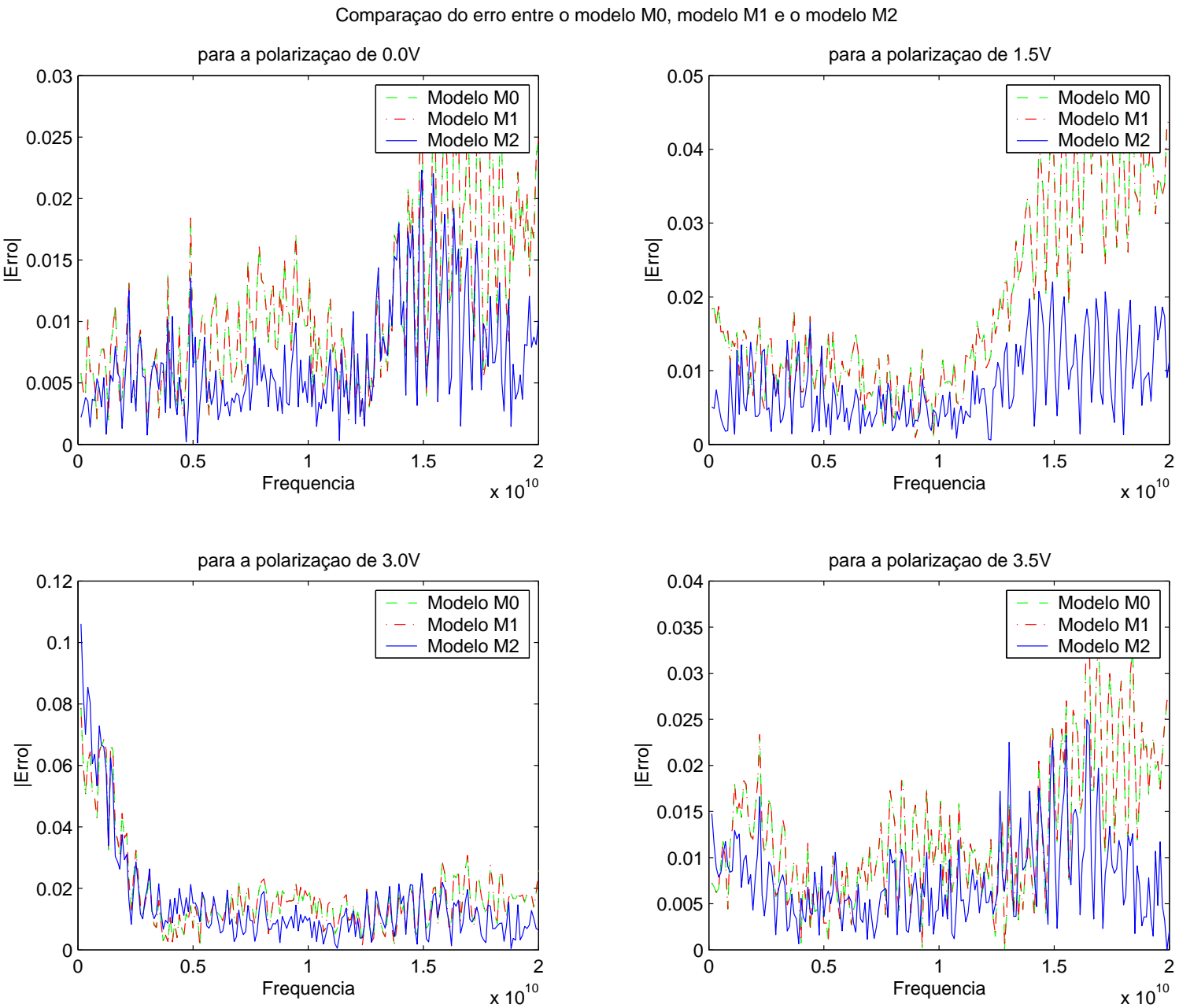


Figura 4.19: Δerro ao longo da frequência

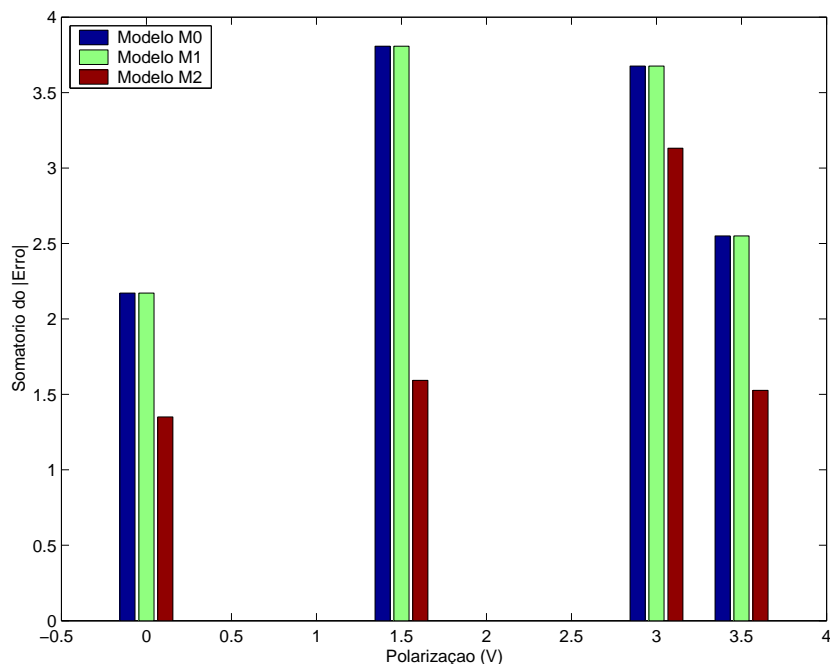


Figura 4.20: \sum erro para os vários modelos para as várias polarizações

observa-se que o modelo **M2** é o que apresenta menor desajuste em relação aos valores medidos.

No caso de polarização de 3.5 V (ver gráfico 4.19), observam-se semelhanças com o caso de polarização de 0 V. Volta-se a observar um maior desajuste às altas frequências e o modelo **M2** é sem sombra para qualquer dúvida o modelo que melhor se aproxima do dispositivo.

A tabela 4.13 apresenta o valor com que a função de minimização terminou os ciclos de procura.

	M0	M1	M2
Polarização 0 V	2.1717	2.1717	1.3509
Polarização 1.5 V	3.8075	3.8076	1.5926
Polarização 3.0 V	3.6754	3.6754	3.1316
Polarização 3.5 V	2.5503	2.5503	1.5271

Tabela 4.13: Comparação dos valores da função de minimização para os 3 modelos utilizados no RTD s72

Para este caso, foram utilizados 201 pontos de frequência equidistantes entre eles e com o valor inicial de 0.13 GHz e o valor final 20 GHz.

Pela simples observação da tabela 4.13, nota-se que o modelo **M2** é o modelo que melhor representa o dispositivo, pois apresenta o menor erro médio para todas as polarizações.

	M0	M1	M2
Polarização 0 V	0.0108	0.0108	0.0067
Polarização 1.5 V	0.0189	0.0189	0.0079
Polarização 3.0 V	0.0183	0.0183	0.0156
Polarização 3.5 V	0.0127	0.0127	0.0076

Tabela 4.14: Comparação da média do erro cometido por ponto para os 3 modelos utilizados no RTD s72

Na tabela 4.14 pode-se observar o erro cometido, em média, em cada ponto calculado em relação ao ponto medido.

A razão pela qual parece ser difícil obter melhores resultados, é a existência de algum ruído nos resultados experimentais, algo observável em todas as cartas de Smith referentes ao dispositivo RTD s72.

4.3 Resultados do Dispositivo RTD s119

Esta secção é dedicada ao modelo de um dispositivo RTD o qual tem o nome de s119–87–1, que tem uma área de contacto de $900 \mu\text{m}^2$ com uma guia de onda de $6 \mu\text{m}$ de largura por $150 \mu\text{m}$ de comprimento.

A curva corrente/tensão para este dispositivo pode ser observada na figura 4.21.

Só existem dados em forma de gráfico das medições do dispositivo, as quais correspondem aos valores de polarização de 0 V, 1.2 V, 1.5 V e 2.5 V, pelo que se utilizou o método de correspondência entre as impedâncias e a frequência apresentado na secção 4.1.1, juntamente com a teoria das cartas de Smith (secção 2.5) e com o método de extracção/leitura dos dados das cartas de Smith (secção 4.1).

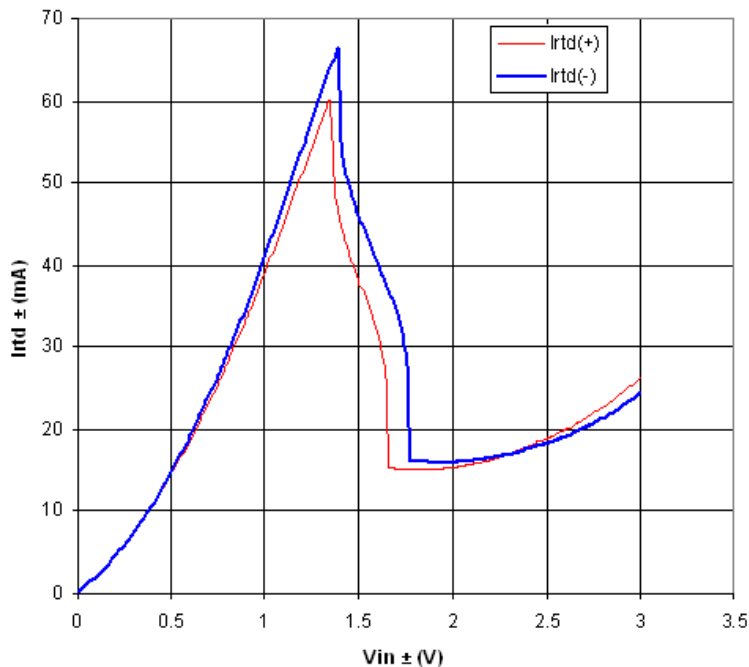


Figura 4.21: Curva Corrente vs Tensão para o RTD s119

4.3.1 Modelo M0

Polarização de 0 V

A tabela 4.15 mostra a correspondência dos valores obtidos através de um ajuste, realizado por simples observação dos gráficos e variação dos parâmetros da função de transferência, e os valores obtidos a partir de uma função de minimização do erro, em que os valores utilizados para iniciar a procura foram os valores obtidos através do ajuste, para a tensão de polarização de 0 V.

M0	Valor/Estimativa Inicial	Valor Optimizado	Unidades
R_d	-49.0	-48.7	Ω
R_s	6.4	7.9	Ω
C_d	1.2	1.3	pF
L_s	8.7	8.7	pH

Tabela 4.15: Valores dos Elementos para o RTD s119 com polarização de 0 V utilizando o modelo M0

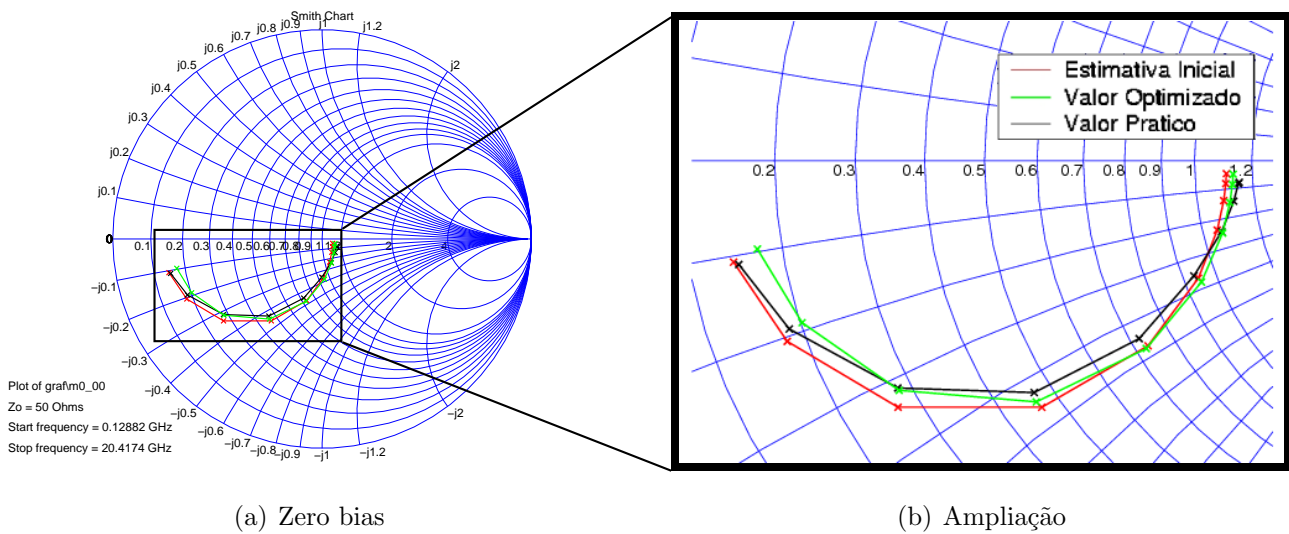


Figura 4.22: Polarização 0 V do RTD s119 para o modelo M0

A rotina de minimização do erro teve como valor de saída 0.20412, o qual representa a soma das diferenças em valor absoluto de todos os pontos conhecidos. O gráfico 4.30 mostra a variação do erro em função da frequência para a polarização de 0 V.

Polarização de 1.2 V

A tabela 4.16 mostra a correspondência dos valores obtidos através de um ajuste, e os valores obtidos a partir da função de minimização do erro, para a tensão de polarização de 1.2 V.

M0	Valor/Estimativa Inicial	Valor Optimizado	Unidades
R_d	-10.7	-11.4	Ω
R_s	8.8	7.8	Ω
C_d	1.8	1.4	pF
L_s	8.7	8.7	pH

Tabela 4.16: Valores dos Elementos para o RTD s119 com polarização de 1.2 V utilizando o modelo M0

A rotina de minimização do erro teve como valor de saída 0.060169. O gráfico 4.30 mostra a variação do erro em função da frequência para a polarização de 1.2 V.

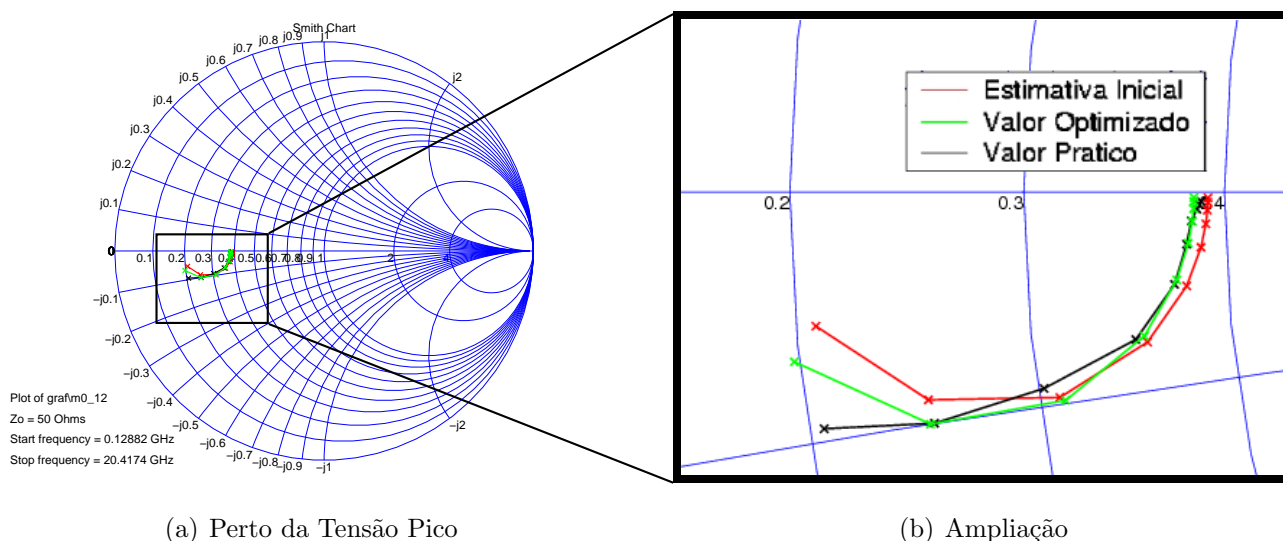


Figura 4.23: Polarização 1.2 V do RTD s119 para o modelo M0

Polarização de 1.5 V

A tabela 4.17 mostra a correspondência dos valores obtidos através de um ajuste, e os valores obtidos a partir de uma função de minimização do erro, para a tensão de polarização de 1.5 V.

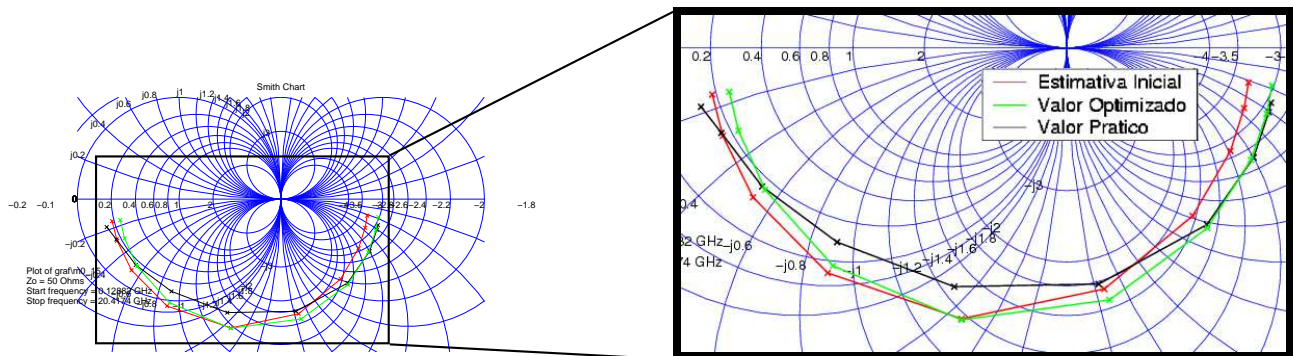
M0	Valor/Estimativa Inicial	Valor Optimizado	Unidades
R_d	176.1	165.9	Ω
R_s	9.8	12.9	Ω
C_d	8.8×10^{-1}	8.4×10^{-1}	pF
L_s	8.7	8.7	pH

Tabela 4.17: Valores dos Elementos para o RTD s119 com polarização de 1.5 V utilizando o modelo M0

A rotina de minimização do erro teve como valor de saída 0.86815. O gráfico 4.30 mostra a variação do erro em função da frequência para a polarização de 1.5 V.

Polarização de 2.5 V

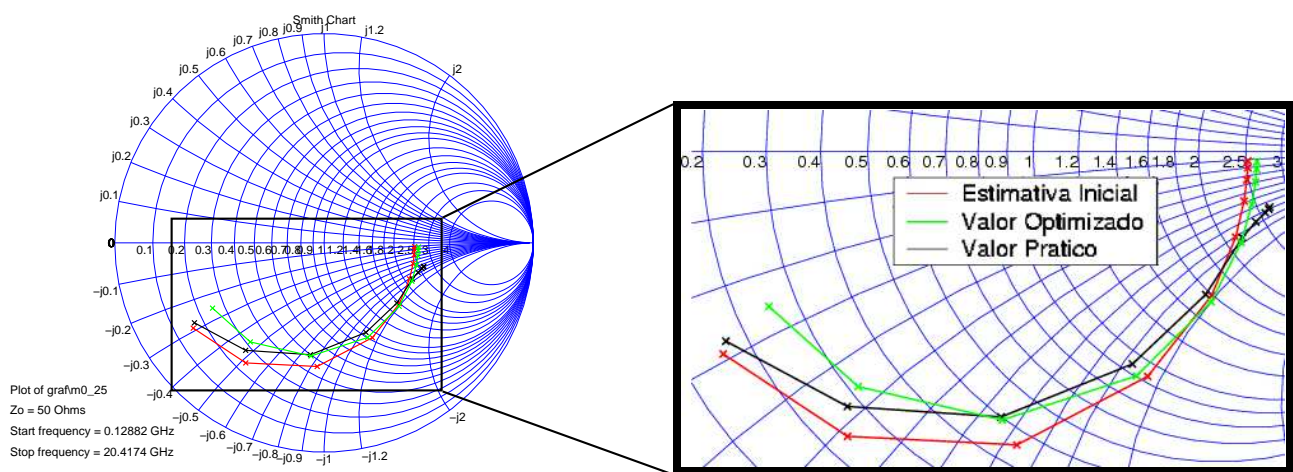
A tabela 4.18 mostra a correspondência dos valores obtidos através de um ajuste, e os valores obtidos a partir de uma função de minimização do erro, para a tensão de polarização de 2.5 V.



(a) Resistência Diferencial Negativa

(b) Ampliação

Figura 4.24: Polarização 1.5 V do RTD s119 para o modelo M0



(a) Perto da Tensão Vale

(b) Ampliação

Figura 4.25: Polarização 2.5 V do RTD s119 para o modelo M0

M0	Valor/Estimativa Inicial	Valor Optimizado	Unidades
R_d	-120.7	-121.3	Ω
R_s	5.8	11.0	Ω
C_d	4.9×10^{-1}	5.5×10^{-1}	pF
L_s	8.7	8.7	pH

Tabela 4.18: Valores dos Elementos para o RTD s119 com polarização de 2.5 V utilizando o modelo M0

A rotina de minimização do erro teve como valor de saída 2.2026. O gráfico 4.30 mostra a variação do erro em função da frequência para a polarização de 2.5 V.

4.3.2 Modelo M2

Polarização de 0 V

A tabela 4.19 mostra a correspondência dos valores obtidos através de um ajuste, realizado por simples observação dos gráficos e variação dos parâmetros da função de transferência, e os valores obtidos a partir da função de minimização do erro, em que os valores utilizados para iniciar a procura foram os valores obtidos através do ajuste inicial, para a tensão de polarização de 0 V.

M2	Valor/Estimativa Inicial	Valor Optimizado	Unidades
R_d	-49.0	-48.7	Ω
R_s	6.4	7.9	Ω
C_d	1.2	1.3	pF
L_s	12.0	8.2	pH
C_e	6.0×10^{-11}	6.0×10^{-11}	pF
L_e	1.3	1.3	pH

Tabela 4.19: Valores dos Elementos para o RTD s119 com polarização de 0 V utilizando o modelo M2

A rotina de minimização do erro teve como valor de saída 0.204, o qual representa a soma das diferenças em valor absoluto de todos os pontos conhecidos. O gráfico 4.30 mostra a variação

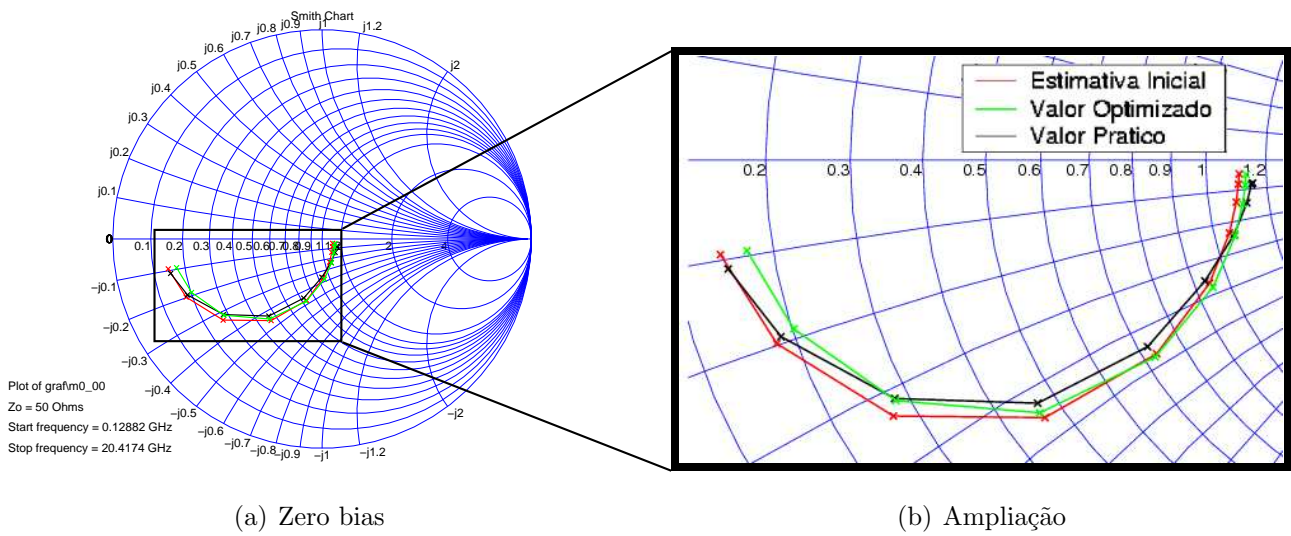


Figura 4.26: Polarização 0 V do RTD s119 para o modelo M2

do erro em função da frequência para a polarização de 0 V.

Polarização de 1.2 V

A tabela 4.20 mostra a correspondência dos valores obtidos através de um ajuste, e os valores obtidos a partir da função de minimização do erro, para a tensão de polarização de 1.2 V.

M2	Valor/Estimativa Inicial	Valor Optimizado	Unidades
R_d	-10.7	-10.5	Ω
R_s	8.8	8.7	Ω
C_d	1.8	1.7	pF
L_s	1.2×10^{-5}	1.3×10^{-5}	pH
C_e	6.0×10^{-11}	6.0×10^{-11}	pF
L_e	1.3	1.3	pH

Tabela 4.20: Valores dos Elementos para o RTD s119 com polarização de 1.2 V utilizando o modelo M2

A rotina de minimização do erro teve como valor de saída 0.044735. O gráfico 4.30 mostra a variação do erro em função da frequência para a polarização de 1.2 V.

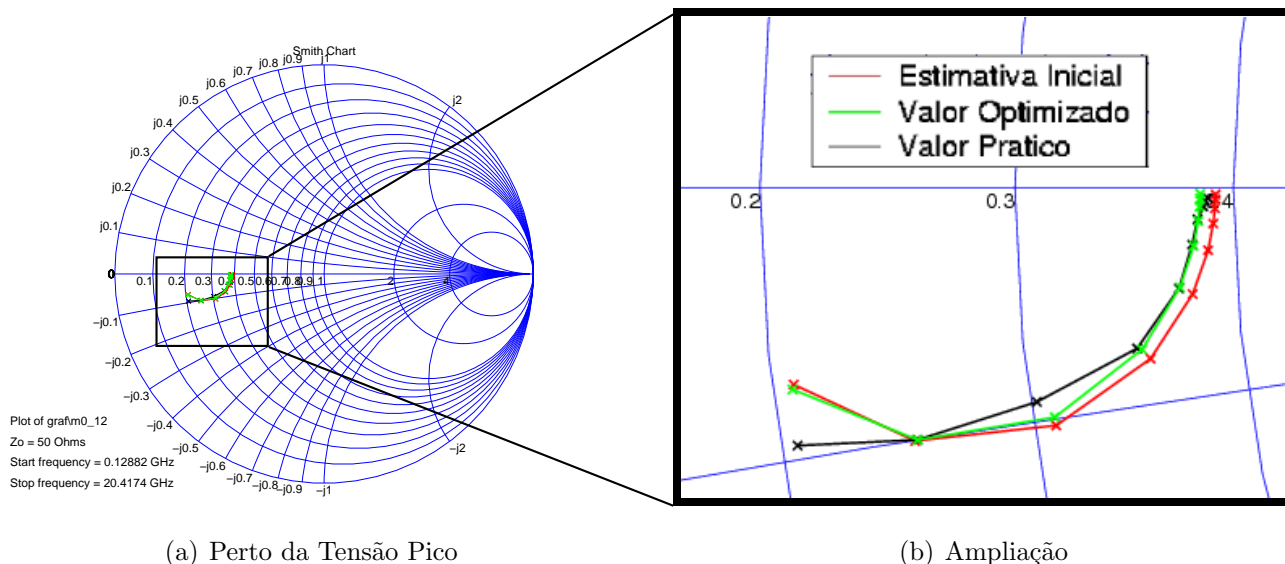


Figura 4.27: Polarização 1.2 V do RTD s119 para o modelo M2

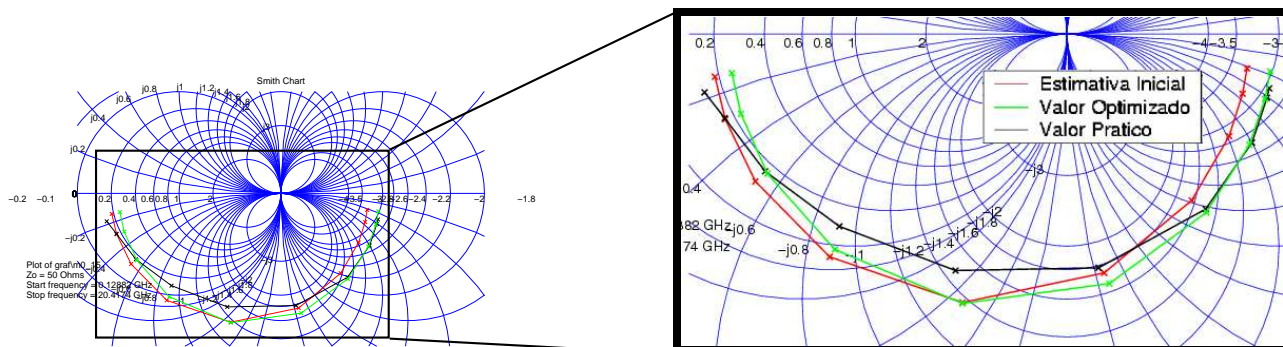
Polarização de 1.5 V

A tabela 4.21 mostra a correspondência dos valores obtidos através de um ajuste, e os valores obtidos a partir da função de minimização do erro, para a tensão de polarização de 1.5 V.

M2	Valor/Estimativa Inicial	Valor Optimizado	Unidades
R_d	176.1	165.9	Ω
R_s	9.8	12.9	Ω
C_d	8.8×10^{-1}	8.4×10^{-1}	pF
L_s	12.0	13.8	pH
C_e	6.0×10^{-11}	6.0×10^{-11}	pF
L_e	1.3	1.3	pH

Tabela 4.21: Valores dos Elementos para o RTD s119 com polarização de 1.5 V utilizando o modelo M2

A rotina de minimização do erro teve como valor de saída 0.86636. O gráfico 4.30 mostra a variação do erro em função da frequência para a polarização de 1.5 V.



(a) Resistência Diferencial Negativa

(b) Ampliação

Figura 4.28: Polarização 1.5 V do RTD s119 para o modelo M2

Polarização de 2.5 V

A tabela 4.22 mostra a correspondência dos valores obtidos através de um ajuste, e os valores obtidos a partir da função de minimização do erro, para a tensão de polarização de 2.5 V.

M2	Valor/Estimativa Inicial	Valor Optimizado	Unidades
R_d	-120.7	-121.2	Ω
R_s	5.8	11.0	Ω
C_d	4.9×10^{-1}	5.5×10^{-1}	pF
L_s	12.0	8.5	pH
C_e	6.0×10^{-11}	6.0×10^{-11}	pF
L_e	1.3	1.3	pH

Tabela 4.22: Valores dos Elementos para o RTD s119 com polarização de 2.5 V utilizando o modelo M2

A rotina de minimização do erro teve como valor de saída 2.2025. O gráfico 4.30 mostra a variação do erro em função da frequência para a polarização de 2.5 V.

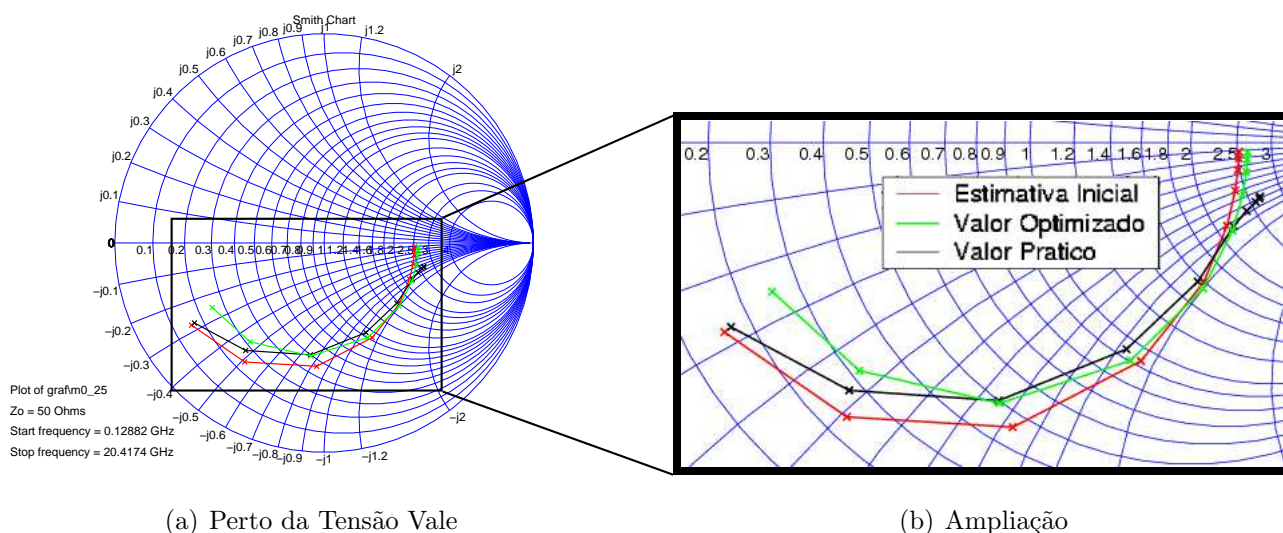


Figura 4.29: Polarização 2.5 V do RTD s119 para o modelo M2

4.3.3 Análise dos Resultados do RTD s119

Para todas as polarizações, com exceção da polarização de 1.2 V, observa-se um desajuste maior às baixas frequências. Para o caso de polarização de 1.2 V, observa-se que com a introdução do modelo **M2**, alcançou-se um melhor ajuste às altas frequências. (Ver gráficos 4.30 e 4.31).

A tabela 4.23 apresenta o valor com que a função de minimização terminou os ciclos de procura.

Para este caso, foram utilizados 10 pontos de frequência distanciados de forma logarítmica entre eles e com o valor inicial de aproximadamente 0.13 GHz e o valor final de aproximadamente 20 GHz.

Pela simples observação da tabela 4.23, nota-se que ao se aumentar a complexidade do modelo, não se conseguiu obter uma significativa diminuição do valor do erro.

Na tabela 4.24 pode-se observar o erro cometido, em média, em cada ponto calculado em relação ao ponto medido.

Seria de esperar que o aumento da complexidade do circuito, por introduzir mais graus de liberdade à impedância equivalente, melhorá-se os resultados obtidos. No entanto não se

	M0	M3
Polarização 0 V	0.20412	0.204
Polarização 1.2 V	0.060169	0.044735
Polarização 1.5 V	0.86815	0.86636
Polarização 2.5 V	2.2026	2.2025

Tabela 4.23: Comparação dos valores da função de minimização para os 3 modelos utilizados no RTD s119

	M0	M3
Polarização 0 V	0.020412	0.0204
Polarização 1.2 V	0.0060169	0.0044735
Polarização 1.5 V	0.086815	0.086636
Polarização 2.5 V	0.22026	0.22025

Tabela 4.24: Comparação da média do erro cometido por ponto para os 2 modelos utilizados no RTD s119

verificou isso. Algumas das razões que poderão explicar estes resultados serão:

- A utilização de apenas 10 pontos;
- As limitações a nível de capacidade de cálculo do computador utilizado, no que se refere à complexidade da função de transferência com a existência de muitas variáveis para otimizar.

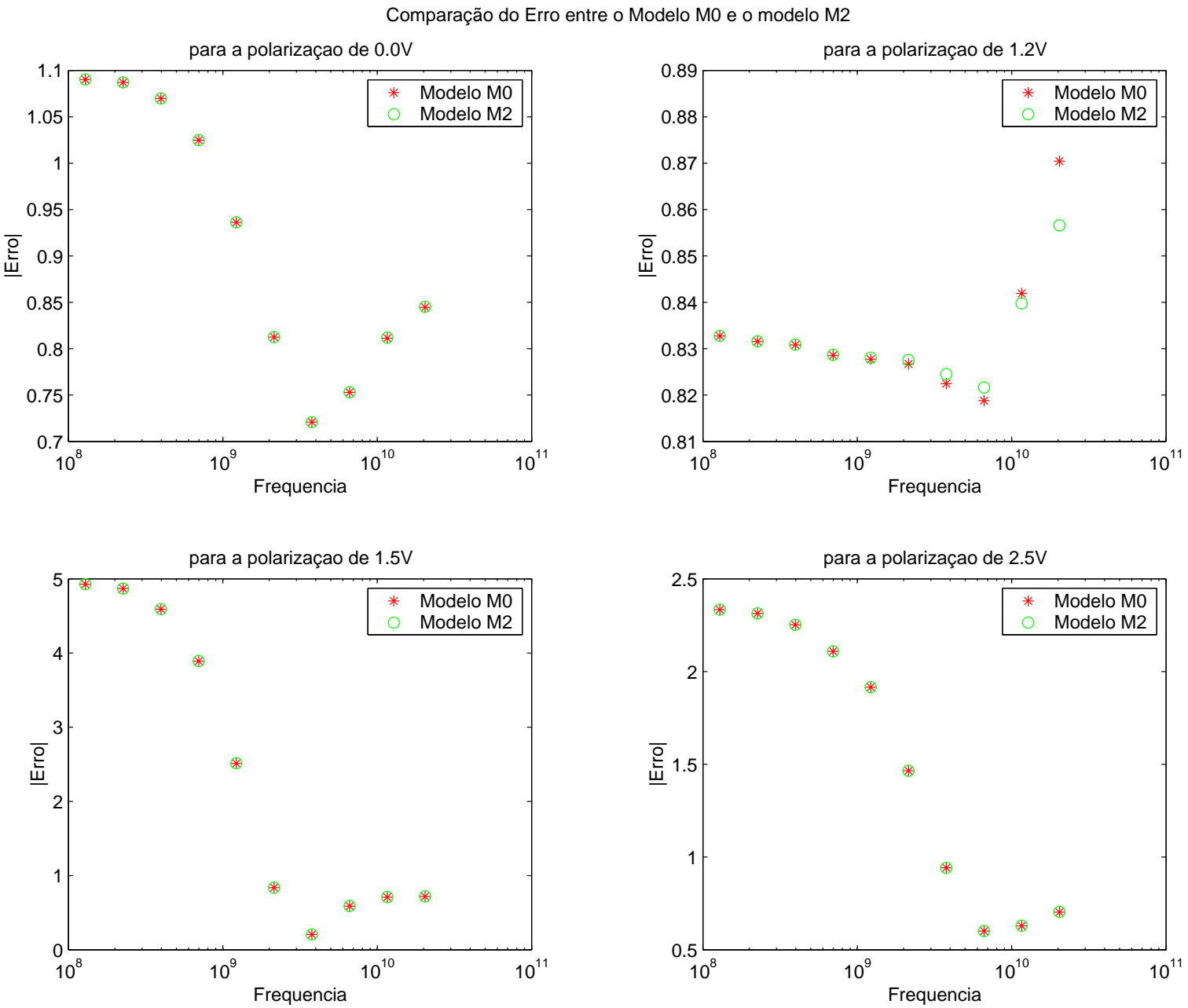


Figura 4.30: Δerro ao longo da frequência

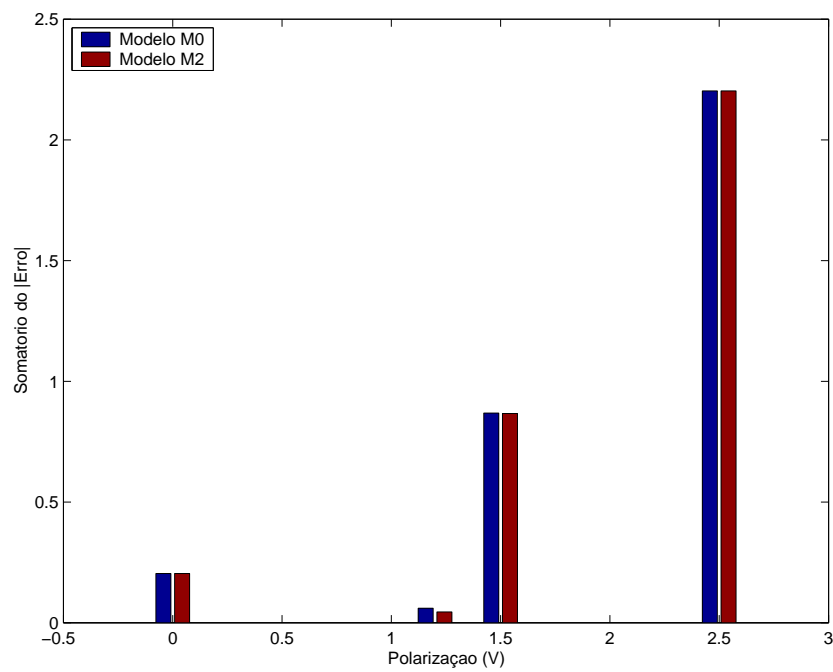


Figura 4.31: \sum erro para os vários modelos para as várias polarizações

Capítulo 5

Conclusão e Trabalho Futuro

Após a realização deste projecto, foram adquiridos conhecimentos sobre dispositivos RTD, sobre linhas de transmissão, sobre cartas de Smith e sobre parâmetros S.

Visto que a intenção do estudo efectuado, era caracterizar electricamente os parâmetros extrínsecos e de encapsulamento e fornecer modelos eléctricos que pudessem descrever o funcionamento do RTD, conclui-se então, que o objectivo proposto por este projecto foi cumprido.

Neste projecto foram estudados dois dispositivos, o RTD s72 e o RTD s119, no entanto como trabalho futuro, salienta-se a necessidade de realizar o estudo do RTD s119, mas com os valores numéricos de S_{11} medidos, sem que tenha sido utilizado algum método de inferição, e/ou o estudo de outros dispositivos para que se consiga ter um maior número de casos estudados.

Bibliografia

- [Alpha and Beta,] Alpha, J. and Beta, J. (). *Compact Bistable CNNs Based on resonant Tunneling Diodes*. World Wide Web, , edition. .
- [Brown et al., 1991] Brown, E. R., Södeström, J. R., Parker, C. D., Mahoney, L. J., Molvar, K. M., and Megill, T. C. (1991). **Oscillations up to 712 GHz in InAs/AlSb resonant tunneling diodes**. *Appl. Phys. Lett.*, v. 58(20)():p. 2291. .
- [Figueiredo, 2000] Figueiredo, J. L. (2000). *phD Thesis in Optoelectronic of Resonant Tunnelling Diodes*. , Universidade do Porto, . .
- [Figueiredo et al., 2002] Figueiredo, J., Ironside, C., and Stanley, C. (2002). **Ultralow voltage resonant tunneling diode electroabsorption modulator**. *Journal of Modern Optics*, v. 49(No. 5/6):p. 939–945. .
- [Grosch, 1999] Grosch, T. (December 1999). *Small Signal Microwave Amplifier Design*, volume of . Noble Publishing, , edition. .
- [Jefferies, 1999] Jefferies, D. (1999). . World Wide Web, <http://www.ee.surrey.ac.uk/Personal/D.Jefferies/sparam.html>, edition. .
- [Miner, 1996] Miner, G. F. (April 1996). *Lines and Electromagnetic Fields for Engineers*, volume of . Oxford University Press, , edition. .
- [Moura, 2001] Moura, L. (2001). **Apontamentos de Electrónica de RF**. , FCT, UALG, . .

- [Oriols, 1999] Oriols, X. (April 1999). **Quantum Monte Carlo simulation of Tunneling devices using wavpackets and bohm trajectories**. <http://einstein.uab.es/xoriols/>, Universitat Autònoma de Barcelona, . .
- [Pedretti, 2001] Pedretti, E. (2001). . World Wide Web, <http://cfa-www.harvard.edu/~epedrett/msc/node17.html\#SECTION0034000000%0000000000>, edition. .
- [Shur,] Shur, M. (). . World Wide Web, <http://nina.ecse.rpi.edu/shur/advanced/Notes/Noteshtm/Resonant23/sld001%.htm>, edition. .
- [Silva, 2000] Silva, E. d. (September 18, 2000). **High Frequency and Microwave Engineering**, volume of . Butterworth-Heinemann, , edition. .
- [Sollner et al., 1983] Sollner, T. C. L. G., Goodhue, W. D., Tannewald, P. E., Parker, C. D., and Peck, D. D. (1983). **Resonant tunneling through quantum wells at frequencies up to 2.5 THz**. *Appl. Phys. Lett.*, v. 43(6)():p. 588. .
- [Tsu and Esaki, 1973] Tsu, R. and Esaki, L. (1973). **Tunneling in a finite superlattice**. *Appl. Phys. Lett.*, v. 22():p. 562. .
- [Vanbesien, 1991] Vanbesien, O. (1991). **Simulation et caracterisation electronique des diodes double barrier a effet tunnel resonnant**. , Université des Sciences et Techniques de Lille, . .