

CRISTIAN PAVÃO MOREIRA

**ESTUDO DE INDUTÂNCIAS ATIVAS PARA APLICAÇÃO  
EM FILTRAGEM SELETIVA NAS BANDAS  
L (1-2GHz) e S (2-3GHz)**

Dissertação apresentada como requisito parcial à obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica - PPGEE, Departamento de Engenharia Elétrica, Setor de Tecnologia, Universidade Federal do Paraná.

Orientador: Horácio Tertuliano dos Santos Filho, Ph.D.

CURITIBA

2002





UNIVERSIDADE FEDERAL DO PARANÁ  
Setor de Tecnologia – Departamento de Engenharia Elétrica  
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica  
PPGEE

## ATA DE DEFESA DE MESTRADO

Aos dezoito dias do mês de setembro de 2002, na sala PK-7 do Departamento de Engenharia Elétrica - DELT, foi instalada pelo Prof. José Ricardo Descardec, coordenador do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, a Banca Examinadora para a sexta Dissertação de Mestrado. Estiveram presentes no ato, além do coordenador do Curso de Pós-Graduação, professores, alunos e visitantes.


A Banca Examinadora, atendendo determinação do Colegiado do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, ficou constituída pelos professores doutores **Horácio Tertuliano Filho** (orientador-UFPR), **Oscar da Costa Gouveia Filho** (UFPR), **Elizete Maria Lourenço** (UFPR) e **Voldi Costa Zambenedetti** (PUC-PR / LACTEC).

Às 09:30 horas, a banca iniciou os trabalhos, convidando o(a) candidato(a) **Cristian Pavão Moreira** a fazer a apresentação da dissertação intitulada "Estudo de indutâncias ativas para aplicação em filtragem seletiva nas Bandas L e S". Encerrada a apresentação, iniciou-se a fase de arguição pelos membros participantes.

Tendo em vista a dissertação e a arguição, a banca atribuiu as seguintes notas: Prof. Dr. Horácio Tertuliano Filho, Nota: A; Prof. Dr. Oscar da Costa Gouveia Filho, Nota: A; Profa. Dra. Elizete Maria Lourenço, Nota: A e Prof. Dr. Voldi Costa Zambenedetti Nota: A. A média obtida: A, resulta na APROVAÇÃO do candidato, (de acordo com a determinação dos Artigos 64 a 68 da Resolução 46/97-CEPE), e corresponde ao conceito A B/C/D.

Curitiba, 19 de setembro de 2002.

  
Prof. Dr. Horácio Tertuliano Filho

  
Prof. Dr. Oscar da C. Gouveia Filho

  
Profa. Dra. Elizete Maria Lourenço

  
Prof. Dr. Voldi Costa Zambenedetti

## FICHA CATALOGRÁFICA

Moreira, Cristian Pavão

Estudo de Indutâncias Ativas para Aplicação em Filtragem Seletiva nas Bandas L (1-2GHz) e S (2-3GHz) / Cristian Pavão Moreira. Curitiba: UFPR/ Setor de Tecnologia / Departamento de Engenharia Elétrica, 2002.  
xiv, 98p.: il.

Dissertação (Mestrado) – Universidade Federal do Paraná, Setor de Tecnologia / Departamento de Engenharia Elétrica, 2002.

1. Indutância ativa. 2. Alto coeficiente de qualidade. 3. Valores variáveis de indutância. 4. Funcionamento em ampla faixa de frequências. 5. Filtros com indutâncias ativas. 6. Elevada seletividade – Tese. I. Dissertação (Mestrado) – Universidade Federal do Paraná. II. Título.

## REFERÊNCIA BIBLIOGRÁFICA

MOREIRA, C. P. (2002). Estudo de Indutâncias Ativas para Aplicação em Filtragem Seletiva nas Bandas L (1-2GHz) e S (2-3GHz). Dissertação de Mestrado, Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade Federal do Paraná, Curitiba, PR, 98p.

À minha querida esposa Raquel, meus pais Antonio e Luzia e meus irmãos Renata e Rodrigo.

## **AGRADECIMENTOS**

Agradeço aos funcionários e professores do Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Paraná, em especial o professor Horácio Tertuliano dos Santos Filho.

Agradeço ainda meus colegas de mestrado que me apoiaram na realização deste trabalho, contribuindo com preciosas discussões, sugestões e correções, especialmente Alexandre Augusto Shirakawa e Fabricio Gouveia.

## SUMÁRIO

<b>SUMÁRIO.....</b>	<b>VII</b>
<b>LISTA DE FIGURAS .....</b>	<b>X</b>
<b>LISTA DE TABELAS.....</b>	<b>XII</b>
<b>RESUMO .....</b>	<b>XIII</b>
<b>ABSTRACT .....</b>	<b>XIV</b>
 <b>CAPÍTULO I.....</b>	 <b>15</b>
<b>INTRODUÇÃO GERAL .....</b>	<b>15</b>
1 INTRODUÇÃO GERAL .....	15
1.1 INTRODUÇÃO.....	15
1.2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA .....	16
1.3 CONTRIBUIÇÃO DO TRABALHO.....	17
1.4 ESTRUTURA DA DISSERTAÇÃO.....	17
1.5 REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....	18
 <b>CAPÍTULO II.....</b>	 <b>20</b>
<b>INDUTÂNCIAS ATIVAS.....</b>	<b>20</b>
2 INDUTÂNCIAS ATIVAS .....	20
2.1 INTRODUÇÃO.....	20
2.2 OS MOTIVOS DE SUA UTILIZAÇÃO.....	21
2.2.1 <i>A Filtragem Analógica em Altas Frequências</i> .....	21
2.2.2 <i>Perspectivas Oferecidas pelas Indutâncias Ativas</i> .....	22
2.3 PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO DAS INDUTÂNCIAS ATIVAS .....	23
2.3.1 <i>Aproximação Baseada na Inversão de Impedância</i> .....	24
2.4 PRINCIPAIS TOPOLOGIAS DE INDUTÂNCIAS ATIVAS EM ALTAS FREQUÊNCIAS.....	26
2.5 ESTUDO TEÓRICO DA INDUTÂNCIA ATIVA EM MONTAGEM COM 2 TRANSISTORES .....	28
2.5.1 <i>Análise Matemática da Indutância Ativa em Montagem Cascode</i> .....	29
2.5.1.1 <i>Realimentação via Resistência <math>R_f</math></i> .....	29

2.5.1.2 Realimentação via Transistor FET.....	31
2.6 CONCLUSÃO.....	32
2.7 REFERÊNCIA BIBLIOGRÁFICA.....	32
<b>CAPÍTULO III.....</b>	<b>34</b>
<b>SIMULAÇÕES DA INDUTÂNCIA ATIVA EM MONTAGEM CASCODE .....</b>	<b>34</b>
3 SIMULAÇÕES DA INDUTÂNCIA ATIVA EM MONTAGEM CASCODE.....	34
3.1 INTRODUÇÃO .....	34
3.2 ESCOLHA E DEFINIÇÃO DO MODELO DOS TRANSISTORES .....	35
3.3 PRIMEIRA MONTAGEM CASCODE SIMULADA .....	35
3.4 SEGUNDA MONTAGEM CASCODE SIMULADA .....	37
3.5 MONTAGEM FINAL SIMULADA .....	39
3.5.1 <i>Influência dos Elementos na Montagem Final Estabilizada</i> .....	43
3.5.2 <i>Variação Máxima Permitida para os Componentes do Circuito</i> .....	49
3.5.3 <i>Circuito Equivalente da Indutância Ativa</i> .....	50
3.5.3.1 <i>Formulação Teórica</i> .....	51
3.5.4 <i>Outras Possibilidades Oferecidas pela Indutância Ativa</i> .....	52
3.5.5 <i>Polarização das Indutâncias Ativas</i> .....	56
3.5.5.1 <i>Simulação com Dados Medidos do Transistor</i> .....	56
3.5.5.2 <i>Simulação da Indutância Ativa com Circuito de Polarização</i> .....	60
3.6 CONCLUSÃO .....	68
3.7 REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....	69
<b>CAPÍTULO IV .....</b>	<b>70</b>
<b>PERSPECTIVAS PARA A FILTRAGEM ATIVA.....</b>	<b>70</b>
4 PERSPECTIVAS PARA A FILTRAGEM ATIVA .....	70
4.1 INTRODUÇÃO .....	70
4.2 CONCEITOS BÁSICOS: PARÂMETROS DE PROJETOS DE FILTROS.....	71
4.2.1 <i>Seletividade (<math>S_e</math> ou <math>Q_s</math>)</i> .....	71
4.2.2 <i>Perda de Inserção (<math>I_L</math>)</i> .....	72
4.2.3 <i>Perda de Retorno (<math>L_R</math>)</i> .....	73
4.3 AS CÉLULAS DE BASE.....	73
4.3.1 <i>Célula Passa-Faixa com Indutor Ativo</i> .....	73
4.3.1.1 <i>Análise Matemática</i> .....	74
4.3.1.2 <i>Análise via Simulação</i> .....	74



4.3.1.3 Comparação Célula Passa-Faixa Ideal x Célula Passa-Faixa com Indutor Ativo .....	76
4.3.1.4 Comparação Célula PF Real x Célula PF com Indutor Ativo .....	77
4.4 PROJETO DE FILTRO ATIVO DE 3 PÓLOS.....	78
4.4.1 <i>Introdução ao Conceito de Filtro Regulável</i> .....	78
4.4.2 <i>Projeto da Indutância Ativa para Operação em Duas Freqüências</i> .....	79
4.4.3 <i>Projeto do Filtro Ativo Regulável de 3 Pólos</i> .....	81
4.4.3.1 Circuito do Filtro de 3 Pólos.....	81
4.4.3.2 Resultados Comparativos Filtro Ativo x Filtro Ideal .....	82
4.4.3.3 Resultados Comparativos Filtro Ativo x Filtro Real.....	85
4.4.3.4 Análise e Comentários .....	86
4.5 CONCLUSÃO .....	86
4.6 REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....	87
 <b>CAPÍTULO V .....</b>	 <b>88</b>
 <b>CONSIDERAÇÕES FINAIS .....</b>	 <b>88</b>
5 CONSIDERAÇÕES FINAIS .....	88
5.1 BREVE DISCUSSÃO DOS RESULTADOS .....	88
5.2 CONCLUSÃO FINAL .....	89
5.3 TRABALHOS FUTUROS .....	91
 <b>REFERÊNCIA GERAL .....</b>	 <b>92</b>
 <b>ARTIGOS SUBMETIDOS À CONGRESSOS DURANTE ESTE TRABALHO.....</b>	 <b>94</b>
 <b>APÊNDICES.....</b>	 <b>95</b>
 <b>APÊNDICE 1 .....</b>	 <b>96</b>
 <b>APÊNDICE 2 .....</b>	 <b>101</b>
 <b>APÊNDICE 3 .....</b>	 <b>107</b>
 <b>APÊNDICE 4 .....</b>	 <b>113</b>

## LISTA DE FIGURAS

FIGURA 1: Representação de um Girador.....	23
FIGURA 2: Modelo de Pequenos Sinais Simplificado do Transistor para Altas Frequências.....	24
FIGURA 3: Esquema Inicial para Produzir o Efeito Indutivo .....	24
FIGURA 4: Impedância de Entrada ( $Z_{in}$ ) do circuito da Figura 3.....	25
FIGURA 5: Exemplos de Topologias com 2 Transistores.....	27
FIGURA 6: Exemplo de Topologia com 3 Transistores .....	27
FIGURA 7: Exemplo de Topologia com 4 Transistores .....	27
FIGURA 8: Montagem Cascode Fonte Comum com Realimentação via Resistência ( $R_f$ ) .....	29
FIGURA 9: Montagem Cascode Fonte Comum com Realimentação via FET .....	31
FIGURA 10 : Primeira Montagem Cascode Simulada .....	36
FIGURA 11: Partes Real e Imaginária de $Z_{in}$ da Montagem Cascode Simulada.....	36
FIGURA 12: Montagem Cascode com Resistência de Estabilização $R_1$ .....	37
FIGURA 13: Partes Real e Imaginária da Impedância de Entrada do Circuito (sem $R_s$ ).....	38
FIGURA 14: Parte Real da Impedância em Torno de $f_u$ .....	38
FIGURA 15: Montagem Final Estabilizada .....	39
FIGURA 16: Coeficiente de Qualidade da Indutância Ativa em Torno de $f_u$ para $R_s$ ideal.....	40
FIGURA 17: Parte Real da Impedância de Entrada da Montagem Final da Indutância Ativa .....	40
FIGURA 18: Parte Real de $Z_{in}$ para Montagem Final da Indutância Ativa em Torno de $f_u$ .....	41
FIGURA 19: Parte Imaginária de $Z_{in}$ para a Montagem Final da Indutância Ativa.....	41
FIGURA 20: Parte Imaginária de $Z_{in}$ para a Montagem Final em Torno de $f_u$ .....	42
FIGURA 21: Coeficiente de Qualidade da Montagem Final da Indutância Ativa.....	42
FIGURA 22: Coeficiente de Qualidade da Montagem Final em Torno de $f_u$ .....	43
FIGURA 23: Variação da Parte Real da Impedância com a Variação de $R_f$ .....	44
FIGURA 24: Variação da Parte Imaginária da Impedância com a Variação de $R_f$ .....	44
FIGURA 25: Parte Real da Impedância para $R_1$ Variável.....	45
FIGURA 26: Parte Real da Impedância em Torno de $f_u$ para $R_1$ Variável .....	45
FIGURA 27: Parte Imaginária da Impedância $Z_{in}$ para $R_1$ Variável .....	46
FIGURA 28: Parte Imaginária de $Z_{in}$ para Valores Variáveis de $R_1$ em Torno de $f_u$ .....	46
FIGURA 29: Parte Real da Impedância para $C_1$ Variável.....	47
FIGURA 30: Parte Imaginária da Impedância para $C_1$ Variável.....	48
FIGURA 31: Variação da Parte Real da Impedância com Variação de $R_s$ .....	48
FIGURA 32: Variação do Coeficiente de Qualidade com Relação a $R_s$ .....	50
FIGURA 33: Circuito Equivalente da Indutância Ativa .....	50

FIGURA 34: Variação da Parte Real da Impedância para $I_d=10\text{mA}$ e $40\text{mA}$ .....	57
FIGURA 35: Variação da Parte Imaginária da Impedância para $I_d=10\text{mA}$ e $40\text{mA}$ .....	57
FIGURA 36: Variação do Coeficiente de Qualidade para $I_d=10\text{mA}$ e $40\text{mA}$ .....	58
FIGURA 37: Variação da Parte Real da Impedância para $V_{ds}=2\text{V}$ e $3\text{V}$ .....	59
FIGURA 38: Variação da Parte Imaginária da Impedância para $V_{ds}=2\text{V}$ e $3\text{V}$ .....	59
FIGURA 39: Variação do Coeficiente de Qualidade da Indutância ativa para $V_{ds}=2\text{V}$ e $3\text{V}$ .....	60
FIGURA 40: Circuito Completo da Indutância Ativa com Circuito 1 de Polarização.....	61
FIGURA 41: Parte Real da Impedância utilizando Circuito 1 de Polarização.....	62
FIGURA 42: Parte Imaginária da Indutância utilizando o Circuito 1 de Polarização.....	63
FIGURA 43: Coeficiente de Qualidade utilizando o Circuito 1 de Polarização .....	63
FIGURA 44: Circuito Completo da Indutância Ativa com Circuito 2 de Polarização.....	65
FIGURA 45: Parte Real da Indutância para o Circuito 2 de Polarização.....	66
FIGURA 46: Parte Imaginária da Impedância para o Circuito 2 de Polarização .....	67
FIGURA 47: Coeficiente de Qualidade da Indutância para Modelo 2 de Polarização .....	67
FIGURA 48: Célula de Base com Circuito Equivalente da Indutância Ativa.....	73
FIGURA 49: Célula Passa-Faixa de 1 Pólo Utilizando um Indutor Ativo .....	75
FIGURA 50: Célula Passa-Faixa de 1 Pólo com Componentes Ideais .....	75
FIGURA 51: S12 Célula Passa-Faixa Ideal x S12 Célula Passa-Faixa com Indutor Ativo .....	76
FIGURA 52: S12 Célula PF Ideal x S12 Célula PF com Indutor Ativo em Torno de fu.....	76
FIGURA 53: Célula Passa-Faixa de 1 Pólo com Componentes Reais.....	77
FIGURA 54: S12 Célula PF de 1 Pólo Real x S12 Célula PF de 1 Pólo com Indutor Ativo .....	78
FIGURA 55: Parte Real da Indutância Ativa para Casos 1 e 2 .....	79
FIGURA 56: Parte Imaginária da Indutância Ativa para Casos 1 e 2 .....	80
FIGURA 57: Coeficiente de Qualidade da Indutância Ativa para Casos 1 e 2 .....	80
FIGURA 58: Circuito do Filtro Ativo de 3 Pólos .....	81
FIGURA 59: S12 Filtro Ativo x Filtro Ideal para Casos 1 e 2 .....	82
FIGURA 60: S12 Filtro Ativo x Filtro Ideal para Caso 1 em Torno de fu.....	82
FIGURA 61: S12 Filtro Ativo x Filtro Ideal para Caso 2 em Torno de fu.....	83
FIGURA 62: Comparação entre $ S_{11} $ Filtro Ativo x Filtro Ideal para Caso 1.....	83
FIGURA 63: Comparação entre $ S_{11} $ Filtro Ativo x Filtro Ideal para Caso 2.....	84
FIGURA 65: S11 do Filtro Ativo para Casos 1 e 2 .....	84
FIGURA 66: S12 Filtro Ativo x Filtro Real para Casos 1 e 2.....	85
FIGURA 67: S11 Filtro Ativo x Filtro Real para Casos 1 e 2.....	85
FIGURA 68: Esquema do Filtro de 3 Pólos com Casador de Impedância.....	86

## LISTA DE TABELAS

TABELA 1: Variação Permitida Isoladamente e Precisão para Elementos (com $R_s=65\Omega$ ).....	49
TABELA 2: Valores simulados para $R_1=560\Omega$ , $C_1=1\text{pF}$ e $R_f$ Variável .....	53
TABELA 3: Valores Simulados para $R_1=560\Omega$ , $R_f=500\Omega$ e $C_1$ Variável.....	53
TABELA 4: Valores Simulados para $R_f=500\Omega$ , $C_1=1\text{pF}$ e $R_1$ Variável.....	54
TABELA 5: Valores Simulados para $C_1=0\text{pF}$ , $R_1=560\Omega$ .....	54
TABELA 6: Valores Simulados para $C_1=0,5\text{pF}$ e $R_1=560\Omega$ .....	55
TABELA 7: Valores Simulados para $C_1=1\text{pF}$ e $R_1=560\Omega$ .....	55
TABELA 8: Valores Simulados para $C_1=2\text{pF}$ e $R_1=560\Omega$ .....	55
TABELA 9: Valores Simulados para $C_1=3\text{pF}$ e $R_1=560\Omega$ .....	56
TABELA 10 : Valores Máximos e Mínimos Permitidos Isoladamente para Tensões Polarização .....	64
TABELA 11: Valores dos Componentes da Indutância Ativa para 1,855GHz e 2,3GHz .....	79
TABELA 12: Valores Projetados para os Componentes do Filtro de 3 Pólos .....	81

## RESUMO

Neste trabalho é abordado o projeto de uma indutância ativa em tecnologia HJFET (*GaAs*) para futuras aplicações em filtragem seletiva nas bandas L (1-2GHz) e S (2-3GHz). As vantagens deste dispositivo com relação aos indutores convencionais, seu princípio de funcionamento e uma topologia com dois transistores em montagem cascode modificada para produzi-lo são apresentados. Simulações envolvendo este circuito mostram que se consegue obter valores variáveis de indutância (dezenas de nH) e elevados coeficientes de qualidade (algumas centenas) numa faixa estreita de funcionamento. A aplicação deste dispositivo em células de base de filtragem e, em seguida, em um filtro passa-faixa de 3 pólos comprova a possibilidade de se obter filtros com alto desempenho e eventualmente reguláveis. Através da variação de seus componentes, a filtragem em duas (ou mais) diferentes faixas de frequência ( $f_1=1,855\text{GHz}$  e  $f_2=2,31\text{GHz}$ ) é possível. Os principais resultados alcançados com esse filtro utilizando indutâncias ativas são: elevada seletividade (menor que 10%), baixa perda de inserção (<3dB), alta perda de retorno (>10dB) na banda de passagem e boa rejeição fora de banda.

Palavras-chave: Indutância ativa, alto coeficiente de qualidade, valores variáveis de indutância, funcionamento em ampla faixa de frequências, filtros com indutâncias ativas, elevada seletividade.

## ABSTRACT

In this work we present an active inductor in HJFET (GaAs) technology for selective microwave filtering applications in L (1-2GHz) and S (2-3GHz) bands. The advantages of such devices, its operation concepts and a cascode topology to manufacture them are presented. Simulations of this active inductor based on a stabilized cascode architecture demonstrate the possibility to get tunable inductance values (some nH) and high quality factor (some hundreds) in a narrow frequency band. The application of such device in a 3-poles bandpass filter shows the possibility to get high performance filtering and, eventually, adjustable frequency response with such filter. By tuning its components values, filtering in two or more different frequency bands ( $f_1=1,855\text{GHz}$  and  $f_2=2,31\text{GHz}$ ) can be obtained. High selectivity (below 10%), low insertion loss ( $<3\text{dB}$ ), return loss of 10dB in the  $-3\text{dB}$  passband and an excellent out-of-band rejection can be achieved with this filter.

Key-words: Active inductor, high quality factor, tunable inductance values, wide band operation, filters employing active inductors, high selectivity.

# CAPÍTULO I

## INTRODUÇÃO GERAL

## 1 INTRODUÇÃO GERAL

### 1.1 INTRODUÇÃO

Após a 2ª Guerra Mundial, a técnica da transmissão a grandes distâncias, a conquista e o controle do espaço tornaram-se objetivos primordiais nos grandes centros de pesquisa de todo o mundo. As mudanças e evoluções mais expressivas podem ser notadas principalmente ao nível dos satélites e dos sistemas de telecomunicações.

No caso dos satélites, estes agrupam um conjunto de dispositivos (antenas de transmissão e recepção, dispositivos de amplificação e filtragem, etc.) denominado a carga útil do satélite. Em teoria, esta carga útil deve apresentar um desempenho ótimo e uma confiabilidade máxima, associados a um peso e volume ocupado mínimos.

Desta forma, os trabalhos de pesquisa neste domínio se orientam cada vez mais rumo a concepção de componentes e circuitos elétricos a fim de conciliar estas exigências, dando origem aos componentes MMIC (*Monolithic Microwave Integrated Circuits* - Circuitos Integrados Monolíticos em Microondas). O MMIC é um modo de fabricação de circuitos integrados em altas frequências a estado sólido. Neste caso, todos os elementos do circuito são depositados sobre um substrato (em geral o *GaAs* – Arseneto de Gálio) através de processos microeletrônicos, resultando em circuitos de tamanho reduzido (na ordem de  $\text{mm}^2$ ). Nesta tecnologia, dispõe-se de elementos passivos tais como resistências, linhas de transmissão, capacitâncias, indutâncias espirais, etc e também de elementos ativos tais como diodos, transistores a efeito de campo, etc.

Entre as principais vantagens em se utilizar circuitos MMIC estão: a confiabilidade e a capacidade de produção em massa, tamanho e peso reduzidos e um custo relativamente baixo em se tratando de produção em larga escala. Entre as desvantagens pode-se citar: a necessidade de ferramentas de simulação apropriadas para a concepção do circuito,

modelagem precisa dos elementos, fase de concepção mais longa e mais cara e a impossibilidade de agir sobre a montagem realizada.

No caso dos sistemas modernos de telecomunicações, existe uma forte tendência no projeto, desenvolvimento e utilização de dispositivos e equipamentos flexíveis e/ou adaptativos, capazes de operar em diferentes faixas de frequência, possibilitando a integração de outros sistemas de telecomunicações existentes. Assim, a combinação desses dois fatores, capacidade de integração e flexibilidade, será considerada no decorrer deste trabalho.

Sendo o filtro um dos elementos essenciais de um sistema de telecomunicações, as exigências em alta seletividade e a ausência, em altas frequências, de componentes que permitam a realização de filtros com tal característica contribuíram de forma produtiva para o avanço dos estudos que visam determinar uma arquitetura para tais dispositivos.

Existem diversas maneiras de se projetar um filtro ativo [1]. Em altas frequências, pode-se citar a solução que consiste em substituir os indutores convencionais dos filtros clássicos por indutâncias ativas, estas sendo objeto de estudo deste trabalho.

## 1.2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

Apesar dos avanços das técnicas de projeto e realização de circuitos MMIC, uma grande dificuldade reside ainda na realização de indutores passivos com um coeficiente de qualidade suficientemente alto e com valores de indutância elevados. Desta forma, pesquisadores de todo o mundo procuraram resolver este inconveniente através da proposição de circuitos ativos que simulem uma indutância convencional, dando origem aos indutores ativos. Entre as mais importantes e pioneiras publicações nesta área estão as da equipe de Hara. Em [2], Hara mostra que através de uma topologia cascode com dois transistores pode-se obter valores de indutância de até 7,7nH para frequências até 5.5GHz, porém com aplicação limitada, devido a presença de uma resistência de alto valor em série com o circuito da indutância ativa. A resistência de realimentação utilizada no circuito em [2] foi então substituída por um transistor FET em porta comum em [3], aumentando assim o fator de qualidade da indutância ativa. Entretanto, embora essa substituição tenha diminuído o valor da resistência em série com o novo circuito de indutância ativa proposto, este valor de resistência era ainda comparável ao dos indutores espirais. Porém, esta nova topologia era capaz de operar em frequências muito mais elevadas que um indutor convencional, além de que o valor da indutância poderia ser controlado via tensão, como apresentado em [3].



Alinikula *et al* em [4] e [5] descreveram uma topologia alternativa para aquelas apresentadas em [2] e [3], resultando em uma maior característica de regulação em frequência e em um coeficiente de qualidade elevado (em torno de 500), para uma banda estreita de funcionamento. Outras topologias de indutâncias ativas com um número variado de transistores em diferentes tecnologias foram também propostas ao longo desta última década [6], [7], [8] e [9]. Para uma aplicação em banda estreita e em circuitos de filtragem, foram introduzidas em [10] e [11] adequações na topologia cascode proposta por Hara em [2], mostrando um resultado satisfatório no que se refere ao coeficiente de qualidade e relativa simplicidade desta nova topologia, através da anulação da resistência em série com o circuito para uma banda estreita de funcionamento.

### 1.3 CONTRIBUIÇÃO DO TRABALHO

Considerando o bom desempenho da montagem cascode modificada apresentada em [10] e [11], realizou-se um estudo mais detalhado sobre esta topologia visando a concepção de uma indutância ativa. Os objetivos principais deste trabalho de pesquisa são: contribuir para o estudo de indutâncias ativas em altas frequências aplicadas em circuitos de filtragem nas bandas L (1-2GHz) e S (2-3GHz), explorar o potencial deste dispositivo através de simulações de várias possibilidades de regulação de seus componentes e compreender melhor suas limitações e obstáculos de concepção através de uma análise da influência dos elementos e de sua sensibilidade no comportamento da montagem cascode modificada, sugerida em [12]. Além disso, o bom desempenho da indutância ativa aplicada no projeto de circuitos de filtragem é verificado através da comparação de resultados de simulação de filtros utilizando indutâncias ativas (filtros ativos) com filtros utilizando componentes ideais (filtros ideais).

### 1.4 ESTRUTURA DA DISSERTAÇÃO

No capítulo II é realizado um estudo sobre as indutâncias ativas para identificar algumas de suas topologias e compreender melhor seu princípio de funcionamento, bem como um breve estudo teórico do comportamento do circuito da indutância ativa em montagem cascode com diferentes tipos de realimentação. As expressões para a impedância de entrada de cada caso são deduzidas, possibilitando assim que se verifique a obtenção do efeito

indutivo requerido. Esses cálculos, apresentados em detalhe nos apêndices deste trabalho, tomam como base o modelo eletrônico de pequenos sinais simplificado para o transistor.

Em seguida, no capítulo III, são apresentados os resultados de simulação da indutância ativa em montagem cascode modificada, a influência de cada elemento no comportamento deste circuito e em seu coeficiente de qualidade. Em seguida são apresentados o circuito equivalente da indutância ativa e um exemplo de cálculo para determinação dos valores de seus elementos. Por fim, são propostos, analisados e comparados dois circuitos de polarização para a indutância ativa e ainda a variação máxima permitida para os pontos de polarização para um desses circuitos.

No capítulo IV é realizado um estudo das aplicações e perspectivas oferecidas com o desenvolvimento da indutância ativa bem como a simulação de filtros utilizando este dispositivo. Os resultados obtidos, no que se refere à resposta em frequência dos filtros ativos, são em seguida comparados àqueles dos filtros ideais e reais. Após introduzido o conceito de filtro regulável utilizando indutores ativos e capacitâncias variáveis via tensão, é apresentado o projeto de um filtro ativo regulável de 3 pólos seguindo a metodologia clássica de projeto de filtros, para futura integração como um dispositivo do tipo MMIC. Em seguida, este filtro de 3 pólos é simulado e sua resposta em frequência (coeficiente de transmissão e reflexão) apresentada e analisada.

Finalmente, no capítulo V são apresentadas as considerações finais sobre o desenvolvimento da indutância ativa e de filtros ativos utilizando este elemento, os resultados alcançados e os trabalhos futuros que podem surgir a partir deste estudo.

## 1.5 REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] BOULANGER, R., *Etude Prospective des Inductances Actives em Bandes X et Ku et Applicatons au Filtrage Active*, Relatório de Estágio Efetuado na Alcatel Espace, França, Abril 1994.
- [2] HARA, S. et. al. Broad Band Monolithic Microwave Active Inductor and Application to a Minituarized Wide Band Amplifier. *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, vol. MTT-36, No. 12, p.1920-1924, 1988.
- [3] HARA, S. et al. Lossless, Broad Band Monolithic Microwave Active Inductors. *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, vol. MTT-37, No. 12, p.955-958, 1989.

- [4] ALINIKULA, P. et al, Q-Enhancing Technique for High Speed Active Inductors. *IEEE Inst. Circuits Syst. Symp. Dig.*, 1994, p.735-738.
- [5] \_\_\_\_\_, Monolithic Active Resonators for Wireless Applications. *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, 1994, p.1151-1154
- [6] LUCYSZYN, S., ROBERTSON, I. D., High Performance MMIC Narrow Band Filter Using Tunable Active Inductors. *IEEE Microwave and Millimeter – Wave Monolithic Circuits Symposium*, VI-1, p.91-93, 1994.
- [7] LEIFSO, C. et al. Monolithic Tunable Active Inductor with Independent Q Control *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol.48, No.6, p. 1024-1029, 2000.
- [8] ZHUO, W., et al. Programmable Low Noise Amplifier with Active-Inductor Load. *IEEE, Vol. IV*, p. 365-368, 1998.
- [9] KARSILAVAN, A. I., SCHAUMANN, R., A High-Frequency High-Q CMOS Active Inductor with DC Bias Control. *IEEE Symposium on Circuits and Systems*, Lansing MI, 2000, p 486-489.
- [10] VASSELON, G., *Etude de la Possibilite d'Introduction, dans le Logiciel FREELCD, des zéros Transmission à Fréquences Finies dans le Domaine Distribué, lors de la Synthèse de Filtres Actifs (première partie) et Etude d'Impédances Actives pour des Applications de Filtrage (deuxième partie)*, Relatório de Estágio Efetuado no Laboratoire d'Etudes de l'Integration des Composants et Systèmes Electroniques IXL. Bordeaux, França, Março à Julho, 1999.
- [11] MOREIRA, C. P., VICENTE, A. J. *Etude d'Inductances Actives*. Relatório de Estágio Efetuado no Laboratoire d'Etudes de l'Integration des Composants et Systèmes Electroniques IXL. Bordeaux, França, Março a Junho, 2000.
- [12] MOAZZAM, M. R., et al. L-Band MMIC Active Filter Techniques for Future Satellite Payloads. *Recent Advances in Microwave Sub-Systems for Space and Satellite Applications, IEE Colloquium on*, 1993. p. 6/1-6/6..

## CAPÍTULO II

# INDUTÂNCIAS ATIVAS

*Resumo: Neste capítulo pretende-se apresentar as generalidades sobre as indutâncias ativas e alguns motivos para seu desenvolvimento e futura utilização em circuitos de filtragem. Na sequência serão abordados os princípios de base para se conseguir uma indutância ativa e algumas topologias deste dispositivo em altas frequências. Em seguida será realizado um estudo teórico do circuito da indutância ativa numa montagem cascode com dois tipos de realimentação. As equações da impedância de entrada de cada montagem serão deduzidas para se verificar efeito indutivo requerido. Os cálculos matemáticos, mostrados mais detalhadamente nos apêndices, tomarão como base um modelo eletrônico de pequenos sinais simplificado do transistor a fim de facilitar a análise.*

## 2 INDUTÂNCIAS ATIVAS

### 2.1 INTRODUÇÃO

As indutâncias ativas são circuitos eletrônicos de dois terminais (dipolo) que apresentam, entre suas portas, um comportamento simulando um indutor clássico. Desta maneira, a impedância que elas apresentam em seu circuito é a mesma que a de um componente passivo. O interesse neste tipo de circuito deve-se, principalmente, ao seu alto fator de qualidade se comparado ao dos indutores clássicos. Com a utilização de indutores ativos procura-se obter componentes ideais, o que não é possível quando se utiliza componentes passivos, neste caso as indutâncias espirais, que apresentam um baixo coeficiente de qualidade, devido principalmente à suas perdas ôhmicas.

A utilização de indutâncias espirais na concepção de circuitos MMIC apresenta uma série de inconvenientes, dentre eles:

- Superfície ocupada: O valor da indutância realizada é função do número de espiras (ou voltas), significando um aumento no tamanho do componente com o aumento do valor da indutância [2]. Além disso, a utilização de várias indutâncias espirais num mesmo circuito implica um aumento da área ocupada, uma vez que devem estar separadas para evitar a interferência eletromagnética (*crosstalk*) entre elas.
- Coeficiente de qualidade limitado (algumas dezenas) devido às perdas elétricas no condutor (1.5 a 2.5  $\Omega$  por nH). Com essas perdas, a parte real da indutância não é

nula e depende do número de enrolamentos, ou seja, do valor da indutância ( $Q = L\omega/R$ ). Por isso, as indutâncias espirais não podem ser utilizadas para aplicações que exigem alta seletividade e alta precisão [1], [5].

- Funcionamento limitado em frequência, devido à formação de capacitâncias parasitas entre a linha dos enrolamentos e o terra [2].

A fim de superar estes inconvenientes, diferentes topologias para realizar as indutâncias ativas foram propostas nesta última década, sendo que algumas delas serão apresentadas no decorrer deste trabalho.

## 2.2 OS MOTIVOS DE SUA UTILIZAÇÃO

### 2.2.1 A Filtragem Analógica em Altas Frequências

A filtragem analógica em altas frequências é uma função eletrônica de base presente em inúmeros sistemas ligados ao setor de telecomunicações (satélites, comunicações móveis, radares, etc). Em baixas frequências, na ordem de MHz, é possível realizar filtros diretamente através de elementos discretos (capacitâncias e indutâncias), porém esses filtros vão necessitar sempre regulagem e ajustes trabalhosos.

Para isso, dispõe-se de várias técnicas que permitem a obtenção de filtros integráveis. Mesmo em baixas frequências, procura-se estender o horizonte além da utilização de indutâncias passivas, se for desejado ao mesmo tempo obter um alto desempenho em fator de qualidade e valor de indutância. Na maioria dos casos, utilizam-se montagens com amplificadores operacionais para a filtragem ativa em baixas frequências [4].

Entretanto, em altas frequências, especificamente na faixa de microondas (300MHz à 300GHz), não se dispõe desses elementos e os filtros passivos são realizados com elementos discretos (LC) ou distribuídos, como por exemplo, os filtros a linhas conectadas. Quando se trata de sinais de forte potência e frequências mais elevadas, adota-se a solução oferecida pelos guias de ondas. Conectando as cavidades ressonantes, é possível obter filtros de alta qualidade [1]. Todas essas soluções possuem ainda o inconveniente de ocupar um grande volume e peso relativamente elevado se for considerada uma aplicação espacial.

Com o impulso das técnicas de desenvolvimento e projeto de circuitos MMIC é cada vez mais lógico dispor igualmente de filtros nesta tecnologia, devido a razões de baixo

volume ocupado e elevada compatibilidade. De fato, é possível obter inúmeras funções elétricas em MMIC além dos amplificadores. Atualmente, pode-se realizar, por exemplo, circuitos que agrupam, sobre um mesmo substrato, todos os elementos de um sistema de recepção (pré-amplificador, misturador, oscilador local e amplificador), etc [1].

Mesmo dispondo de elementos passivos (capacitâncias e indutâncias) em tecnologia MMIC, sua aplicação em circuitos de filtragem não resulta em um bom desempenho, em razão do baixo fator de qualidade das indutâncias (algumas dezenas). É, então, interessante dispor de filtros ativos integráveis, que apesar de consumir energia, apresentam vantagens como flexibilidade (regulagem e agilidade em frequência) e bom desempenho (alta seletividade e baixa perda de inserção).

Entre as várias formas possíveis para a realização de filtros ativos em altas frequências [1], [6], é adotada, neste trabalho, aquela que consiste em substituir os indutores passivos presentes nos filtros clássicos por indutâncias ativas. Com um coeficiente de qualidade elevado, regulagem em frequência e um funcionamento numa ampla faixa de frequências, como apresentado nos capítulos seguintes, esses componentes possibilitam aproximar as características dos filtros ativos às dos filtros ideais. Além disso, com o desenvolvimento e realização de um indutor ativo com valor de indutância ajustável, será possível uma melhor regulagem do filtro, permitindo sua agilidade em frequência. Para isso, utiliza-se simultaneamente uma indutância ativa regulável e capacitâncias variáveis via diodo varactor.

### 2.2.2 Perspectivas Oferecidas pelas Indutâncias Ativas

A pesquisa por circuitos capazes de simular o funcionamento de um indutor convencional foi motivada pelas limitações apresentadas por este elemento. Contrariamente às capacitâncias, as indutâncias possuem problemas quando de sua realização. Esses problemas se agravam à medida que se aumenta a frequência de funcionamento do componente. Entre eles pode-se citar a resistência parasita, que agirá de forma a diminuir o coeficiente de qualidade da indutância. Do mesmo modo, as capacitâncias parasitas irão limitar a faixa de funcionamento e a utilização da indutância.

Neste contexto, o desenvolvimento e a concepção de uma indutância ativa surgem como uma grande oportunidade para superar essas limitações dos indutores clássicos. O desenvolvimento de seu circuito é ideal para aplicações do tipo MMIC, uma vez que o valor da indutância é independente da superfície ocupada. Além disso, as indutâncias ativas

oferecem outras vantagens, anteriormente citadas, com relação a custo, peso, tamanho, alta capacidade de integração (por utilizar elementos do tipo MMIC), capacidade de regulação e funcionamento em uma ampla faixa de frequências, estas últimas ideais para aplicação em sistemas de telecomunicações integradores ou convergentes.

Entre os elementos ativos disponíveis para se realizar as indutâncias ativas estão os transistores a efeito de campo (HJFETs, MESFETs, HEMPTs, CMOS) ou eventualmente os transistores bipolares (HBTs) [1], [7].

## 2.3 PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO DAS INDUTÂNCIAS ATIVAS

Uma indutância ativa é um circuito com elementos ativos que apresenta um valor de indutância similar àquele de um indutor convencional, com um comportamento quase ideal, ou seja, sem perdas e, se possível, com uma banda larga de funcionamento.

Todas as maneiras para se obter uma indutância ativa estão baseadas no conceito de conversor (ou inversor) de impedância. Para baixas frequências, pode-se utilizar o conceito de Conversor de Impedância Generalizado (GIC) para se obter uma indutância ativa, através de montagens com amplificadores operacionais. A impedância apresentada pelo circuito ou montagem seria do tipo  $Z=j\omega L$ , obtendo assim o efeito indutivo desejado [1], [4].

Já para altas frequências, neste caso bandas L e S, pode-se estender o conceito de conversor de impedância utilizando os Giradores. O Girador é uma associação de elementos (ou uma montagem) capaz de inverter a impedância presente em um de seus terminais, como ilustrado na FIGURA 1. Assim, o girador irá inverter a capacitância em carga originando o efeito indutivo desejado[3].

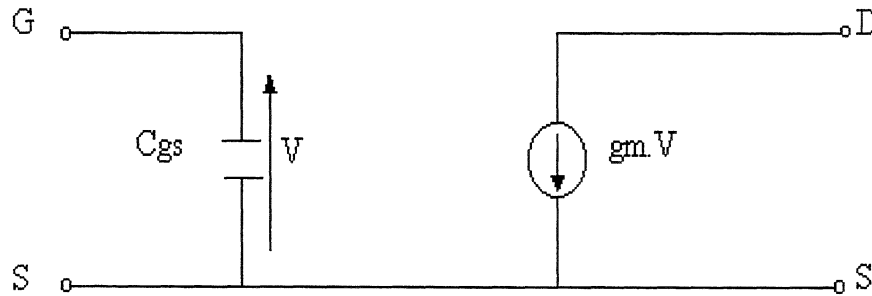


FIGURA 1: Representação de um Girador

É este conceito de girador que será utilizado para a realização dos cálculos analíticos da topologia cascode da indutância ativa, bem como para o processo de simulação. Estes giradores podem ser obtidos através de circuitos contendo um número variado de transistores [14].

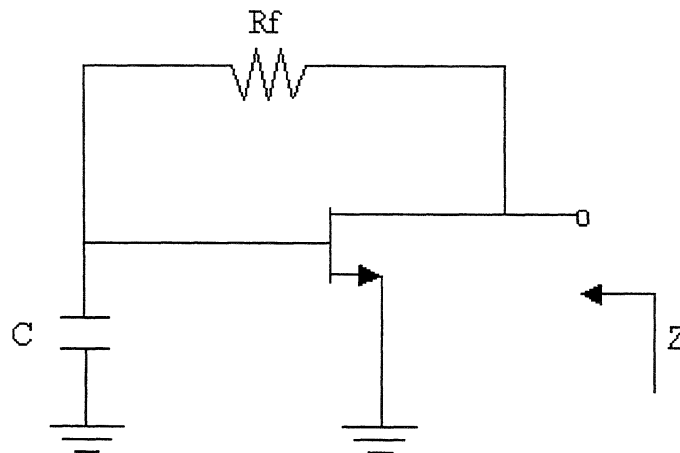
### 2.3.1 Aproximação Baseada na Inversão de Impedância

Este conceito de inversão de impedância será adaptado para o domínio das altas frequências. Para tal, será utilizado o transistor a efeito de campo de heterojunção (HJFET) em tecnologia arseneto de gálio (*GaAs*). A FIGURA 2 mostra o modelo de pequenos sinais simplificado do transistor FET para altas frequências, que considera apenas a capacitância entre a porta (G) e a fonte (S),  $C_{gs}$ , e a transcondutância,  $g_m$ , do transistor.



**FIGURA 2: Modelo de Pequenos Sinais Simplificado do Transistor para Altas Frequências**

A partir deste modelo, a primeira idéia para a inversão de impedância consiste em utilizar um simples transistor em fonte comum que será realimentado através de uma resistência,  $R_f$ , entre o dreno (D) e a porta (G), como mostra a FIGURA 3.



**FIGURA 3: Esquema Inicial para Produzir o Efeito Indutivo**

O cálculo da impedância de entrada ( $Z$ ) deste circuito, utilizando o modelo do FET da FIGURA 2 foi realizado. A expressão final dessa impedância (parte real -  $\text{Re}(Z)$  e parte



imaginária -  $\text{Im}(Z)$ ) abaixo, mostra que é possível obter um efeito indutivo. O capacitor  $C$  da FIGURA 3 engloba a capacitância  $C_{gs}$  do transistor.

$$\text{Im}(Z) = \frac{s(gm.R_f.C - C)}{gm^2 + \omega^2.C^2} \quad (2.1)$$

$$\text{Re}(Z) = \frac{R_f.\omega^2.C + gm}{gm^2 + \omega^2.C^2} \quad (2.2)$$

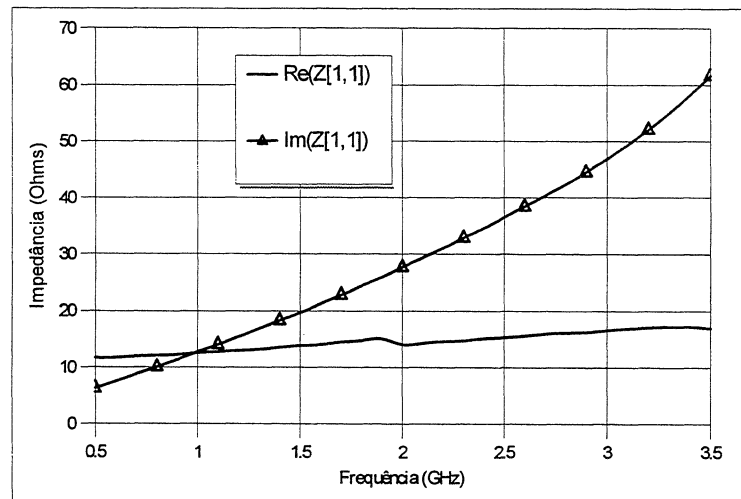
onde:

$gm$  é a transcondutância do transistor,

$R_f$  é a resistência de realimentação,

$\omega = 2\pi f$ , com  $f$  sendo a frequência de utilização e  $s = j\omega$ .

Como se pode observar, a impedância contém um termo real positivo, significando que a montagem acima seria uma resistência em série com uma indutância. Este efeito pode ser observado na FIGURA 4, que representa o resultado da simulação do circuito da FIGURA 3 com  $R_f = 100\Omega$ ,  $C = 1\text{pF}$  e o transistor HJFET NEC NE34018, [15], polarizado com  $I_d = 10\text{mA}$  e  $V_{ds} = 2\text{V}$ . Para a simulação foi utilizado o *software* Microwave Office v2.66 [13].



**FIGURA 4: Impedância de Entrada ( $Z_{in}$ ) do circuito da Figura 3**

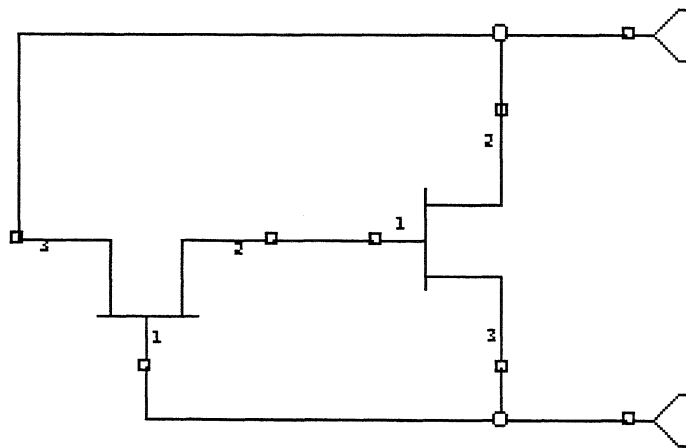
Embora com a vantagem de se utilizar apenas um transistor para produzir o efeito indutivo, o resultado da simulação deste circuito, FIGURA 4, mostra que a parte real possui

um valor positivo. Este alto valor representa grandes perdas e, conseqüentemente, baixo coeficiente de qualidade do circuito. Por essa razão, devem ser consideradas outras topologias para a concepção da indutância ativa.

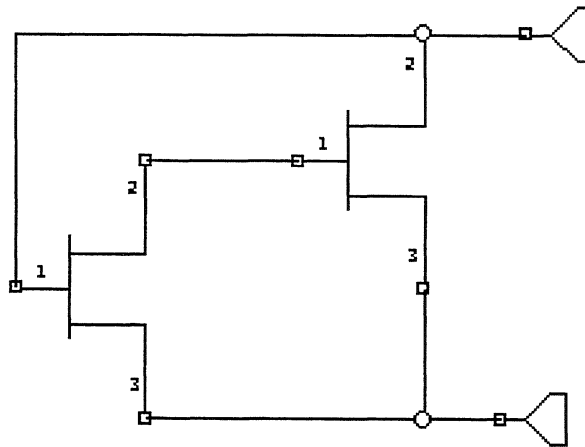
## 2.4 PRINCIPAIS TOPOLOGIAS DE INDUTÂNCIAS ATIVAS EM ALTAS FREQUÊNCIAS

Entre as principais famílias de indutâncias ativas propostas ao longo desses últimos anos [1], pode-se citar:

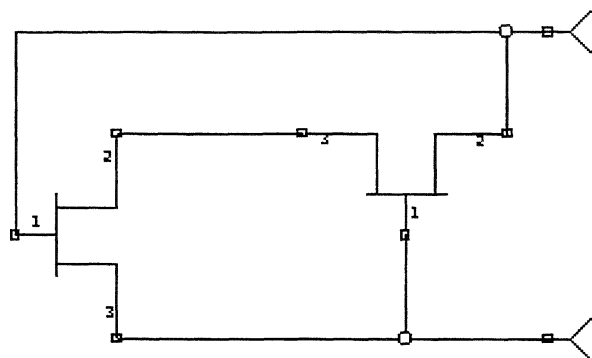
- Circuitos com 2 transistores:



(a)



(b)



(c)

FIGURA 5: Exemplos de Topologias com 2 Transistores

- Circuito com 3 transistores:

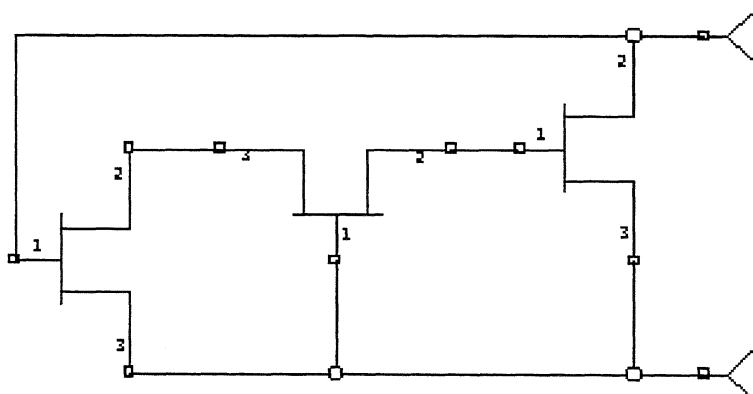


FIGURA 6: Exemplo de Topologia com 3 Transistores

- Circuito com 4 transistores:

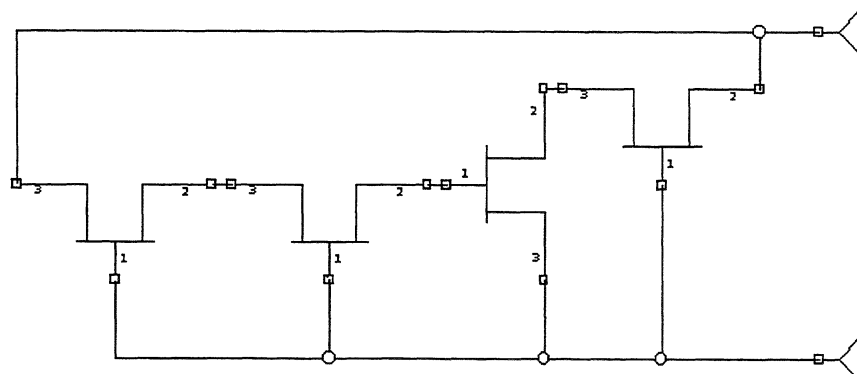


FIGURA 7: Exemplo de Topologia com 4 Transistores

O princípio de concepção destes circuitos, bem como a metodologia que permite evoluir de simples estruturas para estruturas com um maior número de transistores, podem ser consultados em [1].

Neste trabalho, será adotada a estrutura cuja montagem possui apenas 2 transistores (circuito (c) da FIGURA 5), tanto para a análise teórica quanto para o processo de simulação. Esta estrutura é relativamente simples e possui um desempenho satisfatório no que se refere ao seu alto coeficiente de qualidade e valores variáveis de indutância frente a outros tipos de montagem [1], [2], [8], [9] e [14]. Tal montagem é conhecida como “Montagem Cascode”.

As simulações da impedância de entrada apresentada por cada um dos demais circuitos da FIGURA 5, FIGURA 6 e FIGURA 7 foram também realizadas para título de conhecimento de outras topologias, utilizando o mesmo transistor NEC NE34018 para o mesmo ponto de polarização ( $I_d=10\text{mA}$  e  $V_{ds}=2\text{V}$ ). Os resultados dessas simulações mostraram que essas topologias possuem, nas bandas L e S, um baixo desempenho se utilizadas nessas configurações básicas, ou seja, apenas com os transistores. Assim, da mesma forma que para a montagem cascode adotada neste trabalho, estudos mais detalhados serão necessários para determinar as modificações necessárias nestas outras topologias, para que as mesmas possam vir a ser utilizadas no projeto de uma indutância ativa.

É importante notar que quanto maior o número de transistores, maior é a complexidade do circuito, a dificuldade de controle das tensões de polarização e a influência de elementos externos sobre o comportamento da montagem.

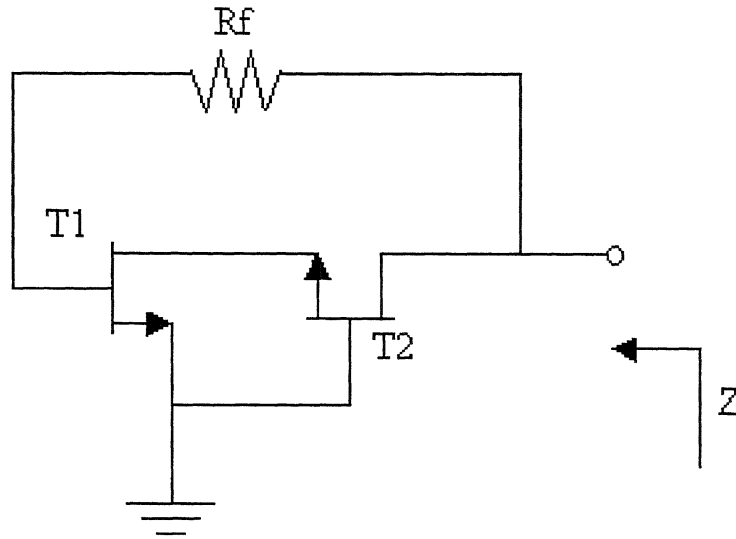
## **2.5 ESTUDO TEÓRICO DA INDUTÂNCIA ATIVA EM MONTAGEM COM 2 TRANSISTORES**

Uma vez que o circuito com apenas um transistor não apresenta um desempenho satisfatório, como exposto anteriormente, uma outra topologia contendo um número maior de transistores deve ser explorada. Neste caso, a topologia contendo dois transistores, numa configuração em montagem cascode, será estudada e analisada. A montagem cascode vem sendo objeto de vários artigos técnicos e trabalhos que envolvem o desenvolvimento de uma indutância ativa para aplicação em filtragem em altas frequências, devido principalmente à sua simplicidade, sendo as publicações de Hara [8], [9] e [10], as mais importantes neste domínio.

## 2.5.1 Análise Matemática da Indutância Ativa em Montagem Cascode

### 2.5.1.1 Realimentação via Resistência $R_f$

Esta primeira topologia com dois transistores e realimentada via uma resistência ( $R_f$ ) utiliza o mesmo princípio dos giradores apresentado anteriormente, porém substitui o transistor em fonte comum, FIGURA 3, por uma montagem cascode em fonte comum, como mostra a FIGURA 8:



**FIGURA 8: Montagem Cascode Fonte Comum com Realimentação via Resistência ( $R_f$ )**

Em seus artigos [8] e [9], Hara mostra que esta montagem cascode em fonte comum apresenta uma impedância com característica indutiva, e que, quando se utiliza um modelo eletrônico de pequenos sinais simplificado para os transistores, FIGURA 3, a expressão da impedância de entrada fica:

$$Z = \frac{1 + j\omega C_{gs1} R_f}{g_{m1} + j\omega [C_{gs1} - C_{gs2} + \omega^2 C_{gs2} \frac{(C_{gs1} C_{gs2})}{g_{m1} g_{m2}}]} \quad (2.3)$$

Os índices 1 e 2 representam, respectivamente, os transistores T1 e T2 da FIGURA 8. Ao se utilizar dois transistores com a mesma largura de porta ( $C_{gs1}=C_{gs2}=C_{gs}$  e  $g_{m1}=g_{m2}=g_m$ ), ou seja, idênticos, a equação acima resulta em:

$$Z = \frac{1 + j\omega C_{gs} R_f}{gm + j\omega C_{gs} \left( \omega \frac{C_{gs}}{gm} \right)^2} \quad (2.4)$$

A dedução desta expressão para a impedância de entrada é mostrada no APÊNDICE 1. Se não for considerado nenhum tipo de simplificação, a equação resultante irá diferir um pouco daquela apresentada por Hara (2.4). A expressão da impedância  $Z$  deduzida neste trabalho resulta em:

$$Z = \frac{1 + j\omega C_{gs_1} R_f}{\frac{gm_1 \cdot gm_2^2 + j(gm_2^2 \omega C_{gs_1} - gm_1 \cdot gm_2 \omega C_{gs_2} + \omega^3 C_{gs_1} C_{gs_2}^2)}{gm_2^2 + \omega^2 C_{gs_2}^2}} \quad (2.5)$$

Como neste trabalho também são considerados dois transistores idênticos, a equação (2.5) resulta em:

$$Z = \frac{1 + j\omega C_{gs} R_f}{\frac{gm^3 + j\omega^3 C_{gs}^3}{gm^2 + \omega^2 C_{gs}^2}} \quad (2.6)$$

Como proposto em [8] e apresentado no APÊNDICE 1, se for considerado que  $gm^2 \gg \omega^2 C_{gs}^2$ , a expressão da impedância de entrada para a montagem cascode da FIGURA 8 resulta em:

$$Z = \frac{1}{gm} + \frac{j\omega C_{gs} R_f}{gm} \quad (2.7)$$

Como mostrado na equação (2.7), a dependência de ambos os termos (real e imaginário) com relação à transcondutância ( $gm$ ) do transistor, limita a faixa de utilização da indutância ativa [9], sugerindo que sejam necessárias algumas modificações no circuito da FIGURA 8. Essas modificações são apresentadas e exploradas no Capítulo III.

### 2.5.1.2 Realimentação via Transistor FET

Neste caso, utiliza-se uma mesma montagem cascode, porém a realimentação é feita utilizando-se um transistor FET em porta (*gate*) comum, como mostra a FIGURA 9.

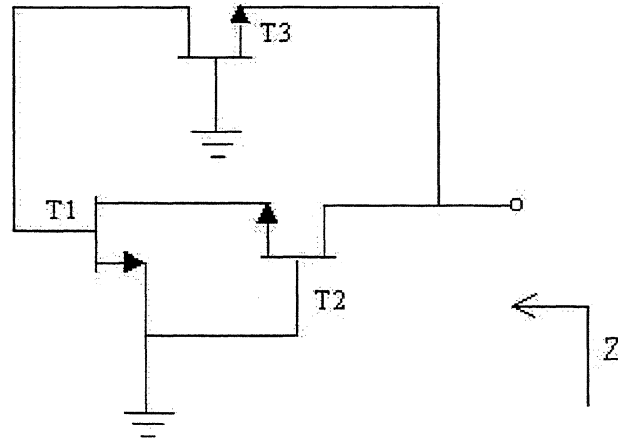


FIGURA 9: Montagem Cascode Fonte Comum com Realimentação via FET

Esta topologia, apresentada em [9], possuiria, *a priori*, algumas vantagens sobre a topologia com realimentação via resistência devido à utilização do transistor T3. Com base na expressão da impedância de entrada desta montagem apresentada em [9] e deduzida no APÊNDICE 2, pode-se notar que quando se utiliza o modelo de pequenos sinais simplificado para os dois transistores e após algumas considerações, a expressão da impedância de entrada simplificada fica:

$$Z = \frac{j\omega C_{gs}}{g_m \cdot g_{mf}} \quad (2.8)$$

onde  $g_{mf}$  é a transcondutância do FET de realimentação.

Esta expressão sugere que o circuito equivalente da indutância ativa seria apenas um indutor, cuja indutância é variável com a frequência. Desta forma, com a parte real da impedância sendo próxima de zero (ou zero), a perda ôhmica no circuito seria mínima, o que aproximaria esta topologia a um componente ideal.

Entretanto, a simulação desta montagem utilizando o mesmo transistor HJFET NEC NE34018 com um modelo eletrônico mais completo de pequenos sinais disponível no *software* de simulação, não apresenta os mesmos resultados que os apontados na análise matemática. Isso sugere que o modelo simplificado adotado para o transistor, bem como as simplificações e considerações da análise matemática, não sejam apropriados ou mesmo válidos em torno das frequências (1-3GHz) nas quais pretende-se projetar a indutância ativa.

## 2.6 CONCLUSÃO

Neste capítulo foi apresentado o conceito base envolvido com o projeto e a concepção de uma indutância ativa. Em seguida, alguns motivos e justificativas para sua utilização, tais como seu alto coeficiente de qualidade com relação aos indutores espirais convencionais e sua possibilidade de integração em um circuito do tipo MMIC foram discutidas. Após apresentadas algumas topologias capazes de produzir uma indutância ativa em altas frequências, realizou-se um estudo teórico do circuito da indutância ativa numa montagem cascode com dois tipos de realimentação, via resistência e via transistor FET. As equações da impedância de entrada de cada topologia foram deduzidas e são apresentadas nos apêndices. Para os cálculos matemáticos, tomou-se como base o modelo eletrônico de pequenos sinais simplificado do transistor, o que ocasionou uma divergência entre os resultados apresentados por esses cálculos e a simulação da montagem cascode com realimentação via transistor.

## 2.7 REFERÊNCIA BIBLIOGRÁFICA

- [1] BOULANGER, R., *Etude Prospective des Inductances Actives em Bandes X et Ku et Applicatons au Filtrage Active*, Relatório de Estágio Efetuado na Alcatel Espace, França, Abril 1994.
- [2] VASSELON, G., *Etude de la Possibilite d'Introduction, dans le Logiciel FREELCD, des zéros Transmission à Fréquences Finies dans le Domaine Distribué, lors de la Synthèse de Filtres Actifs (première partie) et Etude d'Impédances Actives pour des Applications de Filtrage (deuxième partie)*, Relatório de Estágio Efetuado no Laboratoire d'Etudes de l'Integration des Composants et Systèmes Electroniques IXL. Bordeaux, França, Março à Julho, 1999.
- [3] SEDRA, A. S., SMITH, K. C., *Microeletrônica*, volume 1, MAKRON Books, São Paulo, 1995.



- [4] WILLIAMS, A. B., TAYLOR, F. J., *Electronic Filter Design Handbook: LC, Active, and Digital Filters*, Second Edition, McGraw-Hill, Inc, 1988.
- [5] LALON, D. E., ROSS, J. A., *Princípios de Dispositivos e Circuitos Eletrônicos*, Vol.2, MAKRON Books, São Paulo , 1999.
- [6] MOAZZAM, M. R., et al. L-Band MMIC Active Filter Techniques for Future Satellite Payloads. *Recent Advances in Microwave Sub-Systems for Space and Satellite Applications, IEE Colloquium on*, 1993. p. 6/1-6/6.
- [7] KARSILAVAN, A. I., SCHAUMANN, R., A High-Frequency High-Q CMOS Active Inductor with DC Bias Control. *IEEE Symposium on Circuits and Systems*, Lansing MI, 2000, p 486-489.
- [8] HARA, S. et. al. Broad Band Monolithic Microwave Active Inductor and Application to a Minituarized Wide Band Amplifier. *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, vol. MTT-36, No. 12, p.1920-1924, 1988.
- [9] HARA, S. et al. Lossless, Broad Band Monolithic Microwave Active Inductors. *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, vol. MTT-37, No. 12, p.955-958, 1989.
- [10] HARA, S., TOKUMITSU, T. Monolithic Microwave Active Inductors and Their Applications. *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, vol. MTT-XX, No. XX, p.1857-1960, 1991.
- [11] WILLIAMS, A. B., TAYLOR, F. J., *Electronic Filter Design Handbook: LC, Active, and Digital Filters*, Second Edition, McGraw-Hill, Inc. 1988.
- [12] LEIFSO, C. et al. Monolithic Tunable Active Inductor with Independent Q Control *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol.48, No.6, p. 1024-1029, 2000.
- [13] <http://www.mwoffice.com/freetrial/index.html>. Acesso em 12/09/2002.
- [14] MOREIRA, C. P., VICENTE, A. J. *Etude d'Inductances Actives*. Relatório de Estágio Efetuado no Laboratoire d'Etudes de l'Integration des Composants et Systèmes Electroniques IXL. Bordeaux, França, Março à Junho, 2000.
- [15] NEC Corporation. Datasheet Hetero Junction Field Effect Transistor NE34018. NEC Corporation, Japão, set. 2000.  
Disponível em: <<http://www.csd-nec.com/microwave/english/pdf/P11618EJ4V0DS00.pdf>>.  
Acesso em: 12 set. 2002.

## CAPÍTULO III

# SIMULAÇÕES DA INDUTÂNCIA ATIVA EM MONTAGEM CASCODE

*Resumo: Neste capítulo será realizada, num primeiro instante, a análise via simulação do circuito de indutância ativa numa configuração em montagem cascode modificada. Em seguida, será estudada a influência de cada elemento desse circuito na impedância de entrada da montagem e no coeficiente de qualidade e ainda a variação máxima permitida para cada elemento isoladamente. Para compreender melhor o potencial e outras possibilidades oferecidas por este circuito, será apresentado o circuito equivalente da indutância ativa e ainda um exemplo de cálculo para determinação dos valores dos seus elementos. Por fim, serão propostos, analisados e comparados dois circuitos de polarização para a indutância ativa e ainda a variação máxima permitida para os pontos de polarização para um desses modelos.*

## 3 SIMULAÇÕES DA INDUTÂNCIA ATIVA EM MONTAGEM CASCODE

### 3.1 INTRODUÇÃO

Nos capítulos precedentes foram apresentadas as propriedades de algumas topologias existentes capazes de produzir uma indutância ativa. Pelo fato de apresentar bons resultados frente à outras topologias, possuir um pequeno número de transistores (o que facilita a polarização do circuito), e ter sido objeto de várias publicações (o que permite uma análise comparativa), a montagem cascode realimentada via resistência ( $R_f$ ) será utilizada como base para o desenvolvimento deste trabalho. A simulação deste circuito permitirá uma melhor visualização e compreensão do comportamento e funcionamento da indutância ativa, bem como suas limitações e possíveis aplicações.

Para tal, será simulada uma montagem cascode modificada, utilizando, para os transistores, os dados dos parâmetros S especificados em sua ficha técnica. Será abordado, em seguida, a formulação para se definir o circuito equivalente da indutância ativa, o que possibilitará uma comparação futura entre filtros utilizando indutores ativos e filtros com componentes reais ou ideais ainda que dois possíveis circuitos de polarização para a indutância ativa.

Todos os trabalhos relacionados à simulação foram realizados com o auxílio do *software* Microwave Office v2.66 [5].

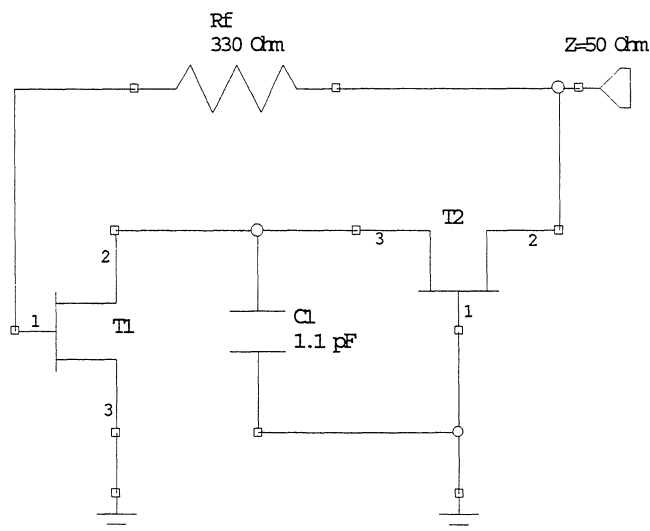
### 3.2 ESCOLHA E DEFINIÇÃO DO MODELO DOS TRANSISTORES

Para a simulação e futura realização da indutância ativa, escolheu-se um transistor do tipo efeito de campo de heterojunção (HJFET canal n) modelo NE34018 da NEC [7]. Este transistor foi selecionado devido sua capacidade de operação nas bandas L (1 a 2GHz) e S (2 a 3GHz), sua capacidade de integração (visto ser baseado na tecnologia arseneto de gálio – GaAs) e por possuir característica de baixo ruído, ideal para futuras aplicações em circuitos de filtragem. A escolha deste transistor está também intimamente ligada à possível aplicação da indutância ativa em filtros para sistemas de comunicações móveis do futuro, que funcionarão em torno dessas bandas de frequência.

Uma vez escolhido o tipo de transistor, formatou-se os dados de medição relativos ao ponto de polarização  $I_d=10\text{mA}$  e  $V_{ds}=2\text{V}$  e criou-se um subcircuito do transistor para facilitar a simulação. Vale ressaltar que este subcircuito criado, por se basear em seus parâmetros S, já integra seus elementos parasitas ( $C_{gs}$ ,  $C_{gd}$ ,  $C_{ds}$ , etc ), prevendo seu comportamento na prática.

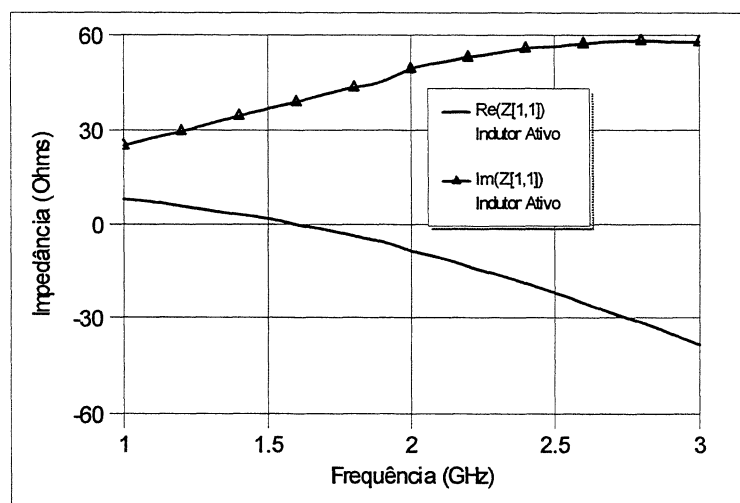
### 3.3 PRIMEIRA MONTAGEM CASCODE SIMULADA

A primeira montagem cascode simulada, FIGURA 10, refere-se à montagem cascode com uma resistência de realimentação  $R_f$  proposta por Hara. A capacitância  $C_1$  foi adicionada no circuito para permitir o controle do valor das capacitâncias que carregam esta montagem ( $C_1 +$  capacitâncias parasitas). Com isso, é possível agir sobre o valor de indutância que se deseja obter.



**FIGURA 10 : Primeira Montagem Cascode Simulada**

Num primeiro instante, na simulação, este circuito (levando em consideração os dados de polarização dos transistores – parâmetros S) mostrou-se instável, quaisquer que fossem os valores de  $C1$  e  $Rf$  escolhidos. A frequência de utilização adotada foi 1,855GHz, frequência do sistema celular GSM (*Global System for Mobile Communication*).



**FIGURA 11: Partes Real e Imaginária de  $Z_{in}$  da Montagem Cascode Simulada**

Dé fato, esta instabilidade é verificada quando visualiza-se o comportamento (parte real e parte imaginária) da impedância de entrada ( $Z_{in}$ ) desta montagem, FIGURA 11. Pode-se constatar que a parte real da impedância é fortemente negativa para frequências superiores à frequência de utilização, resultando em um aumento indefinido do ganho. Esse aumento

poderia levar os transistores a funcionar fora de sua região de operação, comprometendo assim a estabilidade da montagem.

Em teoria, uma indutância ativa ideal deve apresentar a parte real da impedância nula e a parte imaginária linearmente crescente em torno da frequência de utilização ( $f_u$ )—frequência que se deseja operar o dispositivo.

O coeficiente de qualidade pode ser definido como a relação:

$$Q = \frac{\text{Im}(Z[1,1])}{\text{Re}(Z[1,1])} \quad (3.1)$$

onde  $\text{Im}(Z[1,1])$  e  $\text{Re}(Z[1,1])$  correspondem respectivamente à parte imaginária e à parte real da impedância de entrada do circuito da indutância ativa. Assim, o valor do coeficiente de qualidade tenderia ao infinito em torno de  $f_u$  e a indutância ativa apresentaria uma reatância com característica indutiva, aproximando-a a um componente ideal.

### 3.4 SEGUNDA MONTAGEM CASCODE SIMULADA

Para estabilizar a montagem cascode anterior, neste trabalho será adotado o método que consiste em colocar uma resistência ( $R1$ ) na porta do transistor T2 [3], como mostra a FIGURA 12.

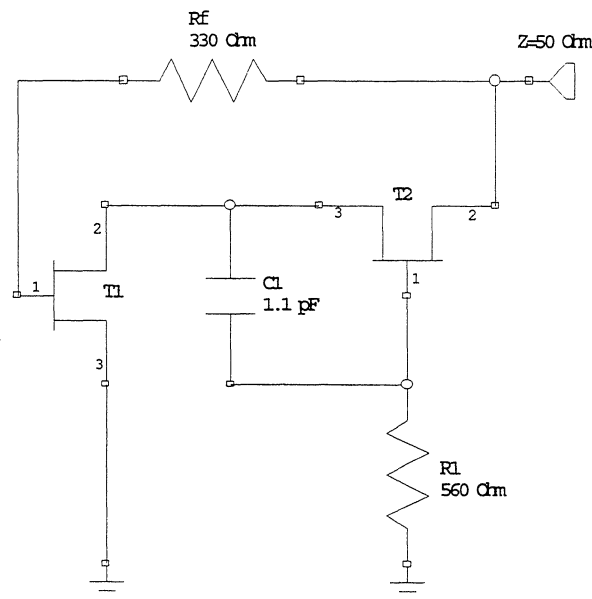


FIGURA 12: Montagem Cascode com Resistência de Estabilização R1

A resistência de estabilização  $R_1$  cria uma realimentação nesta montagem, impedindo o crescimento indefinido de seu ganho em torno da frequência de utilização, FIGURA 13, indicando que a montagem está estabilizada.

O ponto de mínimo ou ponto de inflexão presente na curva da parte real da impedância de entrada ( $\text{Re}[Z_{1,1}]$ ), representa a frequência de utilização ( $f_u$ ) do dispositivo e o ponto de máximo da curva da parte imaginária ( $\text{Im}[Z_{1,1}]$ ) representa a frequência de ressonância ( $f_r$ ) da indutância ativa.

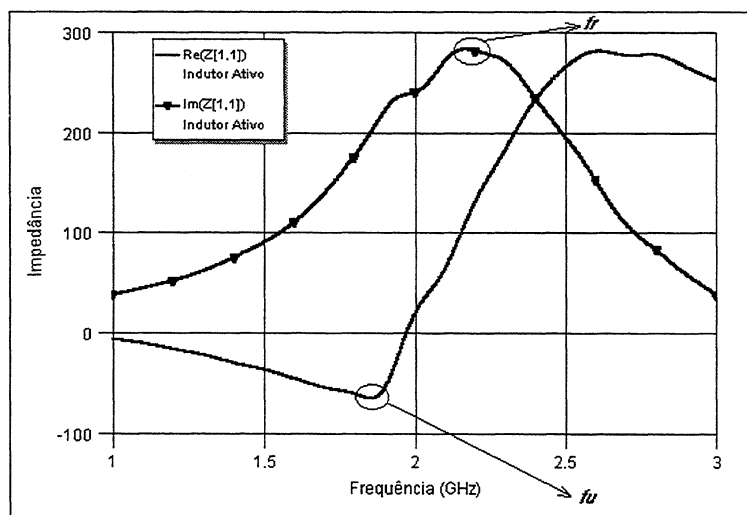


FIGURA 13: Partes Real e Imaginária da Impedância de Entrada do Circuito (sem  $R_s$ )

Para os valores de  $R_f=330\Omega$ ,  $R_1=560\Omega$ ,  $C_1=1.1\text{pF}$ , o circuito apresenta uma parte real fortemente negativa em torno de uma determinada faixa de frequências, atingindo em seu pico mínimo o valor de  $-64.875\Omega$  ( $f_u=1,855\text{GHz}$ ), como mostra em detalhe a FIGURA 14.

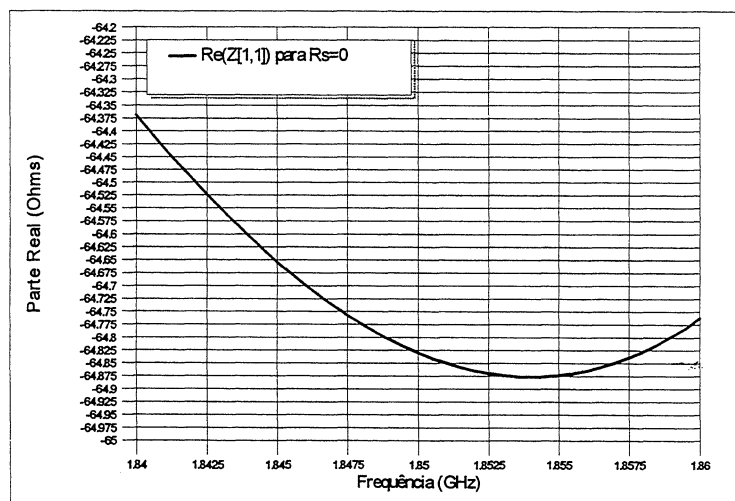


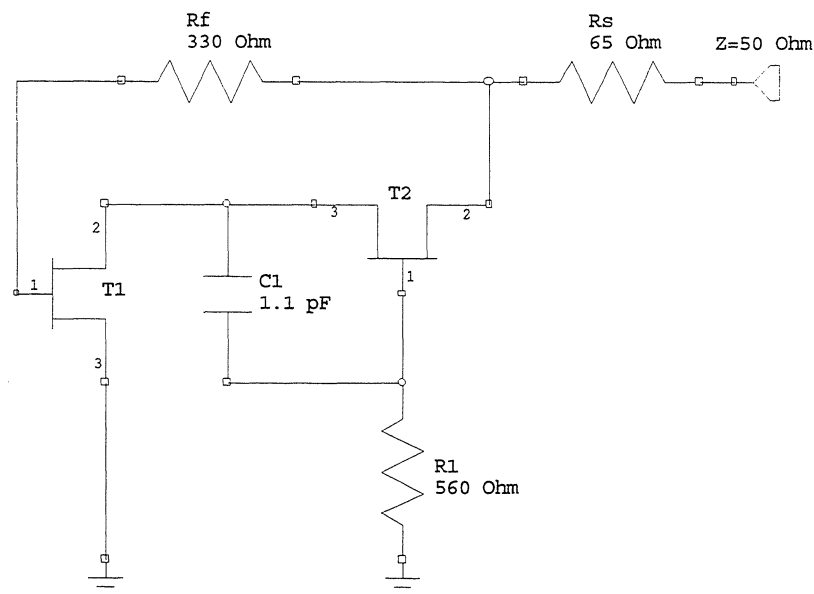
FIGURA 14: Parte Real da Impedância em Torno de  $f_u$

Assim, uma vez que o coeficiente de qualidade está relacionado com as perdas resistivas do circuito, é interessante que a parte real da impedância de entrada esteja mais próxima de zero quanto possível, como sugere a equação 3.1.

Então, em torno de uma dada frequência de utilização ( $f_u = 1.855\text{GHz}$ , neste caso), pode-se anular ou minimizar o pico negativo em torno desta frequência através da inserção de uma resistência em série ( $R_s$ ) com o circuito, constituindo assim a montagem final a ser simulada.

### 3.5 MONTAGEM FINAL SIMULADA

A montagem final da indutância ativa com a resistência em série ( $R_s$ ) é mostrada na FIGURA 15.

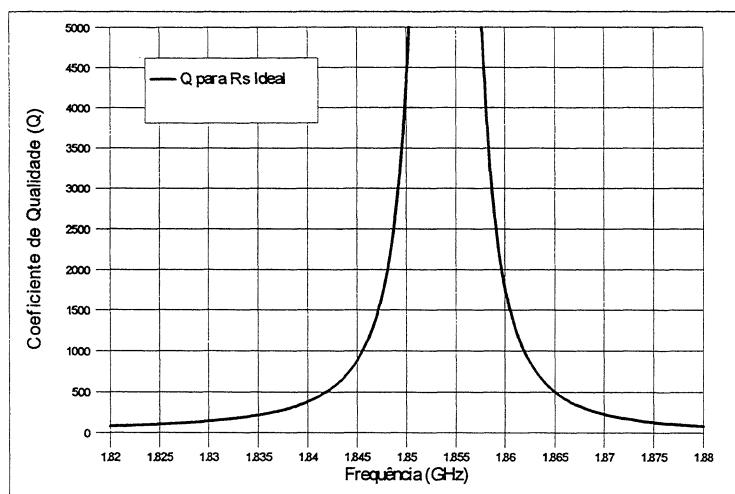


**FIGURA 15: Montagem Final Estabilizada**

A resistência  $R_s$  não irá alterar as características da parte imaginária da impedância de entrada do circuito e conseqüentemente melhorará o seu coeficiente de qualidade, em torno da frequência de utilização.

Para se obter um coeficiente de qualidade máximo, adiciona-se uma resistência  $R_s$  em série com a indutância ativa com valor igual a  $+64.875\Omega$  para anular o valor negativo da parte real da impedância de entrada da montagem proposta. Assim, a parte real da impedância

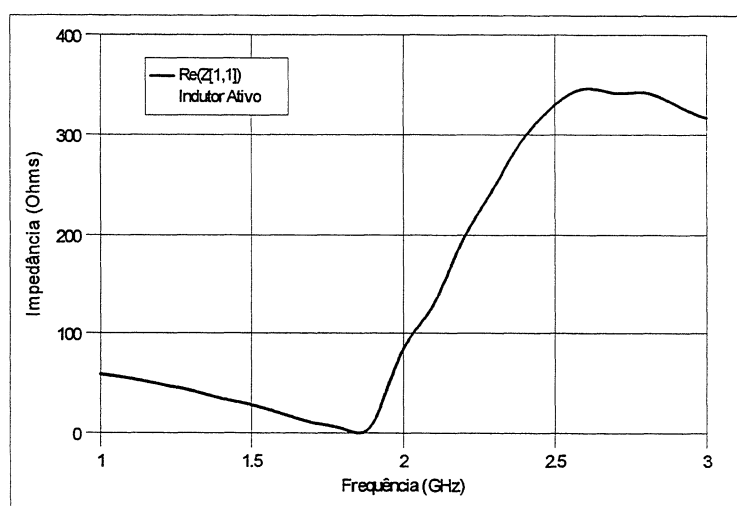
estará em zero (ou muito próxima de zero), e o coeficiente de qualidade terá, em torno de  $f_u$ , a forma apresentada na FIGURA 16.



**FIGURA 16: Coeficiente de Qualidade da Indutância Ativa em Torno de  $f_u$  para  $R_s$  ideal**

Entretanto, como na prática é difícil conseguir uma resistência com tal precisão, adotou-se um valor mais adequado para  $R_s$  ( $R_s=65\Omega$ ), ocasionando a diminuição do valor do coeficiente de qualidade da indutância ativa.

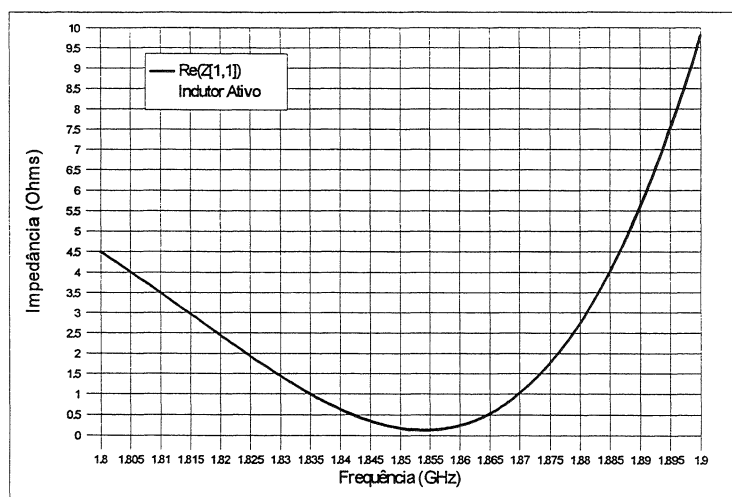
O comportamento da impedância de entrada desta montagem final estabilizada, para  $R_s=65\Omega$ ,  $R_1=560\Omega$ ,  $R_f=330\Omega$ ,  $C_1=1.1\text{pF}$ , é mostrado na FIGURA 17.



**FIGURA 17: Parte Real da Impedância de Entrada da Montagem Final da Indutância Ativa**



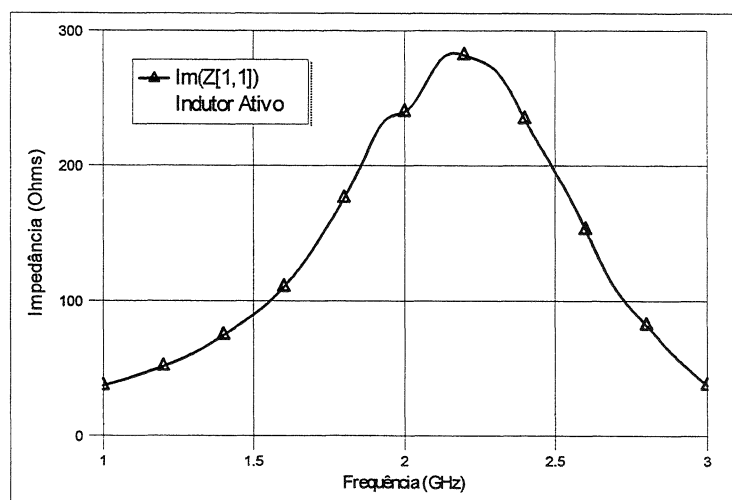
E, expandindo o gráfico da FIGURA 17 em torno da frequência de utilização ( $f_u$ ), fixada em 1.855GHz ao longo deste trabalho, tem-se:



**FIGURA 18: Parte Real de  $Z_{in}$  para Montagem Final da Indutância Ativa em Torno de  $f_u$**

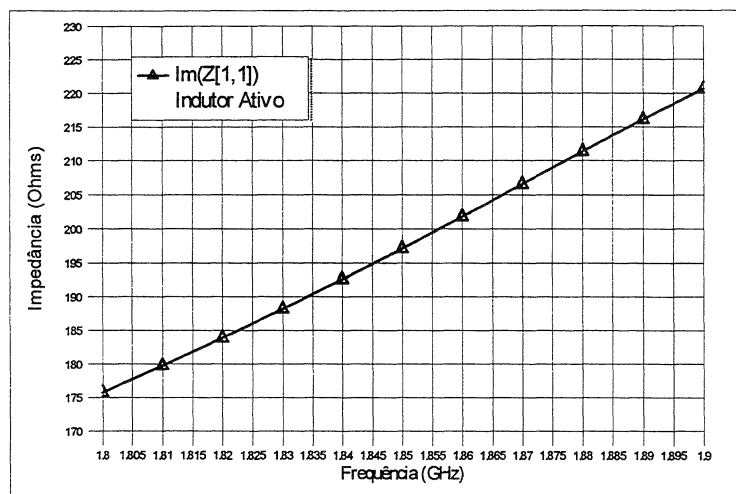
Como se pode observar na FIGURA 18, a parte real da impedância é muito baixa (menor que 1) entre as frequências 1,835GHz e 1,87GHz e atinge seu mínimo na frequência de utilização  $f_u=1,855$ GHz, indicando uma perda reduzida para essa faixa de frequência e uma perda mínima na frequência de utilização.

A parte imaginária da impedância de entrada ( $Z_{in}$ ) para esta montagem estabilizada é mostrada na FIGURA 19.



**FIGURA 19: Parte Imaginária de  $Z_{in}$  para a Montagem Final da Indutância Ativa**

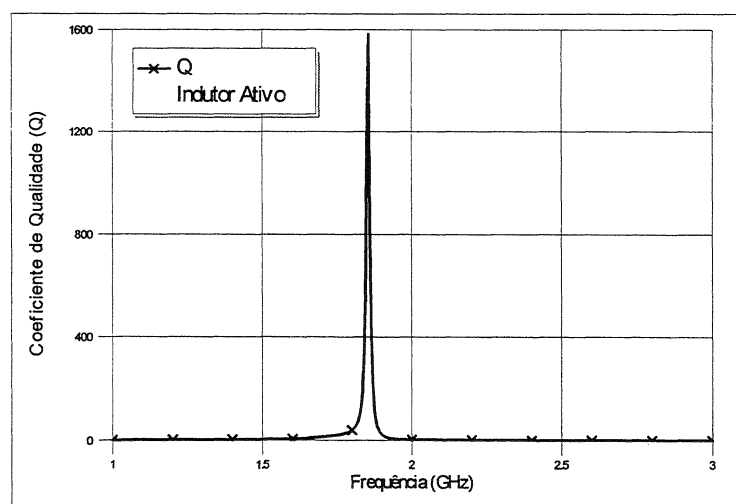
E mais detalhadamente, em torno de  $f_u$ , tem-se:



**FIGURA 20: Parte Imaginária de  $Z_{in}$  para a Montagem Final em Torno de  $f_u$**

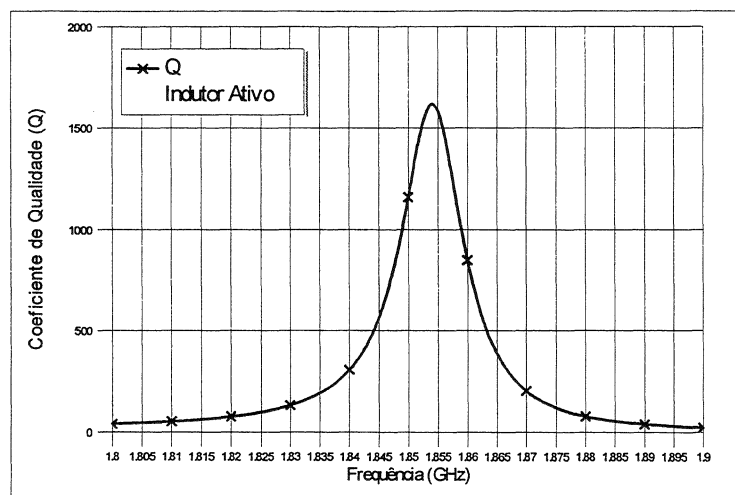
Como pode ser observado na FIGURA 20, se for considerado uma mesma largura de banda para a análise, verifica-se que a parte imaginária da impedância de entrada desta montagem varia linearmente de 190 (para  $f=1,835\text{GHz}$ ) até 207 (para  $f=1,87\text{GHz}$ ), com um valor de aproximadamente 199 para a frequência de utilização, conforme desejado.

Assim, o coeficiente de qualidade ( $Q$ ) desta indutância ativa ficará como mostra a FIGURA 21.



**FIGURA 21: Coeficiente de Qualidade da Montagem Final da Indutância Ativa**

E mais detalhadamente, em torno de  $f_u$ , tem-se:



**FIGURA 22: Coeficiente de Qualidade da Montagem Final em Torno de  $f_u$**

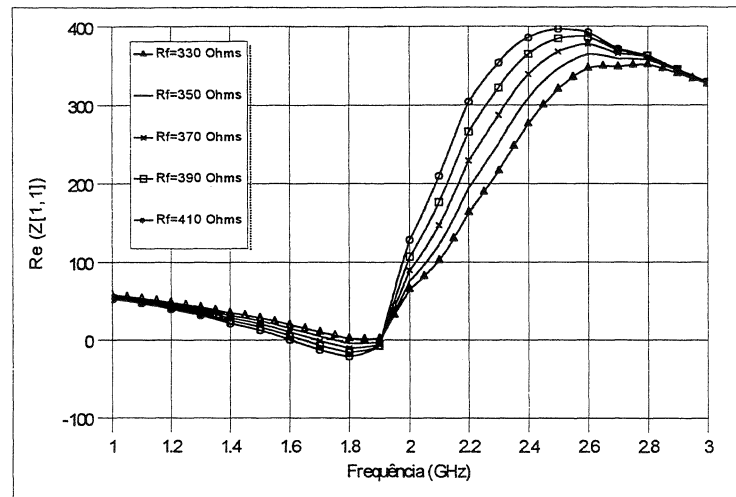
Pode-se observar na FIGURA 22 que o coeficiente de qualidade vale 200 (para  $f=1,835\text{GHz}$ ) e atinge um máximo de 1600 em torno de  $f_u$ , devido ao fato de a perda resistiva ser mínima nesta frequência. Na frequência 1,87GHz, o coeficiente atinge um valor aproximado de 200.

### 3.5.1 Influência dos Elementos na Montagem Final Estabilizada

Uma vez que se deseja obter uma indutância ativa cujo comportamento seja próximo ao ideal, numa dada frequência de funcionamento, faz-se necessário o correto ajuste dos elementos da montagem. Para tal, é de extrema importância compreender a influência que cada elemento exerce sobre as partes real e imaginária da impedância de entrada, bem como sobre o coeficiente de qualidade da indutância ativa. O estudo desta influência isolada dos elementos, sugerido em [6], foi então realizado neste trabalho e as figuras a seguir apresentam seus resultados:

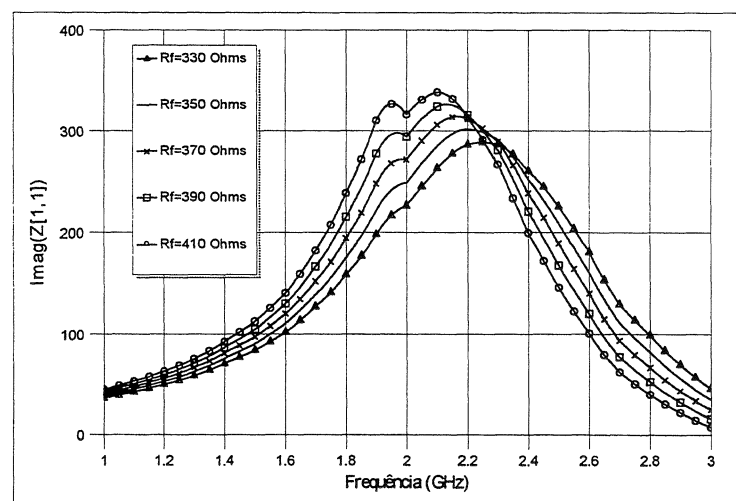
- *Influência de  $R_f$ :  $R_f$  Variando de 330 a 410  $\Omega$  (com  $R_s=65\Omega$ ,  $R_l=560\Omega$ ,  $C_l=1.1\text{pF}$ )*

Parte Real: Como se pode notar na FIGURA 23, quanto maior o valor de  $R_f$ , mais negativo é o valor da parte real da impedância em torno da frequência de utilização e maior é este valor para frequências além de  $f_u$ .



**FIGURA 23: Variação da Parte Real da Impedância com a Variação de  $R_f$**

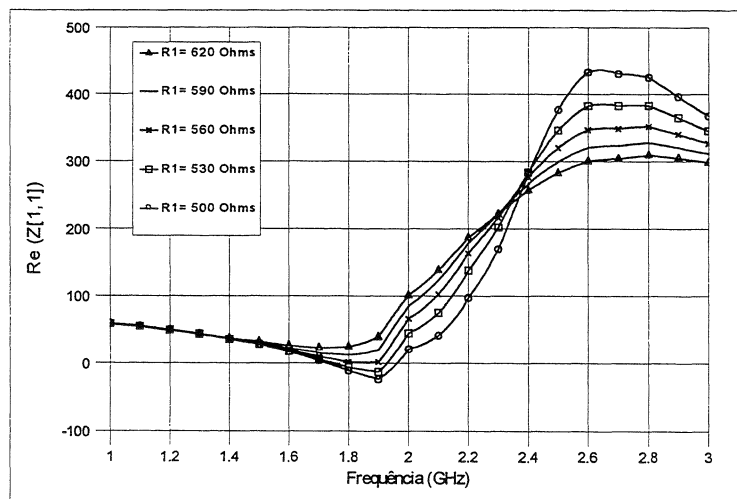
Parte Imaginária: Como mostrado na FIGURA 24, quanto maior o valor de  $R_f$ , menor é a frequência de ressonância do circuito da indutância ativa e maior é o valor da parte imaginária da impedância, para uma frequência de utilização fixada. Entretanto, para  $f_u=1,855\text{GHz}$ , valores mais elevados da parte imaginária da impedância (para  $R_f=410\Omega$ , por exemplo) implicam uma maior probabilidade de instabilidade da montagem, visto que para estes valores a frequência de utilização e frequência de ressonância do circuito estão muito próximas.



**FIGURA 24: Variação da Parte Imaginária da Impedância com a Variação de  $R_f$**

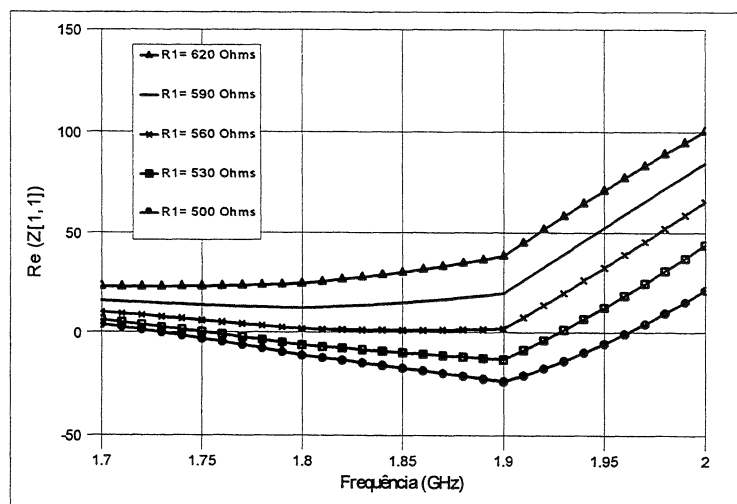
- *Influência de R1: R1 Variando de 500 a 620Ω (com C1=1.1pF, Rs=65Ω e Rf=330Ω)*

Parte Real: Pode-se verificar na FIGURA 25 que para frequências menores que 2,35GHz, o aumento de R1 implica uma diminuição da parte real. Por outro lado, para frequências maiores que 2,35GHz, o aumento da resistência R1 resulta em valores maiores da parte real da impedância.



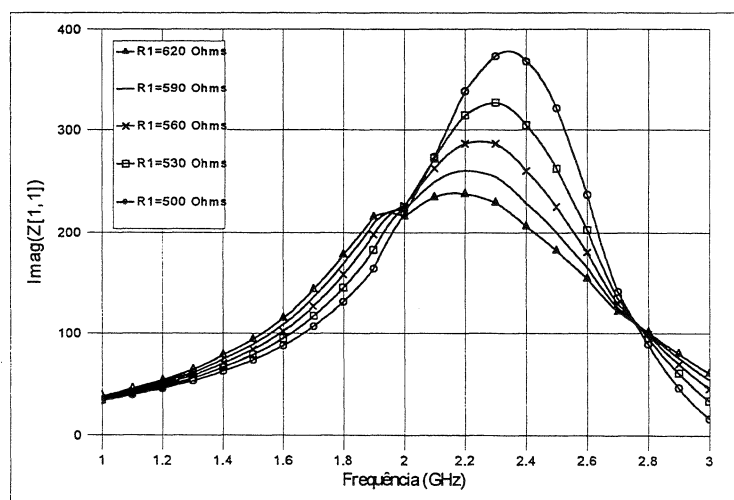
**FIGURA 25: Parte Real da Impedância para R1 Variável**

Neste caso, em torno de  $f_u=1.855$  GHz, para valores crescentes de R1, tem-se maiores valores da parte real da impedância, como mostra a FIGURA 26.



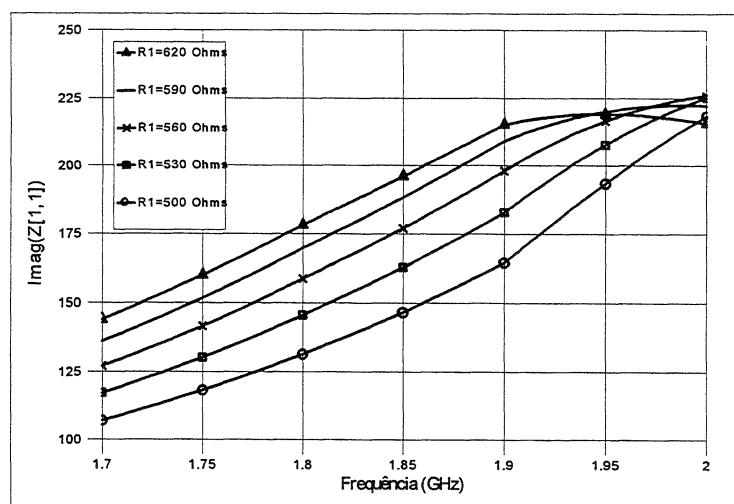
**FIGURA 26: Parte Real da Impedância em Torno de  $f_u$  para R1 Variável**

Parte Imaginária: Com o aumento da resistência  $R_1$ , diminui-se a frequência de ressonância do circuito. Para frequências menores que 2GHz, o aumento de  $R_1$  implica uma diminuição da parte imaginária. Por outro lado, para frequências maiores que 2GHz, o aumento da resistência  $R_1$  resulta em valores maiores da parte imaginária da impedância.



**FIGURA 27: Parte Imaginária da Impedância  $Z_{in}$  para  $R_1$  Variável**

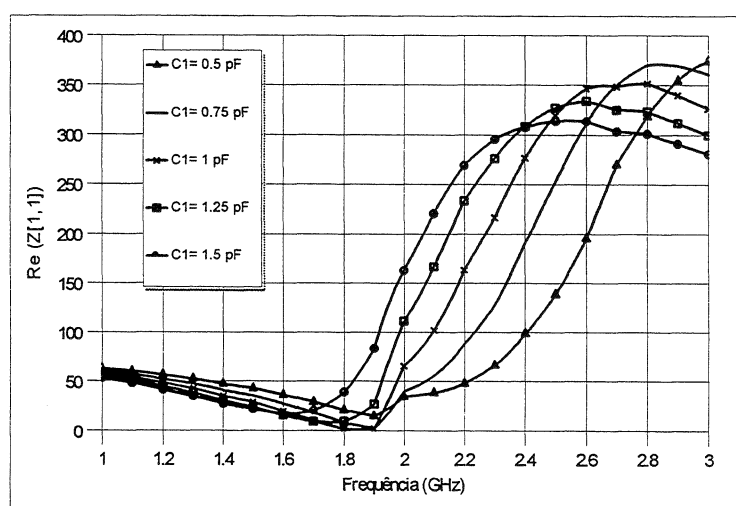
Neste caso, para frequências em torno de  $f_u = 1.855$  GHz, para valores crescentes de  $R_1$ , tem-se maiores valores da parte imaginária da impedância, como mostra a FIGURA 28. Entretanto, se esses valores forem muito elevados, a frequência de ressonância do circuito estará muito próxima de  $f_u$ , comprometendo o funcionamento do circuito.



**FIGURA 28: Parte Imaginária de  $Z_{in}$  para Valores Variáveis de  $R_1$  em Torno de  $f_u$**

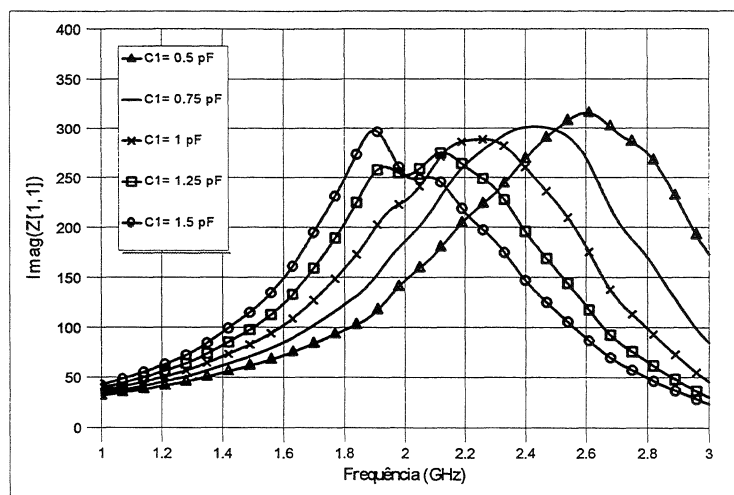
- *Influência de C1: C1 Variando de 0.5 a 1.5pF (com  $R1=560\Omega$ ,  $Rf=330\Omega$ ,  $Rs=65\Omega$ )*

Parte Real: Como se pode notar na FIGURA 29, a variação de C1 (que engloba a capacitância parasita Cgs) irá influenciar no comportamento da indutância ativa. Para valores maiores de C1, o ponto de mínimo da parte real se desloca para frequências mais baixas, diminuindo assim a frequência de utilização da montagem. Logo, é importante controlar o valor da capacitância parasita Cgs no sentido de torná-lo o menor e mais constante possível, para que esta montagem possa operar em frequências mais elevadas. Além de um controle do valor das tensões de polarização do circuito da indutância ativa, o controle da temperatura pode talvez contribuir para o controle das capacitâncias parasitas.



**FIGURA 29: Parte Real da Impedância para C1 Variável**

Parte Imaginária: A FIGURA 30 indica que, para valores menores de C1, a frequência de ressonância do circuito e a parte imaginária da impedância aumentam. Da mesma forma que para a parte real, é também de extrema importância que se controle, os valores das capacitâncias parasitas (principalmente Cgs).

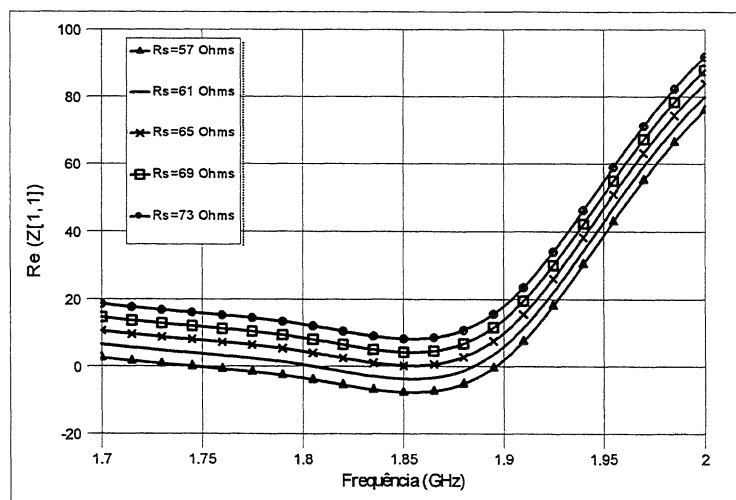


**FIGURA 30: Parte Imaginária da Impedância para C1 Variável**

- *Influência de  $R_s$ : Variação de  $R_s$  de 57 a 73  $\Omega$  (com  $R_f=330\Omega$ ,  $C1=1.1pF$ ,  $R1=560\Omega$ )*

A influência de  $R_s$  está intimamente ligada ao fator de qualidade (Q) para uma determinada frequência. Deve-se, então, ajustar o valor de  $R_s$  de maneira a anular ou minimizar a parte real da impedância, anulando o ganho provocado pela montagem em torno desta frequência  $f_u$ .

Parte Real: Pode-se observar na FIGURA 31 que a variação de  $R_s$  influenciará a parte real da impedância de entrada da indutância ativa, aumentando seu valor para um aumento do valor de  $R_s$ .



**FIGURA 31: Variação da Parte Real da Impedância com Variação de  $R_s$**



Parte Imaginária: A variação de  $R_s$  não implicará em mudanças na parte imaginária da impedância, como era esperado, pois está em série com o circuito.

### 3.5.2 Variação Máxima Permitida para os Componentes do Circuito

A análise dos resultados das simulações, e da influência dos elementos no comportamento da montagem apresentados até agora, desperta um certo cuidado quando se trata da concepção da indutância ativa proposta. Para um bom funcionamento deste circuito e o sucesso de sua aplicação, sua concepção e teste esbarram em dois desafios principais: a alta precisão necessária para os valores dos seus componentes e o controle e ajuste necessários das capacitâncias parasitas que irão, provavelmente, carregar o circuito.

No que tange estes inconvenientes, a tabela a seguir apresenta as variações máximas permitidas isoladamente para cada um dos componentes (exceto  $R_s$ ), especificando, de uma certa forma, a ordem de precisão e controle requeridos para cada um dos componentes que constituem o circuito da indutância ativa.

**TABELA 1: Variação Permitida Isoladamente e Precisão para Elementos (com  $R_s=650\Omega$ )**

	C1(pF)	Rf(Ohms)	R1(Ohms)
Máximo	1,13	330	562
Mínimo	1,1	326	560
Ótimo	1,1	330	560
Precisão (%)	2,7	1,2	0,3

Os gráficos das partes real e imaginária e do coeficiente de qualidade para essas variações máximas podem ser consultados no APÊNDICE 3. Como apresentado neste apêndice, variações dos elementos além dos valores especificados na TABELA 1 resultarão em uma mudança no comportamento do coeficiente de qualidade, seja pela diminuição de seu valor, seja pelo seu deslocamento para frequências fora da frequência de utilização.

Pode-se verificar na TABELA 1 que, embora a adição do resistor R1 estabilize a montagem, sua ordem de precisão e sensibilidade (0,3%) são maiores que a dos outros elementos do circuito, sugerindo que um controle rigoroso seja necessário para este elemento. Para obter um elemento com tal precisão, sugere-se que no circuito prático, seja utilizado um transistor funcionando como uma resistência (FET resistivo), cujo valor de resistência é dependente da tensão de polarização deste transistor.

No caso do transistor  $R_s$ , uma vez que o mesmo influencia apenas no deslocamento da curva da parte real da impedância e não no comportamento do circuito, como é o caso dos outros elementos, sua variação irá alterar apenas o valor do coeficiente de qualidade. Assim, para uma variação de  $R_s$  de 65 a 66  $\Omega$  (com  $C_1=1.1\text{pF}$ ,  $R_1=560\Omega$ ,  $R_f=330\Omega$ ), o coeficiente de qualidade assume a forma como mostrado na FIGURA 32.

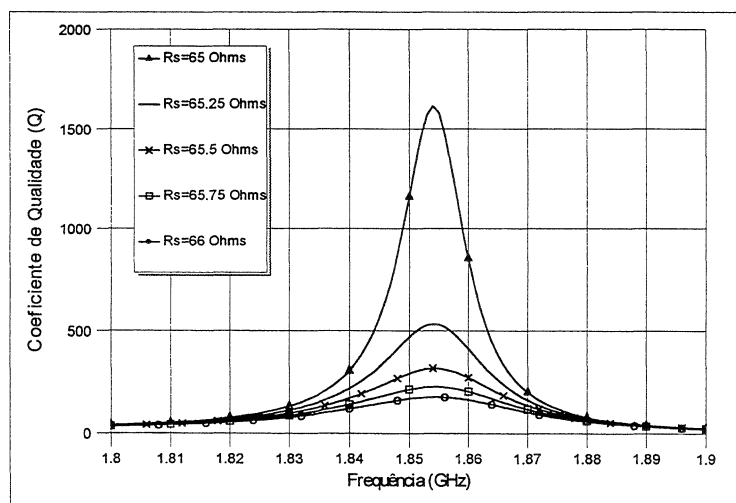


FIGURA 32: Variação do Coeficiente de Qualidade com Relação a  $R_s$

Pode-se verificar na FIGURA 32 que, para uma variação de 1,5% no valor de  $R_s$ , o coeficiente de qualidade diminuirá, porém terá ainda um valor elevado (superior a 100).

### 3.5.3 Circuito Equivalente da Indutância Ativa

A partir das características da indutância ativa, é então possível deduzir um circuito equivalente da mesma, FIGURA 33, bem como calcular o valor numérico de seus componentes.

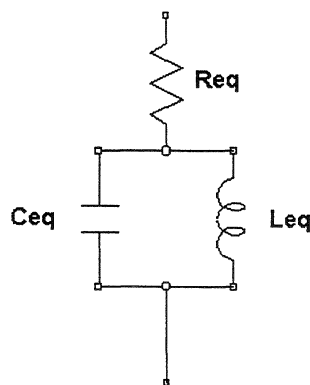


FIGURA 33: Circuito Equivalente da Indutância Ativa

### 3.5.3.1 Formulação Teórica

Como o circuito está sendo analisado para uma determinada frequência de utilização, em torno de  $f_u$ ,  $Re_q=0$ . Logo, o valor da indutância simulada é o paralelo entre as impedâncias de  $Leq$  e  $Ceq$ , resultando em:

$$jL_{sim}.\omega = \frac{1}{\frac{1}{jLeq.\omega} + jCeq.\omega} \quad (3.2)$$

onde  $L_{sim}$  é o valor da indutância apresentada pelo circuito quando este for simulado, ou seja a indutância simulada.

Isolando-se  $L_{sim}$  da equação acima, chega-se facilmente em:

$$L_{sim} = \frac{Leq}{1 - Leq.Ceq.\omega_u^2} \quad (3.3)$$

onde:

$\omega_u=2\pi f_u$ , sendo  $f_u$  a frequência de utilização.

E, com base na equação acima, a frequência de ressonância( $f_r$ ) do circuito equivalente será:

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LeqCeq}} \quad (3.4)$$

Após algumas manipulações matemáticas, obtém-se:

$$Leq = L_{sim} \left( 1 - \frac{f_u^2}{f_r^2} \right) \quad (3.5)$$

$$Ceq = \frac{1}{4\pi^2 (f_r^2 - f_u^2) L_{sim}} \quad (3.6)$$

Então, para se obter de uma maneira prática o valor da indutância simulada ( $L_{sim}$ ) a partir dos dados de simulação, basta procurar o valor da reatância indutiva ( $X_L$ ) no gráfico da parte imaginária da impedância e utilizar a relação:

$$X_L = j\omega L_{sim} \quad (3.7)$$

Desta maneira, após encontrado o valor de  $L_{sim}$ , pode-se determinar os valores de  $C_{eq}$  e  $L_{eq}$  do circuito equivalente que descrevem o comportamento da indutância ativa.

Para a montagem final estabilizada analisada neste trabalho, o valor de  $X_L$  é igual a  $j199$ , resultando num valor de  $L_{sim}=17,07\text{nH}$  para  $f_u=1,855\text{GHz}$  e  $f_r=2,165\text{GHz}$ . Com isso, os valores de  $C_{eq}$  e  $L_{eq}$  resultam em respectivamente  $1,19\text{pF}$  e  $4,54\text{nH}$ . Vale ressaltar que  $L_{eq}=4,54\text{nH}$  representa o valor real de indutância que se consegue obter com a indutância ativa. Valores de indutâncias maiores que uma dezena de  $\text{nH}$  podem ser alcançados com a indutância ativa projetada, através da variação de seus elementos. Entretanto esses valores são menores que os alcançados com os indutores convencionais ( $5\text{-}50\text{nH}$  ou maior), que possuem o inconveniente de possuir um péssimo coeficiente de qualidade (menor que uma dezena) [8].

#### 3.5.4 Outras Possibilidades Oferecidas pela Indutância Ativa

Como pôde ser observado ao longo da simulação da montagem cascode estabilizada, a variação dos componentes do circuito da indutância ativa implicará inúmeras outras possibilidades para sua operação, o que a torna um circuito capaz de funcionar numa ampla e larga banda de frequências. As tabelas a seguir apresentam algumas dessas possibilidades, identificando os valores reais de indutância alcançados ( $L_{eq}$ ), as frequências de utilização ( $f_u$ ) e ressonância ( $f_r$ ), o coeficiente de qualidade ( $Q$ ), os valores dos componentes do circuito, dentre outros parâmetros. As simulações realizadas objetivaram alcançar a frequência de operação onde o coeficiente de qualidade é máximo.

- *Possibilidades de Utilização da Indutância Ativa para  $R_1$  e  $C_1$  constantes e  $R_f$  Variável*

**TABELA 2: Valores simulados para  $R_1=560\Omega$ ,  $C_1=1\text{pF}$  e  $R_f$  Variável**

$R_f(\Omega)$	$R_s(\Omega)$	$X_L$	$f_u(\text{GHz})$	$f_r(\text{GHz})$	$L_{sim}(\text{nH})$	$L_{eq}(\text{nH})$	$C_{eq}(\text{pF})$	$Q$
190	27	84	1,88	2,6	7,11	3,39	1,10	2350
290	56	142	1,86	2,35	12,15	4,54	1,01	760
390	85,5	238	1,85	2,12	20,48	4,88	1,15	666
490	101	292	1,73	1,92	26,86	5,05	1,36	10000
590	122,5	378	1,68	1,88	35,81	7,21	0,99	1650
690	130	429	1,59	1,82	42,94	10,17	0,75	1920
790	146,5	380	1,47	1,71	41,14	10,74	0,81	1330
890	173	460	1,43	1,64	51,20	12,27	0,77	1350
990	194,5	576	1,4	1,56	65,48	12,74	0,82	4780
1090	197,5	677	1,37	1,49	78,65	12,16	0,94	8000
1590	186	660	1,14	1,27	92,14	17,90	0,88	17400

**Comentários:** Os dados desta tabela sugerem que este circuito em montagem cascode estabilizada tem a habilidade de operar numa ampla faixa de funcionamento, através da variação de seus componentes constituintes. A variação isolada de  $R_f$  (e é claro o ajuste de  $R_s$  para otimizar o coeficiente de qualidade), por exemplo, possibilita que se obtenha valores de indutância que variam de 3,39nH até 17,9nH, para uma faixa de frequências de utilização variando de 1.14GHz à 1.88GHz. Vale lembrar que valores maiores de indutância e de frequência de utilização podem ser alcançados através da variação simultânea dos demais componentes do circuito.

- *Possibilidades de Utilização da Indutância Ativa para  $R_1$  e  $R_f$  constantes e  $C_1$  Variável*

**TABELA 3: Valores Simulados para  $R_1=560\Omega$ ,  $R_f=500\Omega$  e  $C_1$  Variável**

$C_1(\text{pF})$	$R_s(\Omega)$	$X_L$	$f_u(\text{GHz})$	$f_r(\text{GHz})$	$L_{sim}(\text{nH})$	$L_{eq}(\text{nH})$	$C_{eq}(\text{pF})$	$Q_{max}$
0	41	138	1,875	2,555	11,71	5,41	0,72	226
0,5	105	238	1,8725	2,185	20,23	5,37	0,99	4880
1	104	346	1,7225	1,905	31,97	5,83	1,20	760
1,5	74	258	1,47	1,84	27,93	10,10	0,74	1070
2	58	217	1,3275	1,665	26,02	9,48	0,96	1660
2,5	46	185	1,1925	1,56	24,69	10,26	1,01	2100
3	36	165	1,0725	1,45	24,49	11,09	1,09	7680
3,5	32	127	0,96	1,375	21,06	10,79	1,24	231

**Comentários:** Da mesma forma, valores variáveis de  $C1$  também resultarão num comportamento diferente da indutância ativa. Neste caso, é possível obter valores de indutâncias variando de 5,37 a 11,09nH para diferentes frequências de utilização e bandas de funcionamento. Para valores de  $C1$  maiores que 3,5pF, a indutância ativa não possui um desempenho mínimo requerido para quaisquer valores dos outros elementos, e, portanto, não deve ser utilizada.

- *Possibilidades de Utilização da Indutância Ativa para  $R_f$  e  $C1$  Constantes e  $R1$  Variável*

**TABELA 4: Valores Simulados para  $R_f=500\Omega$ ,  $C1=1pF$  e  $R1$  Variável**

$R1(\Omega)$	$R_s(\Omega)$	$X_L$	$f_u$ (GHz)	$f_r$ (GHz)	$L_{sim}(nH)$	$L_{eq}(nH)$	$C_{eq}(pF)$	$Q_{max}$
460	244	340	1,8065	2,125	29,96	8,31	0,68	985
560	104	346	1,7225	1,905	31,97	5,83	1,20	760
660	49	188	1,4325	1,865	20,89	8,56	0,85	543
760	30	157	1,315	1,82	19,00	9,08	0,84	342
860	19	128	1,1725	1,7125	17,38	9,23	0,94	779

**Comentários:** A variação de  $R1$  é mais crítica visto este componente ser o responsável pela estabilidade da montagem. Neste caso, pode-se encontrar valores de indutância simulada variando de 5,83nH a 9,23nH para frequências de utilização variando 1,17GHz a 1,8GHz.

- *Outras Possibilidades*

**TABELA 5: Valores Simulados para  $C1=0pF$ ,  $R1=560\Omega$**

$R_f(\Omega)$	$R_s(\Omega)$	$X_L$	$f_u$ (GHz)	$f_r$ (GHz)	$L_{sim}(nH)$	$L_{eq}(nH)$	$C_{eq}(pF)$	$Q_{max}$
130	4	64,5	2,88	4,5	3,56	2,104	0,594	175

**Comentários:** A TABELA 5 explora a possibilidade de não se colocar fisicamente o capacitor  $C1$  na montagem, sendo que apenas as capacitâncias parasitas carregariam a indutância para originar o efeito indutivo. Porém, os baixos valores dessas capacitâncias resultam num baixo valor de indutância alcançado.

**TABELA 6: Valores Simulados para  $C1=0,5\text{pF}$  e  $R1=560\Omega$** 

$Rf(\Omega)$	$Rs(\Omega)$	$X_L$	$f_u$ (GHz)	$f_r$ (GHz)	$L_{sim}(nH)$	$Leq(nH)$	$Ceq(pF)$	$Q_{max}$
130	11,5	64,5	2,56	3,4	5,28	2,289	0,957	226
230	25,5	69,5	1,89	2,93	5,85	3,417	0,863	352
330	49	109	1,88	2,6	9,23	4,403	0,851	459
430	79	168	1,875	2,35	14,26	5,182	0,885	1050
530	118	257	1,87	2,15	21,87	5,326	1,029	617

**Comentários:** Na TABELA 6, pode-se notar que um aumento em  $Rf$  resultará em maiores valores de  $Ceq$  e  $Leq$ , e uma conseqüente diminuição da frequência de utilização e de ressonância do circuito da indutância ativa. Valores de indutância de 2,2nH à 5,32nH para frequências de utilização entre 1,87GHz e 2,56GHz são alcançados para os valores de componentes indicados.

**TABELA 7: Valores Simulados para  $C1=1\text{pF}$  e  $R1=560\Omega$** 

$Rf(\Omega)$	$Rs(\Omega)$	$X_L$	$f_u$ (GHz)	$f_r$ (GHz)	$L_{sim}(nH)$	$Leq(nH)$	$Ceq(pF)$	$Q_{max}$
130	12,5	56,5	1,88	2,8	4,78	2,627	1,230	154
230	38	106	1,87	2,54	9,02	4,132	0,950	503
330	68	181	1,86	2,23	15,49	4,713	1,081	355
430	95	304	1,85	1,93	26,15	2,123	3,203	627
530	11	315	1,7	1,9	29,49	5,882	1,193	1240
630	127	416	1,65	1,86	40,13	8,549	0,856	1290

**Comentários:** Na TABELA 7, cujo valor de  $C1$  é maior, um aumento de  $Rf$  origina valores um pouco mais significativos de indutância ( $Leq$ ), porém com o inconveniente de reduzir a frequência de utilização e de ressonância da indutância ativa.

**TABELA 8: Valores Simulados para  $C1=2\text{pF}$  e  $R1=560\Omega$** 

$Rf(\Omega)$	$Rs(\Omega)$	$X_L$	$f_u$ (GHz)	$f_r$ (GHz)	$L_{sim}(nH)$	$Leq(nH)$	$Ceq(pF)$	$Q_{max}$
130	2,5	57,5	1,54	1,9	5,94	2,039	3,442	520
230	18	90,2	1,46	1,88	9,83	3,903	1,836	772
330	34	122	1,39	1,86	13,97	6,168	1,187	251
430	48,5	160	1,35	1,72	18,86	7,243	1,182	2100
530	62	199	1,31	1,64	24,18	8,751	1,076	548
630	73,5	224	1,25	1,55	28,52	9,972	1,057	1890
730	84,5	263	1,21	1,46	34,59	10,833	1,097	1240

**TABELA 9: Valores Simulados para  $C1=3\text{pF}$  e  $R1=560\Omega$** 

$Rf(\Omega)$	$Rs(\Omega)$	$X_L$	$f_u$ (GHz)	$Fr$ (GHz)	$L_{sim}(nH)$	$Leq(nH)$	$Ceq(pF)$	$Q_{max}$
130	0	40,1	1,16	1,86	5,50	3,362	2,178	13,2
230	9	71,4	1,19	1,68	9,55	4,758	1,886	231
330	20	100	1,16	1,61	13,72	6,598	1,481	305
430	30	128	1,12	1,53	18,19	8,442	1,282	260
530	39	139	1,05	1,43	21,07	9,710	1,276	688
630	48,5	153	1	1,36	24,35	11,186	1,224	22800

Embora o circuito da indutância ativa funcione baseado no princípio de conversor de impedância (giradores) em que uma carga capacitiva é invertida numa impedância indutiva, um aumento discriminado no valor desta capacitância, em específico de  $C1$ , não aumentaria nas mesmas proporções o valor de indutância que se consegue obter, pois não há uma relação direta entre a capacitância em carga e o valor de indutância obtido.

As TABELA 8 e TABELA 9 mostram essa limitação. Logo, mesmo para valores mais elevados de  $C1$  (2pF e 3pF), não se consegue atingir, para os valores de componentes apresentados, valores de indutância maiores que 12nH.

### 3.5.5 Polarização das Indutâncias Ativas

#### 3.5.5.1 Simulação com Dados Medidos do Transistor

Todos os resultados de simulação anteriormente apresentados foram realizados utilizando os dados medidos do transistor para  $V_{ds}=2\text{V}$  e  $I_d=10\text{mA}$ . A simulação da montagem final estabilizada, item 3.5, mostra o comportamento da indutância ativa para este ponto de polarização.

##### 3.5.5.1.1 Influência Geral da Polarização no Comportamento da Montagem

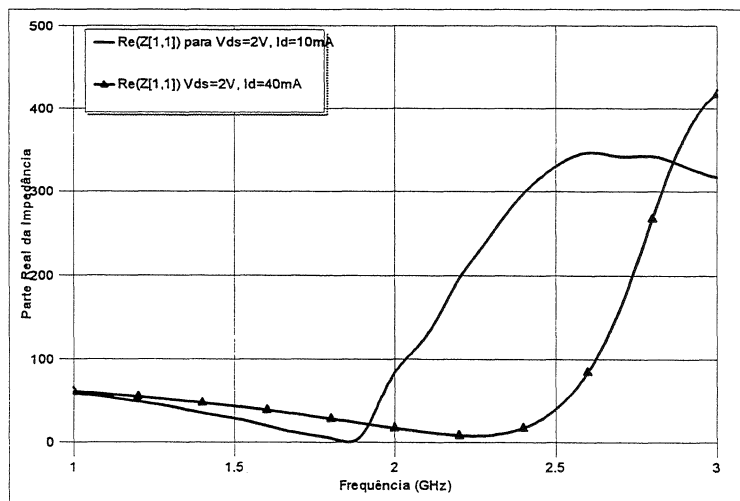
Para um bom funcionamento da indutância ativa, é necessário definir a maior quantidade de parâmetros que possam vir a interferir em seu comportamento. Além da influência dos elementos, item 3.5.1, a variação dos pontos de polarização também irá interferir de maneira a alterar seu comportamento. Essas alterações, numa análise preliminar, podem ser visualizadas abaixo, para variações em  $V_{ds}$  e  $I_d$  dos dois transistores. Estas servem também para demonstrar outras possibilidades oferecidas pela montagem cascode através da variação de mais dois parâmetros,  $V_{ds}$  e  $I_d$ .



- *Variação de  $I_d$  (de 10mA à 40mA)*

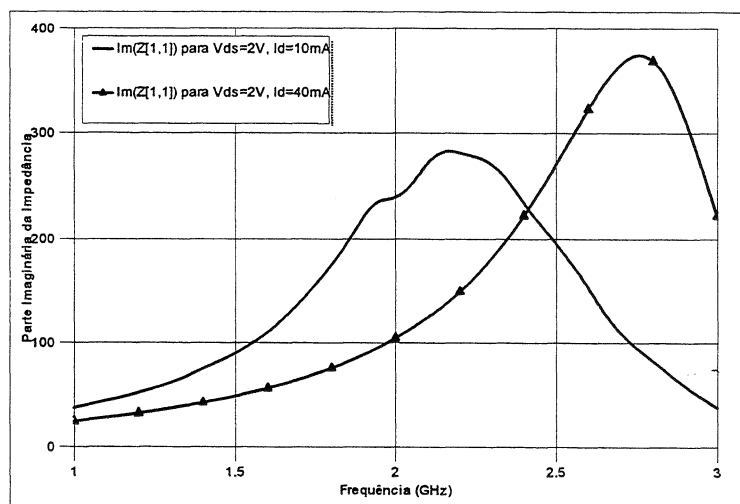
A primeira análise consiste em manter constante a tensão  $V_{ds1}=V_{ds2}$  em 2V e, através da variação de  $V_{gs1}$  e  $V_{gs2}$ , variar a corrente  $I_{d1}=I_{d2}$  para os dois transistores.

Parte Real: Como se pode visualizar na FIGURA 34, um aumento na corrente de dreno ( $I_d$ ) desloca para a direita o ponto de inflexão (ou ponto mínimo) da parte real da impedância, aumentando assim a frequência de utilização ( $f_u$ ) do circuito.



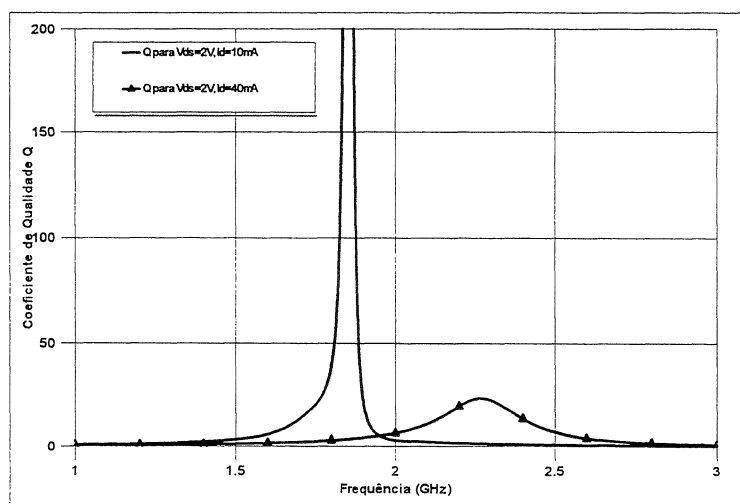
**FIGURA 34: Variação da Parte Real da Impedância para  $I_d=10\text{mA}$  e  $40\text{mA}$**

Parte Imaginária: Como se pode notar na FIGURA 35, o aumento na corrente de dreno desloca para a direita a curva da parte imaginária da impedância, aumentando a frequência de ressonância do circuito.



**FIGURA 35: Variação da Parte Imaginária da Impedância para  $I_d=10\text{mA}$  e  $40\text{mA}$**

Coeficiente de Qualidade: A análise da influência dos pontos de polarização no coeficiente de qualidade faz sentido quando a frequência de utilização estiver fixada e o circuito estiver concebido. Ou seja, somente se não for possível o ajuste dos componentes do circuito, especificamente  $R_s$ . Se este for o caso, a variação de  $I_d$  de 10mA para 40mA implica uma grande diminuição no  $Q$ , inviabilizando a aplicação da indutância ativa, como mostra a FIGURA 36.

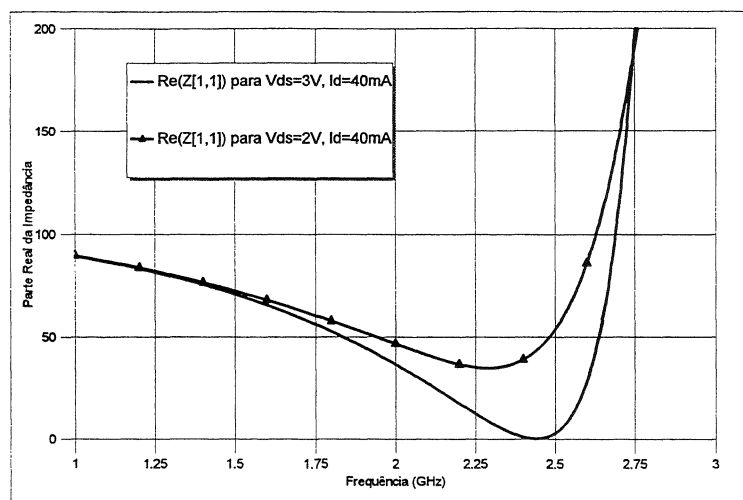


**FIGURA 36: Variação do Coeficiente de Qualidade para  $I_d=10mA$  e 40mA**

- *Variação de  $V_{ds}$  (3V para 2V)*

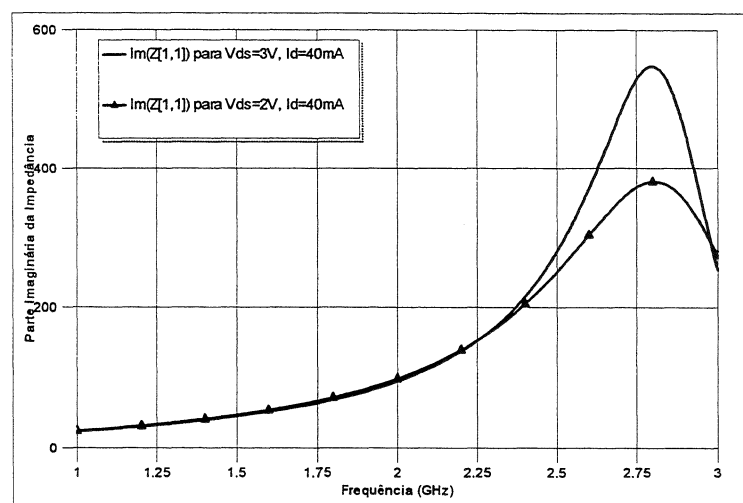
A segunda análise consiste em manter constante a corrente  $I_d$  em 40mA, por exemplo, e variar a tensão  $V_{ds}$  dos dois transistores simultaneamente de 3V para 2V. Isso porque os valores dos componentes da indutância ativa foram ajustados, neste caso, para o ponto de polarização 3V e 40mA. Os gráficos referentes a essa variação são apresentados abaixo.

Parte Real: A diminuição da tensão  $V_{ds}$  provoca um deslocamento para cima da curva da parte real da impedância, originando uma maior perda resistiva no circuito da indutância ativa. Pode-se notar também, na FIGURA 37, que a frequência de utilização é levemente alterada.



**FIGURA 37: Variação da Parte Real da Impedância para Vds=2V e 3V**

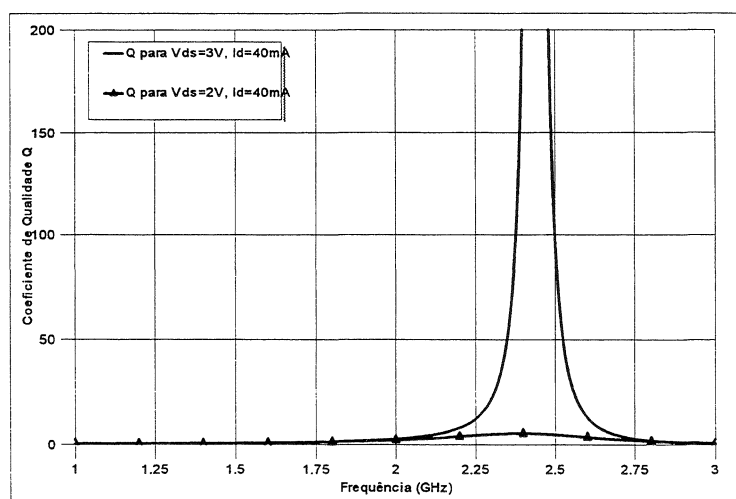
Parte Imaginária: Como mostra a FIGURA 38, a diminuição de Vds reduz levemente a parte imaginária da impedância em torno da frequência de ressonância, que permanece praticamente a mesma. Para uma frequência de utilização de 2.4GHz, por exemplo, os valores da reatância indutiva, e conseqüentemente da indutância, permanecerão praticamente os mesmos.



**FIGURA 38: Variação da Parte Imaginária da Impedância para Vds=2V e 3V**

Coeficiente de Qualidade: Se o circuito já estiver realizado e não for possível a variação dos valores de seus componentes, devido ao aumento da parte real da impedância provocado pela

diminuição de  $V_{ds}$ , o coeficiente de qualidade também diminuirá, inviabilizando a utilização da montagem, como mostra a FIGURA 39.



**FIGURA 39: Variação do Coeficiente de Qualidade da Indutância ativa para  $V_{ds}=2V$  e  $3V$**

Como resultado dessas duas análises ( $I_d$  e  $V_{ds}$  variando), sugere-se que os valores de tensões de polarização sejam devidamente controlados, e possam variar dentro de uma determinada margem de aceitação, margem esta apresentada a seguir com o circuito real de polarização.

### 3.5.5.2 Simulação da Indutância Ativa com Circuito de Polarização

Uma vez que a indutância ativa proposta é composta por transistores, é necessário que os mesmos estejam devidamente polarizados para que o circuito funcione. Embora se tenha utilizado os parâmetros medidos da ficha técnica do transistor para as simulações preliminares, é importante propor os circuitos que, na prática, polarizarão os dois transistores.

Esses circuitos devem assegurar a alimentação (tensão e corrente) aos elementos ativos da montagem sem alterar as características de funcionamento, em altas frequências, da indutância ativa. Numa situação ideal, um circuito de polarização deve ser visto como um circuito aberto para os sinais em altas frequências (RF) e como um curto circuito para os sinais contínuos (DC).

Neste trabalho sugere-se dois diferentes circuitos para a polarização da indutância ativa quando de sua concepção.

### 3.5.5.2.1 Circuito 1 de Polarização

O primeiro circuito, mostrado na FIGURA 40, consiste na polarização clássica de transistores em altas frequências, através da utilização de capacitores e indutores de acoplamento (ou isolamento).

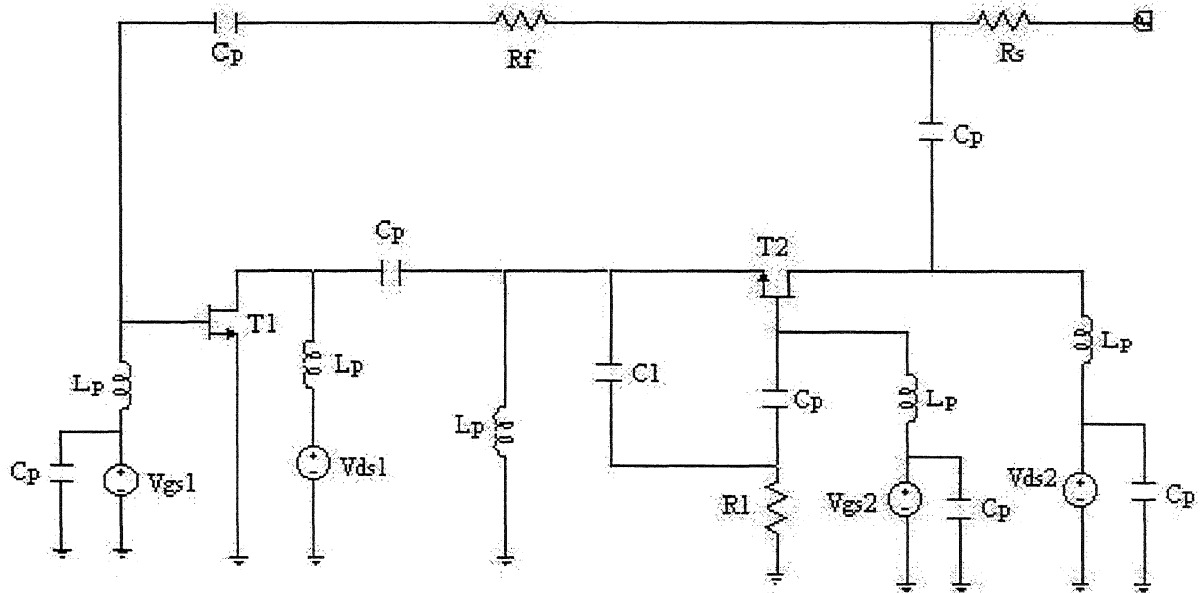


FIGURA 40: Circuito Completo da Indutância Ativa com Circuito 1 de Polarização

- *Descrição dos componentes do circuito e princípio básico de operação*

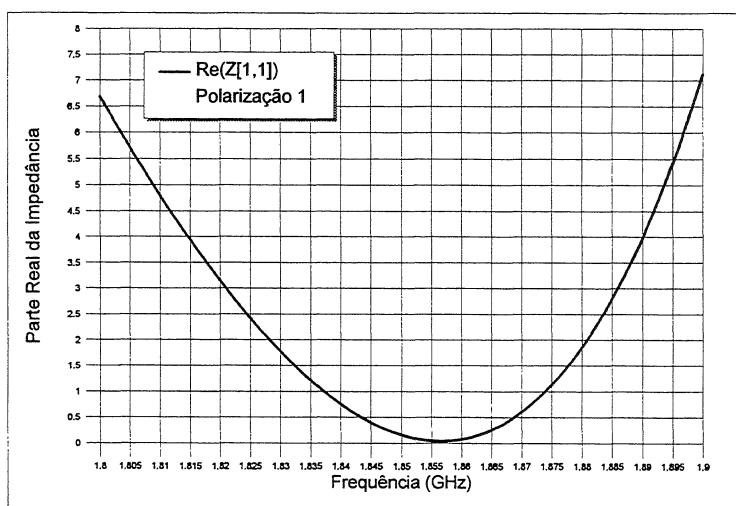
Os componentes do circuito de polarização são, além das fontes de alimentação, os capacitores  $C_p$  e os indutores  $L_p$ . Os valores comerciais para estes componentes foram escolhidos conforme referência [4], sendo  $L_p=80\text{nH}$  e  $C_p=2,2\text{nF}$ . Esses valores relativamente altos de indutância e capacitância foram escolhidos com o auxílio de ferramentas de otimização presentes no *software* Microwave Office v2.66, e devem assegurar que o circuito de polarização não interfira no circuito RF e vice-versa.

Para baixas frequências (nível DC), os indutores  $L_p$  irão funcionar como curto-circuitos ( $X_L=j\omega L$ ) que possibilitarão que a alimentação seja “levada” aos transistores. Já os capacitores  $C_p$  funcionarão como circuitos abertos ( $X_C=1/j\omega C$ ), permitindo assim que o circuito DC polarize os transistores sem causar interferência na parte RF. Os valores de  $V_{gs}$  e  $V_{ds}$  foram escolhidos com o objetivo de se alcançar o maior coeficiente de qualidade para a frequência de funcionamento  $f_u=1.855\text{GHz}$ .

- *Resultados de Simulação*

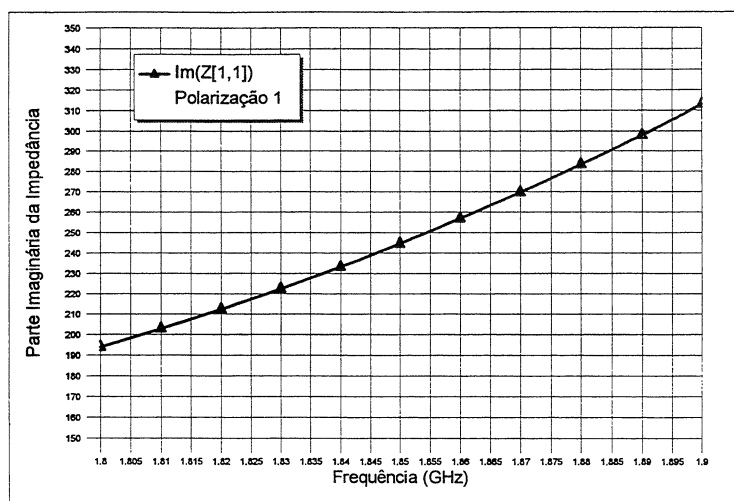
Esses resultados foram obtidos ajustando-se os valores das tensões de polarização dos dois transistores. Neste caso, para um bom desempenho em torno de  $f_u$ , fixou-se  $V_{ds1}=2V$ ,  $V_{gs1}=-0,7V$ ,  $V_{ds2}=2,1V$  e  $V_{gs2}=-0,7V$ .

Parte Real: Embora os valores dos componentes do circuito tenham sido mantidos constantes ( $R_1=560\Omega$ ,  $R_f=330\Omega$  e  $C_1=1,1pF$ ), o fato de se utilizar um circuito real de polarização ocasionou uma variação na parte real da impedância da indutância ativa, necessitando um ajuste no valor de  $R_s$ . O novo valor de  $R_s$  é  $93,5\Omega$ , diferindo do valor adotado nas simulações anteriores ( $R_s=65\Omega$ ) que utilizavam os parâmetros S do transistor. O gráfico da parte real resultante em torno de  $f_u$  é mostrado na FIGURA 41.



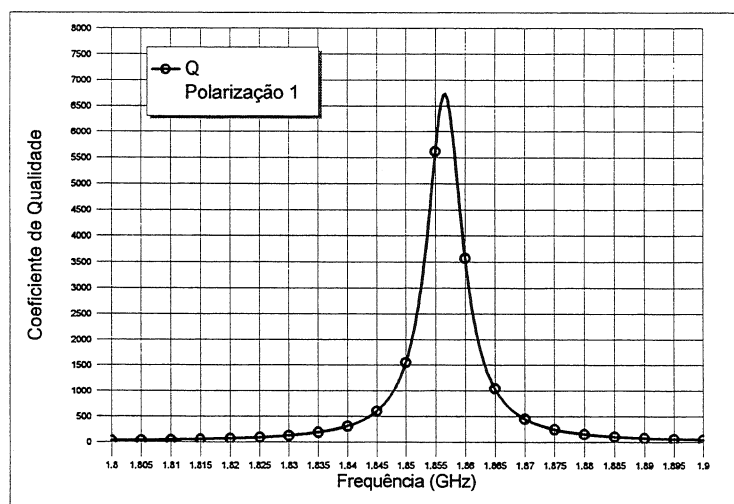
**FIGURA 41: Parte Real da Impedância utilizando Circuito 1 de Polarização**

Parte Imaginária: A parte imaginária da impedância, FIGURA 42, também aumentou ( $X_L=j250$ ) com relação ao valor simulado anteriormente ( $X_L=j199$ ), devido, principalmente, às maiores capacitâncias parasitas que são consideradas no modelo geral do transistor. Esse modelo geral é utilizado pelo *software* para o processo de simulação. A frequência de ressonância do circuito diminuiu para  $f_r=2,03GHz$ , o que não afetaria o desempenho da indutância ativa.



**FIGURA 42: Parte Imaginária da Indutância utilizando o Circuito 1 de Polarização**

Coeficiente de Qualidade: Com a alteração nas partes real e imaginária da indutância devido ao circuito polarizador, o coeficiente de qualidade resultante apresentará valores extremamente altos ( $Q > 5.500$ ) em torno da frequência de utilização; e valores maiores que 100 para uma banda de frequências variando de 1,83GHz a 1,885GHz (55MHz).



**FIGURA 43: Coeficiente de Qualidade utilizando o Circuito 1 de Polarização**

- *Análise e comentários*

Embora os resultados obtidos com a utilização do primeiro circuito polarizador tenham diferido daqueles simulados com os parâmetros S do transistor (item 3.5), para o projeto e ajuste da indutância ativa na prática utiliza-se os valores de componentes

identificados na simulação que utiliza os parâmetros S especificados na ficha técnica do transistor. Isso porque a simulação com esses dados medidos do transistor traduz, de uma certa forma, seu comportamento na prática, pois considera seus reais elementos parasitas.

Além disso, a simulação utilizando o modelo do transistor presente no *software* pode não ser precisa, uma vez que os valores dos parâmetros desse modelo de simulação não são fornecidos pelo fabricante, podendo, se sua escolha for incorreta, não traduzir o comportamento real do transistor.

Mesmo assim, a análise e proposição de um circuito de polarização, neste caso o circuito 1, é de grande importância, pois a indutância ativa necessitará obviamente de um circuito de polarização para poder funcionar.

#### 3.5.5.2.1.1 Variações Máximas Permitidas para as Tensões de Polarização

Além da análise da variação máxima permitida para os componentes do circuito da indutância ativa, item 3.5.2, é importante compreender e analisar a variação máxima permitida para as tensões de polarização ( $V_{ds1}$ ,  $V_{ds2}$ ,  $V_{gs1}$  e  $V_{gs2}$ ), levando-se em conta, evidentemente, que o circuito já tenha sido concebido e que não se possa variar os valores de seus componentes, inclusive  $R_s$ . Essa análise é válida para que se possa especificar a faixa de variação permitida isoladamente para cada uma dessas tensões, sem que se comprometa o desempenho do circuito. Para isso, essa faixa de valores foi especificada através de inúmeras e sucessivas simulações objetivando manter o coeficiente de qualidade maior que uma centena ( $Q > 100$ ) numa dada banda de funcionamento. Os resultados são apresentados mais detalhadamente no APÊNDICE 4. De uma maneira resumida, estes valores podem ser consultados na TABELA 10.

**TABELA 10 : Valores Máximos e Mínimos Permitidos Isoladamente para Tensões Polarização**

	$V_{ds1}(V)$	$V_{gs1}(V)$	$V_{ds2}(V)$	$V_{gs2}(V)$
Mínimo	1,8	-0,698	2,1	-0,699
Máximo	2	-0,7	2,15	-0,701
Ótimo	2	-0,7	2,1	-0,7
Variação(%)	(-) 10	(-) 0,3	(+) 2,3	(+) (-) 0,15



### 3.5.5.2.2 Circuito 2 de Polarização

O segundo circuito é muito semelhante ao circuito 1, porém utiliza uma polarização um pouco diferente para a porta (G) dos transistores. Esta solução consiste na substituição das indutâncias  $L_p$ , das portas dos transistores, por resistências  $R_p$  de alto valor. O circuito completo da indutância ativa com este segundo circuito de polarização é mostrado na FIGURA 44, e os valores dos elementos de polarização ( $C_p$ ,  $L_p$  e  $R_p$ ) foram escolhidos conforme valores comerciais de componentes.

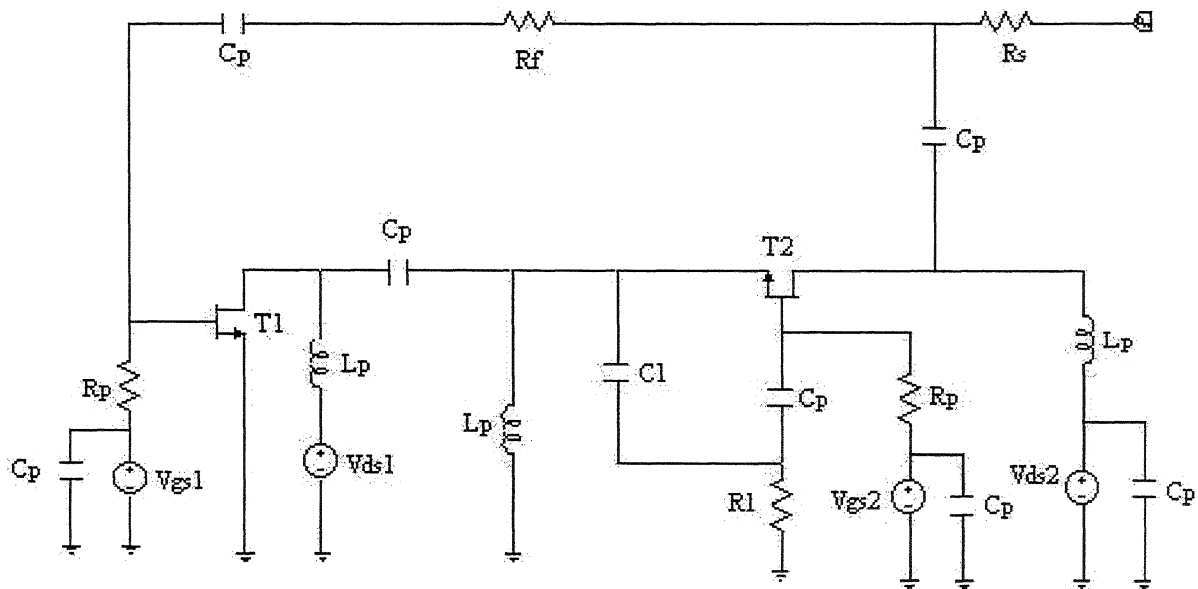


FIGURA 44: Circuito Completo da Indutância Ativa com Circuito 2 de Polarização

- *Descrição dos Componentes do Circuito e Princípio de Operação*

Os componentes do circuito de polarização são os capacitores  $C_p$ , os indutores  $L_p$  e os resistores  $R_p$ . Os valores de  $L_p$  e  $C_p$  foram mantidos os mesmos do circuito 1 e o valor de  $R_p=15K\Omega$  foi também escolhido conforme referência [4]. A função dos capacitores e dos indutores é a mesma que a descrita anteriormente.

Porém, para a polarização da porta (G), será utilizado uma resistência  $R_p$  de alto valor que atuará como um circuito aberto para o sinal RF. Como a corrente de porta é praticamente nula para os HJFETs, este circuito aberto não impedirá a polarização da porta dos transistores.

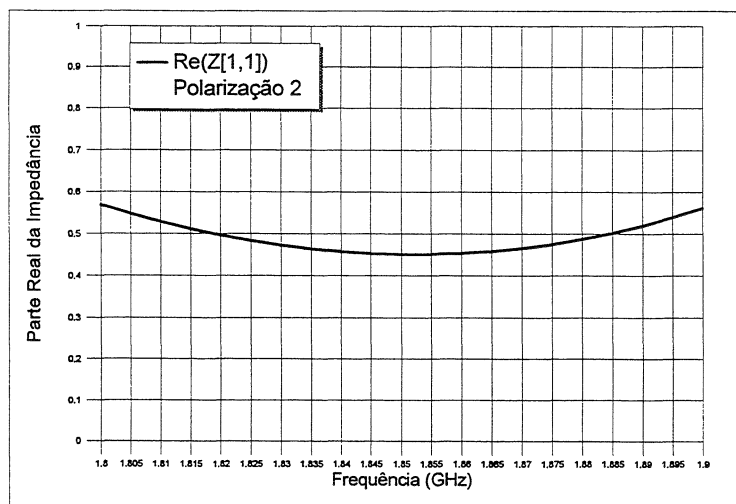
Vale lembrar que esse tipo de polarização via resistência não pode ser aplicado para a polarização do dreno dos transistores. Isso porque se uma corrente de algumas dezenas de mA circula do dreno (D) para a fonte (S) dos transistores, o circuito necessitaria de tensões de

polarização muito mais elevadas (dezenas de volts) para gerar esta corrente, o que é inviável para circuitos em altas frequências.

- *Resultados de Simulação*

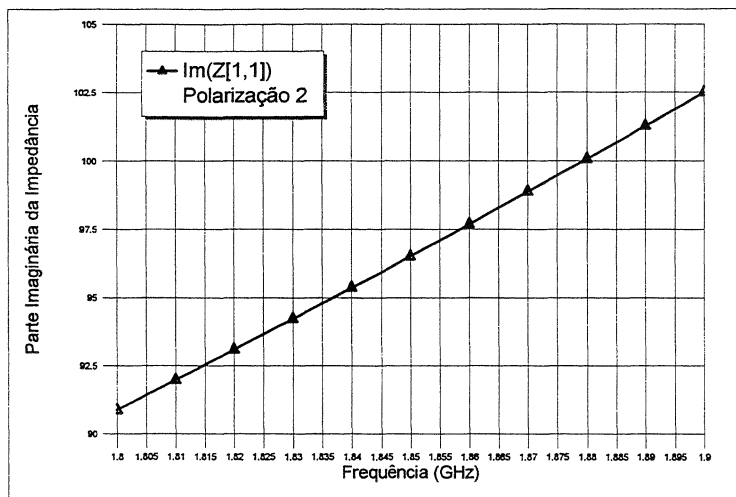
Esses resultados foram obtidos ajustando-se os valores das tensões de polarização dos dois transistores. Neste caso, para um bom desempenho em torno de  $f_u$ , fixou-se  $V_{ds1}=1,9V$ ,  $V_{gs1}=-0,55V$ ,  $V_{ds2}=1,9V$  e  $V_{gs2}=-0,55V$ .

Parte Real: Com a utilização do segundo circuito de polarização, as características do circuito foram modificadas e diferem, tanto das simulações com os parâmetros S do transistor, quanto das simulações utilizando o circuito 1 de polarização. Por isso, embora mantidos constantes os valores dos outros componentes, foi necessário alterar o valor de  $R_s$  para garantir um bom desempenho ao nível do coeficiente de qualidade, resultando num valor de  $R_s=6\Omega$ , e numa parte real conforme mostra a FIGURA 45.



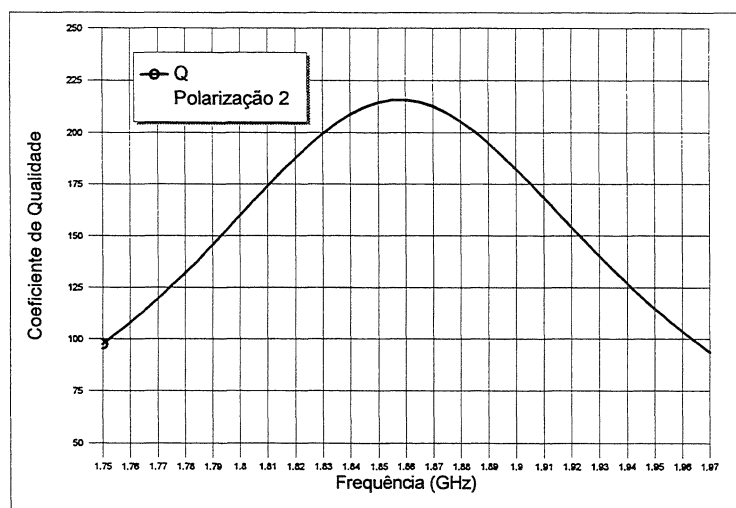
**FIGURA 45: Parte Real da Indutância para o Circuito 2 de Polarização**

Parte Imaginária: Da mesma forma que para o circuito 1, a parte imaginária também foi alterada com a utilização deste novo circuito de polarização, diminuindo seu valor para aproximadamente  $X_L=j97$ . A nova frequência de ressonância é igual a 2,86GHz.



**FIGURA 46: Parte Imaginária da Impedância para o Circuito 2 de Polarização**

Coefficiente de Qualidade: Com a alteração nas partes real e imaginária, o coeficiente de qualidade resultante irá apresentar valores um pouco mais baixos ( $Q \sim 215$ ) em torno da frequência de utilização, e valores maiores que 100 para uma maior banda de frequências, variando de 1,755GHz a 1,965GHz (210MHz), como mostrado na FIGURA 47.



**FIGURA 47: Coeficiente de Qualidade da Indutância para Modelo 2 de Polarização**

### 3.5.5.2.3 Comparação entre o Circuito 1 e o Circuito 2

Embora o circuito 1 apresente um melhor resultado (maior  $Q$ ) que o circuito 2, o mesmo possui o inconveniente de possuir dois indutores ( $L_p$  que polarizam as portas dos 2 transistores) com um valor de indutância consideravelmente alto, o que ocuparia uma superfície maior que no caso do circuito 2 que utiliza dois resistores ( $R_p$ ). Entretanto, uma vez

que este componente é do tipo SMD (Dispositivo Montado sobre Superfície), ou seja, possui um tamanho relativamente reduzido e equiparável ao do resistor, a escolha do melhor modelo se apoiará no tipo de aplicação da indutância ativa. Para uma aplicação que exige um valor muito alto para o coeficiente de qualidade (alta seletividade) não se importando com a baixa banda de funcionamento (55MHz) do dispositivo, o circuito 1 se apresenta como uma melhor opção. Para uma outra aplicação que requer uma maior banda de funcionamento (210MHz), com um coeficiente de qualidade na ordem de uma centena, pode-se adotar o circuito 2 de polarização.

#### 3.5.5.2.4 Considerações Finais sobre Polarização

Para futuras concepções, sugere-se que se adote o circuito 1 de polarização, devido ao maior coeficiente de qualidade alcançado e à utilização de indutores ao invés de resistores para polarizar a porta dos transistores, evitando a geração de mais ruído térmico no circuito da indutância ativa.

Mesmo que os resultados apresentados com este circuito 1 tenham diferido um pouco dos resultados apresentados anteriormente, cujas simulações utilizaram os dados medidos dos transistores, será mantido a escolha deste circuito para a polarização. A variação de  $R_s$  de uma simulação para outra não representa tanta preocupação. Para isso, na prática, é necessário que se utilize um resistor  $R_s$  de alta precisão e variável dentro desta faixa de valores.

Uma vez que a polarização modificará um pouco o comportamento da indutância ativa, quer seja pelo carregamento de elementos parasitas, quer seja pela imprecisão do modelo de simulação que o *software* utiliza, o ajuste do resistor  $R_s$  se fará necessário para anular a parte real da impedância em torno da frequência de utilização, obtendo-se assim um alto coeficiente de qualidade.

## 3.6 CONCLUSÃO

Neste capítulo foi inicialmente realizada a análise via simulação do circuito da indutância ativa numa configuração em montagem cascode modificada. Em seguida, a influência de cada elemento deste circuito em sua impedância de entrada e em seu coeficiente de qualidade, bem como a variação máxima permitida isoladamente para cada elemento, foram estudadas e apresentadas. Na sequência, a descrição do circuito equivalente da

indutância ativa e ainda um exemplo de cálculo para determinação dos valores dos elementos deste circuito foram realizados. Para compreender melhor o potencial e outras possibilidades oferecidas por este circuito, foram então realizadas várias simulações para diferentes valores dos elementos constituintes da indutância ativa e os resultados apresentados. Por fim, foram propostos, analisados e comparados dois circuitos de polarização para a indutância ativa e ainda a variação máxima permitida para os pontos de polarização de um desses circuitos.

### 3.7 REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] BOULANGER, R., *Etude Prospective des Inductances Actives em Bandes X et Ku et Applicatons au Filtrage Active*, Relatório de Estágio Efetuado na Alcatel Espace, França, Abril 1994.
- [2] VASSELON, G., *Etude de la Possibilite d'Introduction, dans le Logiciel FREELCD, des zéros Transmission à Fréquences Finies dans le Domaine Distribué, lors de la Synthèse de Filtres Actifs (première partie) et Etude d'Impédances Actives pour des Applications de Filtrage (deuxième partie)*, Relatório de Estágio Efetuado no Laboratoire d'Etudes de l'Integration des Composants et Systèmes Electroniques IXL. Bordeaux, França, Março à Julho, 1999..
- [3] MAURIN, Y., *Applications des Inductances Actives au Filtrage en Bandes X et Ku en Technologie Asga-MMIC*, Relatório de Estágio Efetuado na Alcatel Espace, França, 1995.
- [4] FARNELL, *Le Catalogue 2000*, Catálogo de Componentes Eletrônicos, 2000.
- [5] <http://www.mwoffice.com/freetrial/index.html>. Acesso em 12/09/2002.
- [6] MOAZZAM, M. R., et al. L-Band MMIC Active Filter Techniques for Future Satellite Payloads. *Recent Advances in Microwave Sub-Systems for Space and Satellite Applications, IEE Colloquium on*, 1993. p. 6/1-6/6.
- [7] NEC Corporation. Datasheet Hetero Junction Field Effect Transistor NE34018. NEC Corporation, Japão, set. 2000.  
Disponível em: <<http://www.csd-nec.com/microwave/english/pdf/P11618EJ4V0DS00.pdf>>. Acesso em: 12 set. 2002.
- [8] RAZAVI, B. *RF Microeletronics*, Prentice Hall, Inc, 1998, 335p.

## CAPÍTULO IV

### PERSPECTIVAS PARA A FILTRAGEM ATIVA

*Resumo: Neste capítulo pretende-se apresentar uma possível aplicação do circuito da indutância ativa desenvolvido ao longo dos capítulos anteriores em filtros altamente seletivos. Para isso, alguns conceitos de base para projeto de filtros serão abordados e, em seguida, vários resultados de simulações envolvendo a aplicação da indutância ativa no circuito do filtro ativo serão apresentados. Inicialmente será analisada e comparada a resposta em frequência de células de base passa-faixa de 1 pólo utilizando indutâncias ativas, com células de base de 1 pólo ideais e reais. Na sequência, serão também apresentados e comparados os resultados de simulação envolvendo o projeto de um filtro passa-faixa de 3 pólos ativo, ideal e real. O conceito de filtro ativo regulável será introduzido e os resultados para os tais filtros com 3 pólos mostrarão que, para um sistema operando em duas (ou eventualmente mais) diferentes faixas de frequência ( $f_{u1}=1,855\text{GHz}$  e  $f_{u2}=2,31\text{GHz}$ ), esse dispositivo pode ser implementado para a filtragem de sinais em diferentes faixas de frequência, possibilitando uma certa flexibilidade do filtro, fator este não contemplado pelos filtros LC convencionais.*

## 4 PERSPECTIVAS PARA A FILTRAGEM ATIVA

### 4.1 INTRODUÇÃO

Com o aumento do tráfego de informações nos atuais sistemas de telecomunicações, mais sinais são comprimidos numa largura de banda disponível. Assim, os filtros, elementos essenciais desses sistemas, devem se tornar, ao mesmo tempo, mais seletivos e mais universais. É aqui que os filtros fixos convencionais alcançam suas limitações [4].

Se filtros fixos são utilizados, um único filtro é requerido para cada canal de comunicação, e perdem sua flexibilidade e aumentam seu custo. Logo, deve-se interessar por filtros altamente seletivos e flexíveis, neste caso destacando-se os chamados “filtros ativos”.

Existem diversas formas de se projetar um filtro ativo [5], [6]. Em altas frequências pode-se citar a solução que consiste em substituir os indutores convencionais dos filtros pelas indutâncias ativas, sendo esta a solução adotada neste capítulo para o projeto dos filtros.

Vale ressaltar que o termo filtro ativo refere-se ao filtro que utiliza elementos ativos, neste caso a indutância ativa, e não necessariamente à um filtro que origine ganho. Por isso, ao longo do projeto e simulação da indutância ativa, procurou-se sempre escolher o valor de

Rs para que a parte real da impedância tivesse, de maneira assegurada, um valor sempre positivo e próximo de zero em torno de  $f_u$ .

Devido suas características e comportamento como apresentados nos capítulos precedentes, uma das aplicações principais das indutâncias ativas consiste na filtragem altamente seletiva. A vantagem em se obter um elevado coeficiente de qualidade e perdas praticamente nulas em torno da frequência de utilização ( $f_u$ ) justifica a implementação deste circuito em filtros que requerem uma alta seletividade.

É importante salientar que a banda de funcionamento da indutância ativa estará intimamente ligada à banda de utilização que se pretende projetar o filtro, pois é especificamente nesta faixa de frequências que o dispositivo “indutância ativa” apresenta considerável vantagem frente aos indutores convencionais.

Outra grande vantagem em se utilizar a indutância ativa em filtros é a possibilidade de integração e miniaturização desses filtros como circuitos MMIC. Isso porque os filtros geralmente possuem uma elevada ordem (vários pólos) para se alcançar uma elevada seletividade. Além disso, devido à característica quase ideal da indutância ativa em torno da frequência de utilização, menos pólos serão necessários para se alcançar um elevado desempenho.

Para facilitar o processo de simulação dos filtros ativos, criou-se no *software* Microwave Office v2.66 um subcircuito da indutância ativa contendo duas portas. Este subcircuito representará o circuito da indutância ativa desenvolvida ao longo deste trabalho.

## 4.2 CONCEITOS BÁSICOS: PARÂMETROS DE PROJETOS DE FILTROS

### 4.2.1 Seletividade (Se ou Qs)

Como comentado anteriormente, a aplicação principal do indutor ativo para filtragem em altas frequências, se deve ao fato de que, ao utilizar este dispositivo, mesmo com poucos pólos, é possível se obter filtros cuja resposta em frequência evidencia uma elevada seletividade. A seletividade de um filtro pode ser definida segundo a expressão [1]:

$$Se = \frac{\Delta f_{-3dB}}{f_u} \quad (4.1)$$

onde:

Se: é a seletividade do filtro, muitas vezes denominada de  $Q_s$  em outras bibliografias. Para que não haja nenhum tipo de confusão, neste trabalho será adotada a abreviação Se.

$\Delta f_{-3dB}$ : é a largura de banda a  $-3dB$  do coeficiente de transmissão (largura de banda na qual a potência que será entregue a carga será metade da potência incidente. É um parâmetro de projeto em que seu limite determina a potência mínima que deve ser entregue a carga sem que o recebimento e a interpretação da informação sejam comprometidos).

$f_u$ : é a frequência de utilização (ou frequência central) do filtro.

#### 4.2.2 Perda de Inserção ( $I_L$ )

A perda de inserção, numa definição clássica, é o decréscimo na potência entregue a carga quando um componente é inserido entre a fonte e a carga.

Como qualquer rede linear multi-portas pode ser caracterizada por um conjunto de coeficientes conhecidos como parâmetros S e como neste caso o circuito de filtragem simulado está casado em torno de  $f_u$ , a perda de inserção pode ser definida como:

$$I_L = 10 \log \frac{1}{|S_{12}|^2} \quad (\text{dB}) \quad (4.2)$$

onde  $|S_{12}|$  é o módulo do coeficiente de transmissão do filtro.

Numa análise prática, e com base na equação acima, a perda de inserção pode ser determinada através do gráfico do módulo do coeficiente de transmissão  $S_{12}$ .



#### 4.2.3 Perda de Retorno ( $L_R$ )

Para um casamento de impedância perfeito (numa solução ótima), a perda de retorno deverá ser teoricamente infinita. Pode-se definir a perda de retorno em função dos parâmetros S do circuito que constitui o filtro, segundo a expressão [2]:

$$L_R = 10 \log \frac{1}{|S_{11}|^2} \quad (\text{dB}) \quad (4.3)$$

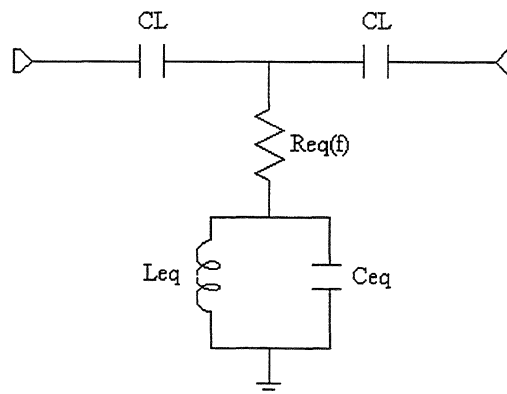
onde  $|S_{11}|$  é o módulo do coeficiente de reflexão do filtro.

### 4.3 AS CÉLULAS DE BASE

Tomando como base os resultados obtidos no decorrer do desenvolvimento deste trabalho, a indutância ativa, cujo circuito equivalente corresponde a um indutor em paralelo com um capacitor (item 3.5.3), será aplicada em filtros passa-faixa, como apresentado na seqüência.

#### 4.3.1 Célula Passa-Faixa com Indutor Ativo

Num primeiro instante, o conceito de filtragem envolvendo uma indutância ativa será aplicado numa célula de base contendo apenas um pólo. Essa estrutura relativamente simples permitirá que se analise e se verifique o potencial deste dispositivo para uma aplicação que requer alta seletividade. A primeira célula de base simulada pode ser visualizada na FIGURA 48.



**FIGURA 48: Célula de Base com Circuito Equivalente da Indutância Ativa**

Como em torno da frequência de utilização ( $f_u=1,855\text{GHz}$ ) a parte real da impedância da indutância ativa é praticamente nula,  $\text{Re}_q(f)=0$ , e tomando como base a reatância indutiva ( $X_L=j199$ ) e as equações (3.5), (3.6) e (3.7), chega-se facilmente em  $L_{\text{sim}}=17,07\text{nH}$ ,  $L_{\text{eq}}=4,54\text{nH}$  e  $C_{\text{eq}}=1,19\text{pF}$ .

Então, foram adicionadas duas capacitâncias de ligação ( $C_L$ ) de maneira a simular o comportamento da célula de base, de forma similar à proposta em [1]. A escolha em se utilizar inicialmente duas capacitâncias de valores idênticos foi feita de maneira a conservar uma estrutura simétrica para a célula de base, facilitando também a escolha de seus valores.

#### 4.3.1.1 Análise Matemática

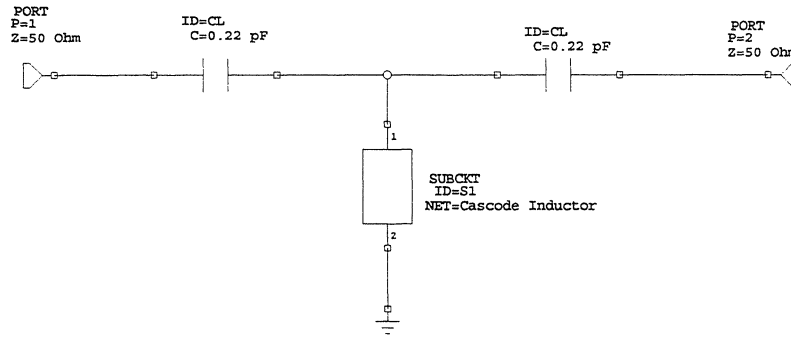
A expressão abaixo, apresentada em [1], permite que se calcule o valor dessas duas capacitâncias de ligação ( $C_L$ ), para um determinado valor  $L_{\text{sim}}$  de indutância ativa.

$$C_L = \frac{1}{8\pi^2 \cdot f_u^2 \cdot L_{\text{sim}}} \quad (4.4)$$

Nesse caso, para os valores de  $f_u$  e  $L_{\text{sim}}$  especificados, e utilizando a equação acima, os valores das capacitâncias de ligação resultam em  $C_L=0,216\text{pF}$ . Então, para verificar a resposta em frequência desta célula de base, o circuito abaixo foi simulado, utilizando valores disponíveis para  $C_L$  ( $C_L=0,22\text{pF}$ ).

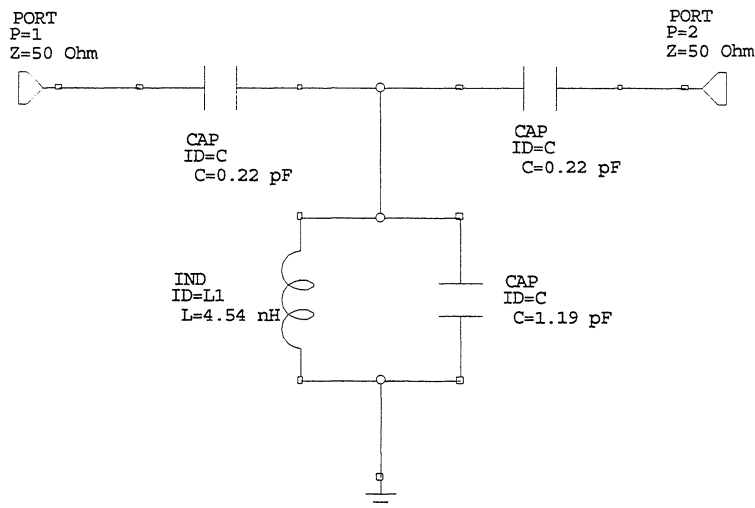
#### 4.3.1.2 Análise via Simulação

Uma vez que os valores dos elementos da célula de base de 1 pólo utilizando um indutor ativo estão definidos, simulou-se então simulado o circuito de filtragem abaixo, utilizando o subcircuito da indutância ativa criado.



**FIGURA 49: Célula Passa-Faixa de 1 Pólo Utilizando um Indutor Ativo**

Para a simulação da resposta em frequência desta célula de base, os parâmetros de projeto dos filtros convencionais, ou seja, o coeficiente de transmissão S12 (representando energia transmitida) e o coeficiente de reflexão S11 (representando a porcentagem de potência refletida) serão então apresentados e analisados. Entretanto, para que se possa evidenciar as vantagens em se utilizar um filtro ativo (mesmo contendo apenas 1 pólo), sua resposta em frequência será, num primeiro instante, comparada à de um filtro ideal (entende-se por filtro ideal aquele que utiliza componentes ideais), cujo circuito é mostrado na FIGURA 50.

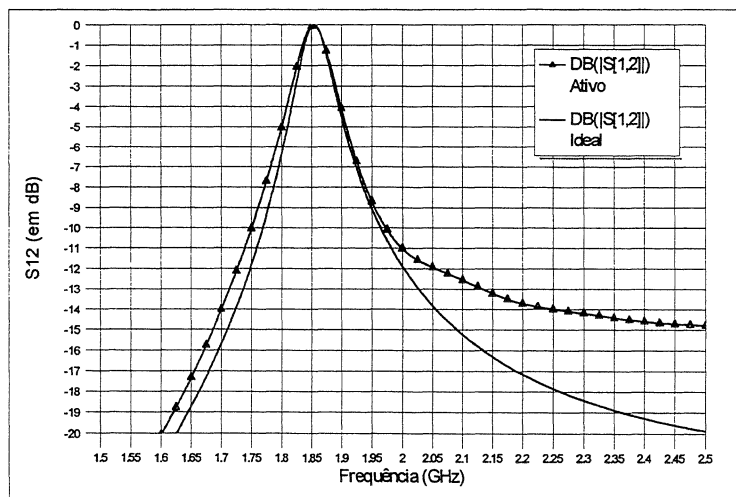


**FIGURA 50: Célula Passa-Faixa de 1 Pólo com Componentes Ideais**

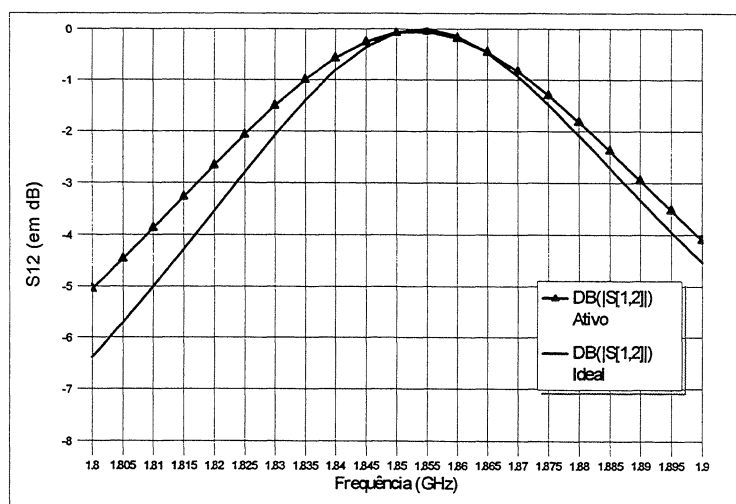
O item a seguir apresenta os resultados comparativos entre a resposta em frequência dessas duas células de base, possibilitando assim uma comparação entre seus resultados.

#### 4.3.1.3 Comparação Célula Passa-Faixa Ideal x Célula Passa-Faixa com Indutor Ativo

- Coeficiente de Transmissão:  $S_{12}$



**FIGURA 51:  $S_{12}$  Célula Passa-Faixa Ideal x  $S_{12}$  Célula Passa-Faixa com Indutor Ativo**



**FIGURA 52:  $S_{12}$  Célula PF Ideal x  $S_{12}$  Célula PF com Indutor Ativo em Torno de 1,85 GHz**

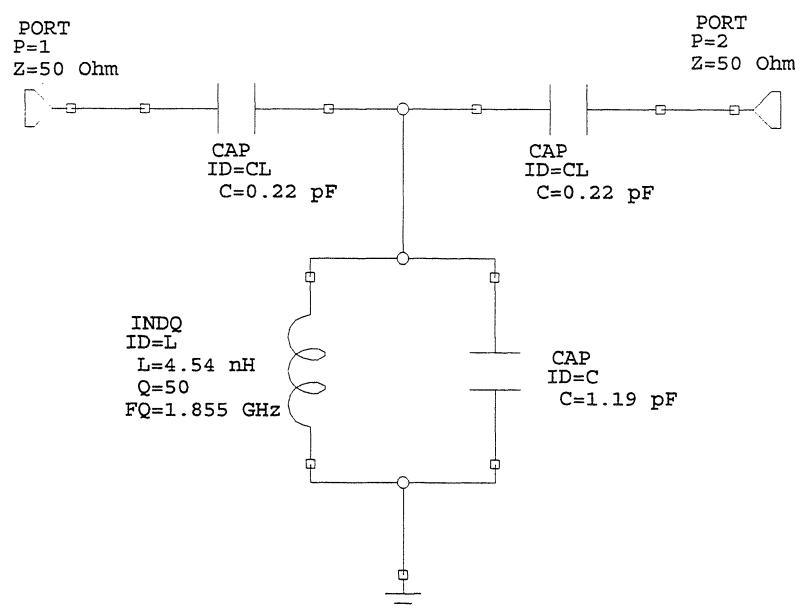
**Comentários:** Como se pode perceber nos gráficos acima, a característica de transmissão da célula de base com indutor ativo ( $S_{12}$ ) se aproxima daquela da célula ideal, principalmente para valores de frequência em torno da frequência de utilização. Essa característica de transmissão está intimamente ligada à perda de inserção (equação 4.2) da célula de base. Logo, esta perda de inserção praticamente nula do filtro ativo, se aproxima da perda de inserção de um filtro ideal.

- Seletividade

Outro parâmetro, talvez o mais importante e a maior vantagem dos filtros ativos, é a seletividade. Com base nos gráficos da resposta em frequência (S12) e dos parâmetros de projeto do filtro, equação 4.1, pode-se calcular a seletividade do filtro. Com base nos gráficos anteriores, para uma banda de passagem a  $-3\text{dB}$  de  $72,5\text{ MHz}$  e  $f_u=1,855\text{GHz}$ , a seletividade da célula ativa é igual a  $3,9\%$ , valor este muito melhor que a seletividade de  $10\%$  de um filtro de cavidade ressonante de 6 pólos apresentado em [1] e próximo à seletividade de  $3,38\%$  da célula ideal.

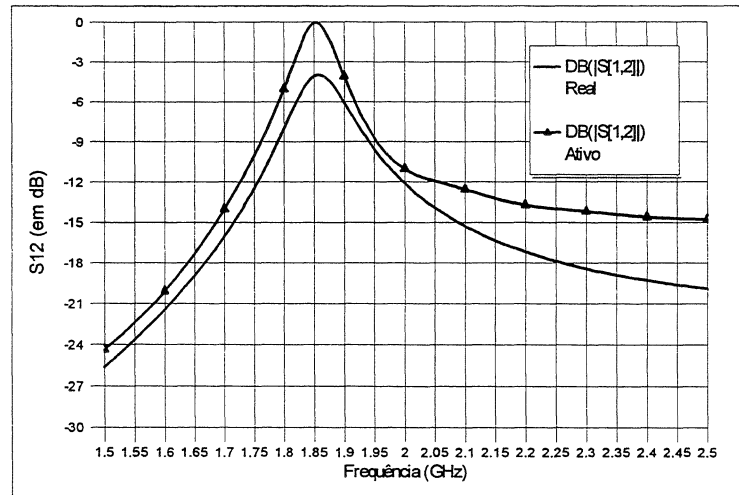
#### 4.3.1.4 Comparação Célula PF Real x Célula PF com Indutor Ativo

Num segundo instante, comparou-se a resposta em frequência desta célula de base passa-faixa de que utiliza indutores ativos com uma célula de base real, que utiliza indutores com coeficientes de qualidade relativamente baixos, em torno de 50, como mostra a FIGURA 53.



**FIGURA 53: Célula Passa-Faixa de 1 Pólo com Componentes Reais**

- Coeficiente de Transmissão: S12



**FIGURA 54:** S12 Célula PF de 1 Pólo Real x S12 Célula PF de 1 Pólo com Indutor Ativo

**Comentários:** Como pode ser observado na FIGURA 54, a célula de base convencional (ou real) contendo os mesmos valores do circuito equivalente da indutância ativa, possui um desempenho pior que o da célula de base utilizando um indutor ativo, ou seja, uma perda de inserção mais baixa (4dB).

## 4.4 PROJETO DE FILTRO ATIVO DE 3 PÓLOS

### 4.4.1 Introdução ao Conceito de Filtro Regulável

Os filtros que utilizam indutores ativos, ao contrário dos filtros fixos convencionais, possibilitam uma certa flexibilidade de sua resposta em frequência através do controle dos valores de seus componentes. Entre esses componentes pode-se citar as indutâncias ativas e as capacitâncias de ligação. As indutâncias ativas, como apresentado anteriormente, possuem a capacidade de alterar suas características através da variação de seus parâmetros, tais como tensões de alimentação, e componentes constituintes.

Já as capacitâncias de ligação, podem variar seus valores se forem substituídas por diodos varactores.

Para exemplificar este conceito, será inicialmente projetada uma indutância ativa capaz de operar em duas diferentes frequências. Baseando-se no fato de que as resistências

$R_s$ ,  $R_f$  e  $R_l$  podem ser substituídas por FETs resistivos e a capacitância  $C_l$  por um diodo varactor, todos controlados via tensão, serão escolhidos diferentes valores para esses componentes que possibilitem a operação da indutância em duas frequências. As duas faixas envolvidas estão em torno de 1,85GHz e 2,3GHz, faixas estas que correspondem, respectivamente, aos sistemas de comunicação móvel GSM (Sistema Global para Comunicação Móvel) e, possivelmente, 3G (Terceira Geração de Comunicação Móvel).

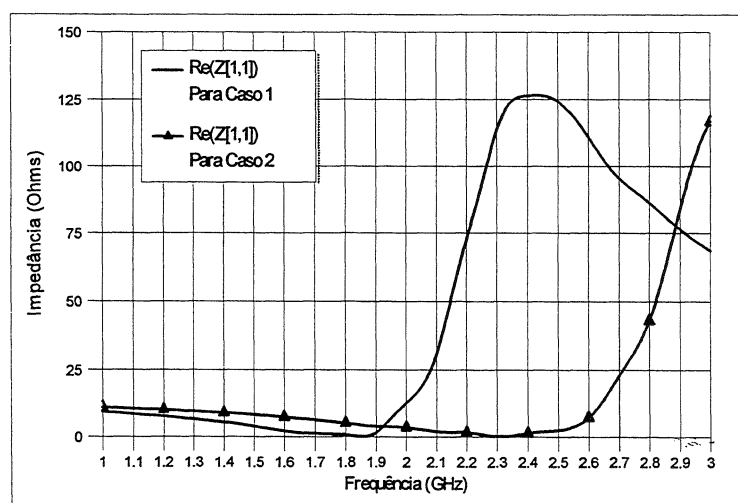
#### 4.4.2 Projeto da Indutância Ativa para Operação em Duas Frequências

Após várias simulações e variações dos elementos do circuito da indutância ativa com o auxílio de ferramentas do simulador, construiu-se a tabela abaixo que apresenta os valores dos componentes bem como os parâmetros  $f_u$ ,  $f_r$  e  $Q_{max}$  da indutância ativa para os dois casos, cujas frequências de utilização são, respectivamente, 1,855GHz e 2,31GHz.

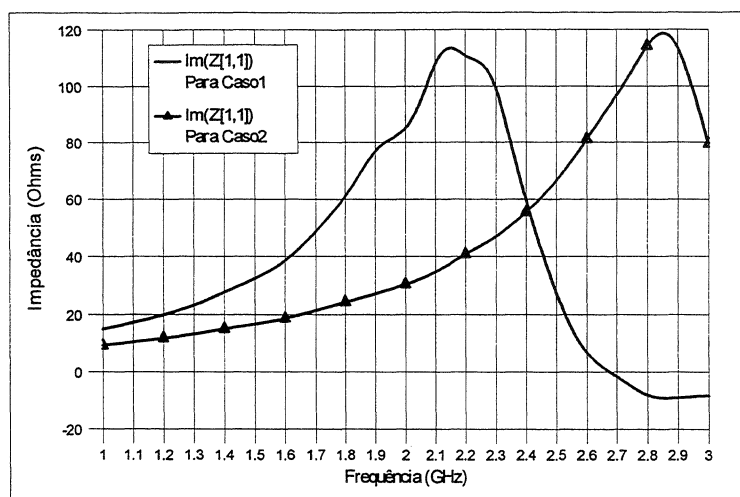
**TABELA 11: Valores dos Componentes da Indutância Ativa para 1,855GHz e 2,3GHz**

	$R_f(\text{Ohms})$	$R_s(\text{Ohms})$	$C_l(\text{pF})$	$R_l(\text{Ohms})$	$f_u(\text{GHz})$	$f_r(\text{GHz})$	$Q_{max}$	$C_{eq}(\text{pF})$	$L_{eq}(\text{pF})$
Caso 1	44	0,4	4,4	240	1,855	2,15	1290	3,62	1,51
Caso 2	32	0,5	1,8	354	2,31	2,85	3100	2,83	1,1

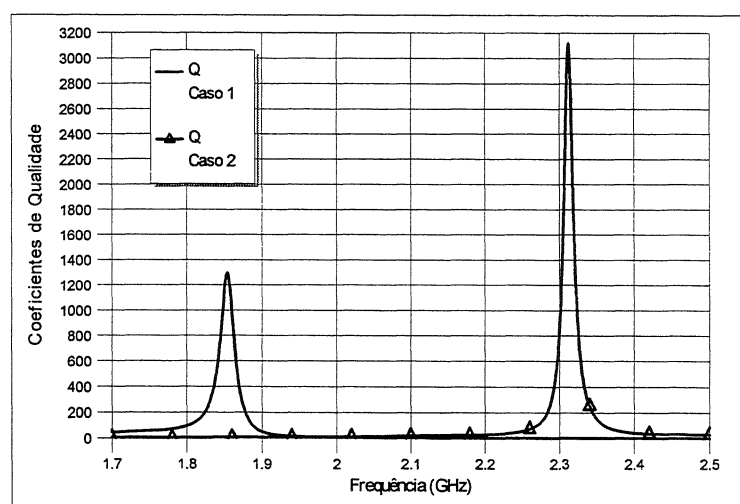
As partes real e imaginária e o coeficiente de qualidade do circuito da indutância ativa para estes dois casos ficam:



**FIGURA 55: Parte Real da Indutância Ativa para Casos 1 e 2**



**FIGURA 56: Parte Imaginária da Indutância Ativa para Casos 1 e 2**



**FIGURA 57: Coeficiente de Qualidade da Indutância Ativa para Casos 1 e 2**

Assim, pode-se perceber dos gráficos das FIGURA 55, FIGURA 56 e FIGURA 57, que o mesmo circuito da indutância ativa apresenta características ótimas em torno de duas frequências de utilização, devido à variação de seus componentes constituintes. Este conceito de indutância variável via tensão pode ser aplicado para se construir filtros reguláveis e/ou adaptativos.

Neste caso, para o projeto dos filtros, será necessária uma regulagem (ajuste) a mais no que se refere aos valores das capacitâncias de ligação, para se obter uma resposta em frequência satisfatória.



#### 4.4.3 Projeto do Filtro Ativo Regulável de 3 Pólos

Como visto anteriormente, os indutores ativos podem ser aplicados em filtros com  $n$  células de base em cascata. Para isso, ao invés de utilizar as ferramentas de otimização do *software* para encontrar os valores dos componentes do circuito de filtragem, basta seguir a metodologia de projeto de filtros convencional, descrita em [2]. Assim, é projetado neste item um filtro ativo (com indutores ativos) de 3 pólos segundo essa metodologia. As especificações do filtro são:

- Aproximação de Chebyshev
- *Ripple* de 0,5dB na banda de passagem
- Banda de Passagem a  $-3$ dB de 100MHz
- Frequências de Operação: 1,855GHz e 2,3GHz

##### 4.4.3.1 Circuito do Filtro de 3 Pólos

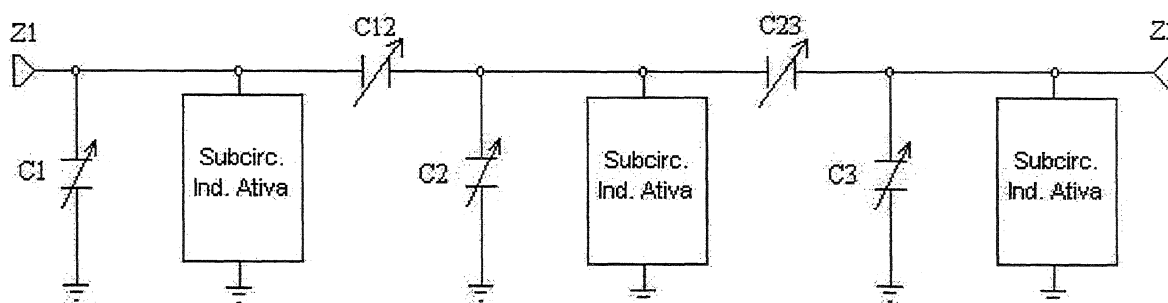


FIGURA 58: Circuito do Filtro Ativo de 3 Pólos

Com base nas especificações do filtro e aplicando-se a aproximação de Chebyshev, foi possível obter os valores para os componentes desse filtro, conforme mostra a tabela abaixo:

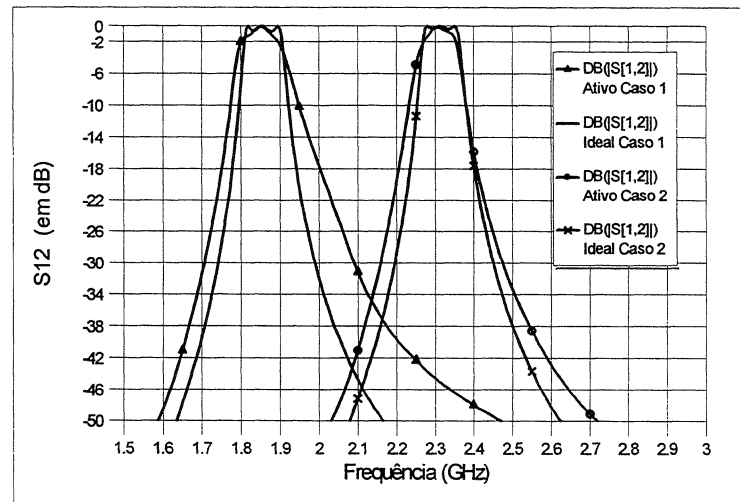
TABELA 12: Valores Projetados para os Componentes do Filtro de 3 Pólos

	C1(pF)	C2(pF)	C3(pF)	C12(pF)	C23(pF)	Ceq(pF)	Leq(nH)	Z1(Ohms)	Z2(Ohms)
Caso 1	1,07	0,9	1,07	0,17	0,17	3,62	1,51	610	610
Caso 2	1,35	1,23	1,35	0,12	0,12	2,83	1,1	610	610

#### 4.4.3.2 Resultados Comparativos Filtro Ativo x Filtro Ideal

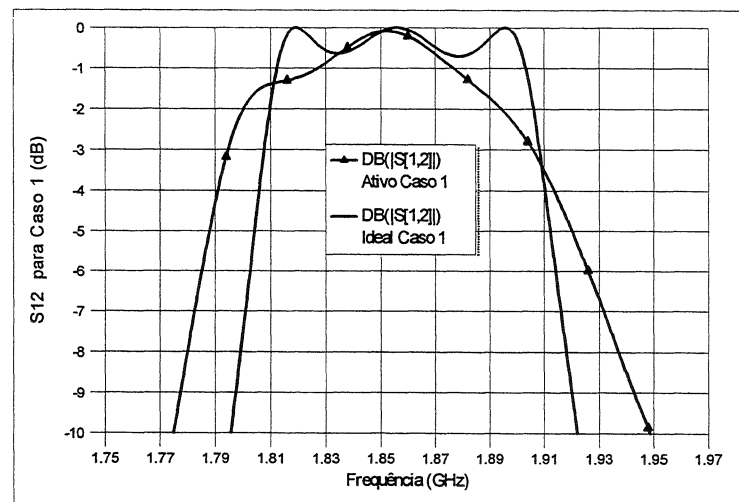
O circuito de filtragem projetado foi simulado (com os valores apresentados na Tabela 12) e sua resposta em frequência, comparada à de filtros ideais, como mostrado nas figuras abaixo:

- Coeficiente de Transmissão ( $S_{12}$ )



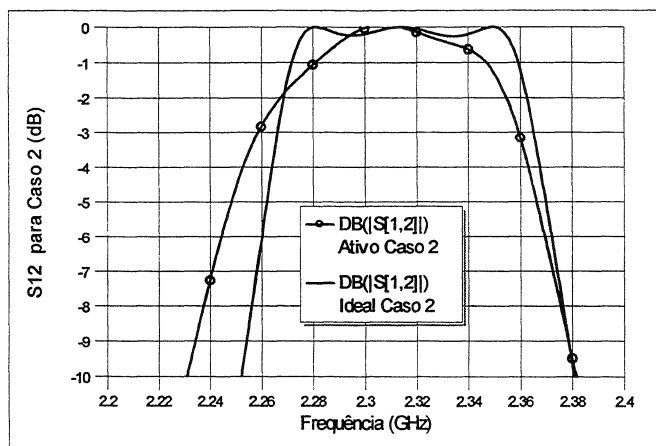
**FIGURA 59:  $S_{12}$  Filtro Ativo x Filtro Ideal para Casos 1 e 2**

E, em torno de  $f_u=1,855\text{GHz}$  (caso 1), tem-se:



**FIGURA 60:  $S_{12}$  Filtro Ativo x Filtro Ideal para Caso 1 em Torno de  $f_u$**

E, em torno de  $f_u=2,31\text{GHz}$  (caso 2), tem-se:

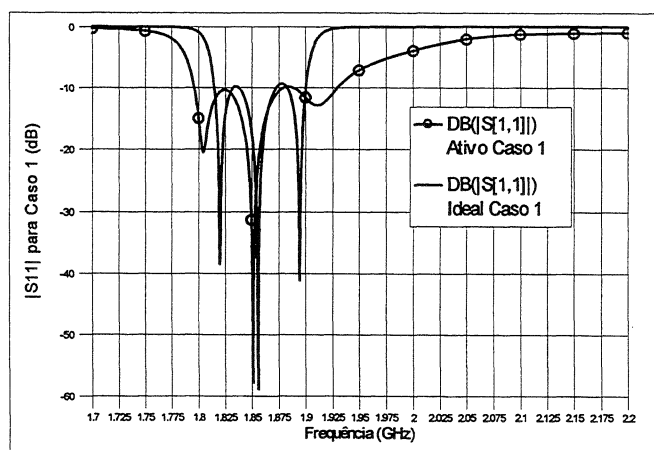


**FIGURA 61: S12 Filtro Ativo x Filtro Ideal para Caso 2 em Torno de  $f_u$**

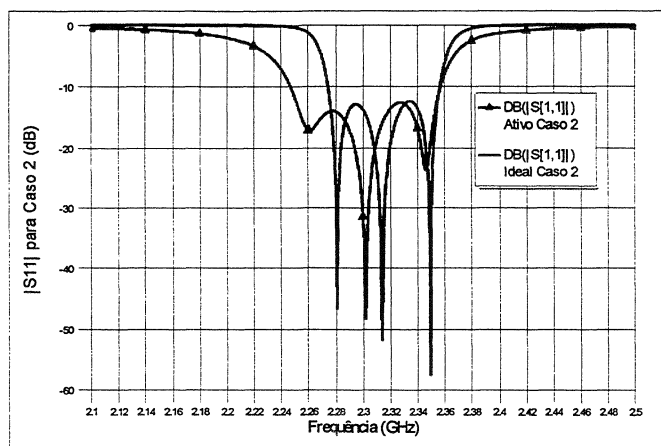
Como se pode notar nos gráficos acima, o filtro que utiliza indutores ativos possui uma resposta em frequência próxima à do filtro ideal. Para o caso 1, FIGURA 59 e FIGURA 60, em torno de  $1,855\text{GHz}$ , o filtro apresenta uma baixa perda de inserção ( $<3\text{dB}$  na banda de passagem), uma elevada seletividade ( $5,39\%$ ) e uma banda de rejeição a  $-40\text{dB}$  entre  $1,66\text{GHz}$  e  $2,2\text{GHz}$  ( $540\text{MHz}$ ). Para o caso 2, FIGURA 59 e FIGURA 61, em torno de  $2,31\text{GHz}$ , uma baixa perda de inserção ( $<3\text{dB}$  na banda de passagem), uma elevada seletividade ( $4,33\%$ ) e uma banda de rejeição a  $-40\text{dB}$  entre  $2,1\text{GHz}$  e  $2,57\text{GHz}$  ( $470\text{MHz}$ ) são obtidas.

- Coeficiente de Reflexão ( $S_{11}$ )

Os gráficos abaixo referem-se à comparação entre o módulo do coeficiente de reflexão do filtro ativo e do filtro ideal, para ambos os casos:



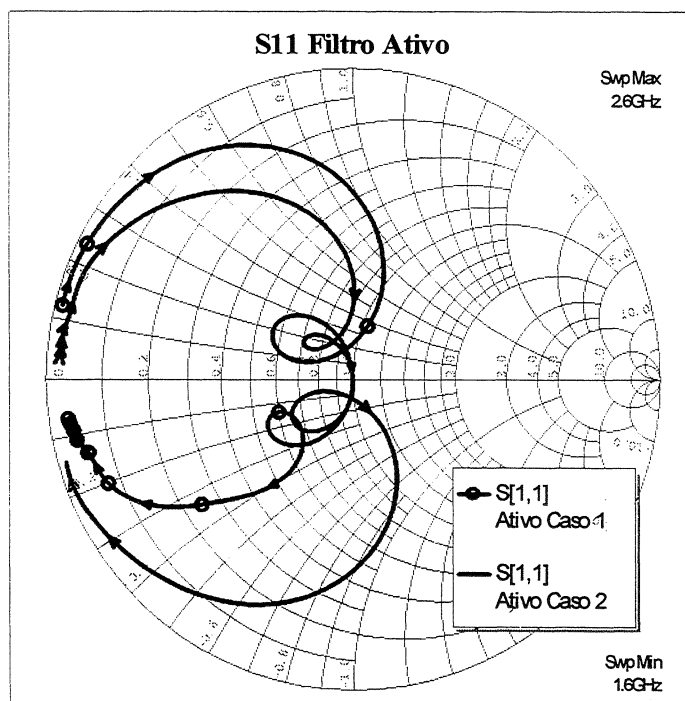
**FIGURA 62: Comparação entre  $|S_{11}|$  Filtro Ativo x Filtro Ideal para Caso 1**



**FIGURA 63: Comparação entre  $|S_{11}|$  Filtro Ativo x Filtro Ideal para Caso 2**

Pode-se notar nas FIGURA 62 e FIGURA 63 e, que para os valores de impedância apresentados, o filtro ativo possui uma elevada perda de retorno para a banda de passagem (mínimo 10dB), para ambos os casos.

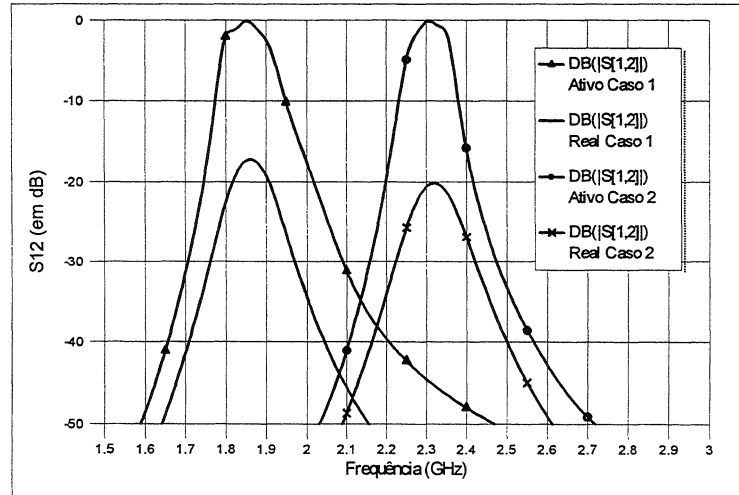
Com base na FIGURA 64, pode-se notar que o filtro ativo, para ambos os casos e para o valor de impedância apresentado ( $610\Omega$ ), está casado em ambos os casos.



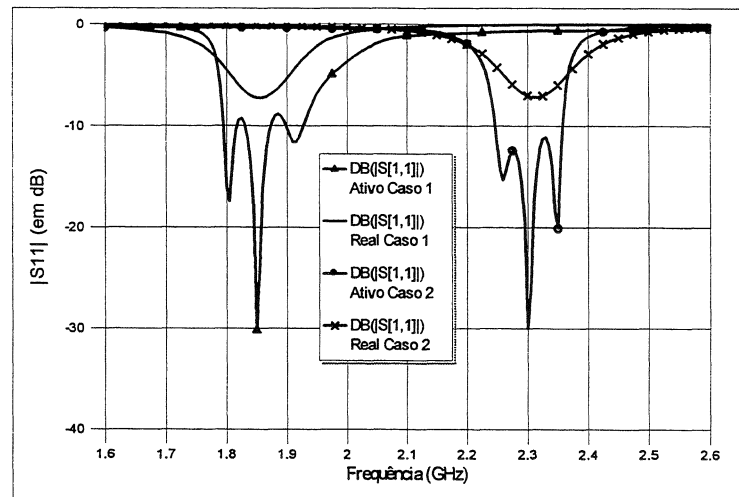
**FIGURA 64:  $S_{11}$  do Filtro Ativo para Casos 1 e 2**

#### 4.4.3.3 Resultados Comparativos Filtro Ativo x Filtro Real

Neste item, a resposta em frequência do filtro ativo de 3 pólos será comparada à dos filtros reais. Para simular o filtro real, será utilizado um indutor convencional com coeficiente de qualidade igual a 20 na frequência de utilização. Os resultados são apresentados nas figuras abaixo.



**FIGURA 65:  $S_{12}$  Filtro Ativo x Filtro Real para Casos 1 e 2**

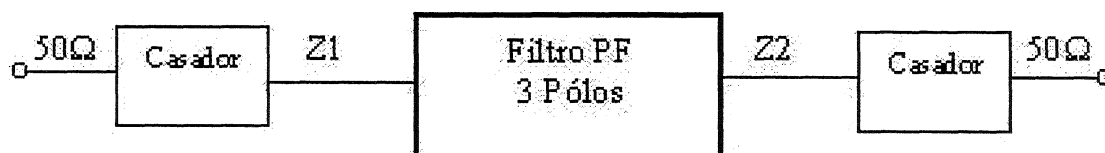


**FIGURA 66:  $|S_{11}|$  Filtro Ativo x Filtro Real para Casos 1 e 2**

Pode-se notar nas FIGURA 65 e FIGURA 66, que o filtro utilizando indutores ativos (filtro ativo) apresenta um ótimo desempenho frente aos filtros reais que utilizam indutores convencionais.

#### 4.4.3.4 Análise e Comentários

Como se pôde notar, além do bom desempenho e dos bons resultados alcançados com o filtro ativo de 3 pólos, este possui ainda a característica de flexibilidade de sua resposta em frequência, devido a variação de seus componentes. Entretanto, os valores de impedância apresentados na TABELA 12 sugerem que seja necessário adicionar futuramente um circuito casador de impedâncias para adequar o filtro passa-faixa (PF) à impedância de  $50\Omega$  da linha. Assim, constitui-se o esquema completo do circuito de filtragem, conforme mostra a figura abaixo:



**FIGURA 67: Esquema do Filtro de 3 Pólos com Casador de Impedância**

Este circuito completo do filtro ativo de 3 pólos com casador de impedâncias, e com pontos de controle para a polarização dos transistores e para os componentes do circuito, poderá talvez ser integrado como um dispositivo do tipo MMIC.

## 4.5 CONCLUSÃO

Neste capítulo foi apresentada uma possível aplicação do circuito da indutância ativa, desenvolvido ao longo dos capítulos anteriores, em filtros altamente seletivos. Para isso, alguns conceitos de base para o projeto de filtros foram expostos e, em seguida, vários resultados de simulação envolvendo a aplicação da indutância ativa no circuito do filtro ativo foram apresentados. A comparação da resposta em frequência de células de base passa-faixa utilizando indutâncias ativas, com células de base ideais e reais mostraram que as células ativas possuem um comportamento próximo ao da célula ideal.

Na sequência, foi apresentado o projeto de um filtro ativo regulável passa-faixa de 3 pólos utilizando a aproximação de Chebyshev. Seus resultados de simulação foram então comparados aos dos filtros de 3 pólos ideal e real e mostraram que o filtro utilizando indutor ativo é capaz de filtrar sinais em torno de duas (ou mais) diferentes frequências de operação, com um desempenho próximo ao do filtro ideal. Uma perda de inserção menor que 3dB na

banda de passagem, uma boa rejeição fora de banda e uma elevada perda de retorno são características alcançadas com o filtro ativo projetado. Essa característica de flexibilidade é uma das grandes vantagens em se utilizar filtros ativos, visto este parâmetro não ser contemplado pelos filtros LC convencionais.

#### 4.6 REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] VASSELON, G., *Etude de la Possibilite d'Introduction, dans le Logiciel FREELCD, des zéros Transmission à Fréquences Finies dans le Domaine Distribué, lors de la Synthèse de Filtres Actifs (première partie) et Etude d'Impédances Actives pour des Applications de Filtrage (deuxième partie)*, Relatório de Estágio Efetuado no Laboratoire d'Etudes de l'Integration des Composants et Systèmes Electroniques IXL. Bordeaux, França, Março à Julho, 1999.
- [2] WILLIAMS, A. B., TAYLOR, F. J., *Electronic Filter Design Handbook: LC, Active, and Digital Filters*, Second Edition, McGraw-Hill, Inc, 1988.
- [3] RIZZI, P. A., *Microwave Engineering—Passive Circuits*, Prentice-Hall – USA, 1998. 572p.
- [4] PARATEK MICROWAVE INC., Electronically Tunable Thin Film Filters for Microwave Applications, *Microwave Journal*, November 2001, vol. 44, No. 11, Horizon House.
- [5] LUCYSZYN, S., ROBERTSON, I. D., High Performance MMIC Narrow Band Filter Using Tunable Active Inductors. *IEEE Microwave and Millimeter – Wave Monolithic Circuits Symposium*, VI-1, p.91-93, 1994..
- [6] MOAZZAM, M. R., et al. L-Band MMIC Active Filter Techniques for Future Satellite Payloads. *Recent Advances in Microwave Sub-Systems for Space and Satellite Applications, IEE Colloquium on*, 1993. p. 6/1-6/6.

## CAPÍTULO V

### CONSIDERAÇÕES FINAIS

*Resumo: O enfoque principal deste capítulo refere-se às considerações finais e análise dos resultados obtidos ao longo do desenvolvimento deste trabalho. Uma discussão sobre as dificuldades encontradas e os fatores limitantes para o projeto de indutores ativos e de filtros utilizando esses elementos será realizada. Uma breve análise dos resultados, e sugestões para trabalhos futuros envolvendo indutâncias ativas e filtros ativos serão apresentados.*

## 5 CONSIDERAÇÕES FINAIS

### 5.1 BREVE DISCUSSÃO DOS RESULTADOS

Considerando o projeto de indutâncias ativas abordado no capítulo III, é possível perceber que o circuito em montagem cascode estabilizada proposto apresenta uma característica de atuação numa ampla faixa de frequências através da variação de seus componentes. Entretanto, o grande desafio no projeto e implementação deste circuito está relacionado ao controle rigoroso dos valores de seus componentes e das tensões de alimentação dos transistores. Além disso, um controle da precisão das capacitâncias que carregam o circuito ( $C_1$  e as capacitâncias parasitas) é de extrema importância para seu bom funcionamento.

Já para o projeto de filtros com indutores ativos, capítulo IV, os resultados apresentados evidenciam uma vantagem em se utilizar esses elementos para o projeto de filtros que exigem uma alta seletividade. Todavia, a implementação de capacitâncias variáveis via tensão para validar a aplicação do conceito de filtros reguláveis e flexíveis aparenta ser um grande obstáculo, devido, principalmente, à grande precisão requerida para estas capacitâncias e seus baixos valores. Um bom ajuste e controle dos valores dos elementos que constituem o filtro são também de extrema importância para garantir que sua resposta em frequência esteja conforme especificação.



## 5.2 CONCLUSÃO FINAL

O conceito base envolvido com o projeto e concepção de uma indutância ativa e algumas de suas vantagens tais como alto coeficiente de qualidade com relação aos indutores espirais convencionais e dimensão reduzida através da possibilidade de sua integração como um circuito do tipo MMIC, despertaram grande interesse pelo estudo e desenvolvimento de um circuito de indutância ativa para altas frequências.

No Capítulo II, o estudo teórico do circuito da indutância ativa com dois transistores possuindo diferentes tipos de realimentação (via resistência e via FET resistivo) e a dedução das equações da impedância de entrada para cada topologia possibilitaram verificar analiticamente o efeito indutivo que se consegue obter com esse dispositivo.

No Capítulo III, a análise via simulação do circuito da indutância ativa numa configuração em montagem cascode modificada e a influência de cada elemento em sua impedância de entrada e em seu coeficiente de qualidade mostraram que um bom ajuste e controle dos valores desses elementos é primordial para o funcionamento adequado da indutância ativa. A variação máxima permitida isoladamente para cada elemento, sem afetar o desempenho da indutância ativa, foi estudada e apresentada.

A descrição do circuito equivalente da indutância ativa e ainda um exemplo de cálculo para determinação dos valores de seus elementos foram apresentados. Para que fosse possível compreender melhor o potencial e outras possibilidades oferecidas pela indutância ativa, foram realizadas várias simulações para diferentes valores de seus elementos constituintes e os resultados apresentados, evidenciando seu potencial de aplicação numa ampla faixa de frequências. Em seguida, a aplicação do circuito de polarização na indutância ativa e ainda a análise da variação máxima permitida para os pontos de polarização sustentam a necessidade de um bom controle da precisão dos valores de tensão.

No capítulo IV, foi apresentada uma possível aplicação do circuito da indutância ativa, desenvolvido ao longo deste trabalho, em filtros altamente seletivos. Para isso, alguns conceitos base para o projeto de filtros foram expostos e, em seguida, vários resultados de simulação envolvendo a aplicação da indutância ativa em circuitos de filtragem foram apresentados. A comparação da resposta em frequência entre células de base passa-faixa de 1

pólo utilizando indutâncias ativas e células de base ideais e reais mostraram que as células utilizando indutâncias ativas possuem um comportamento próximo ao da célula ideal.

Na seqüência, a aplicação da indutância ativa em um filtro ativo regulável passa-faixa com 3 pólos mostrou que é possível projetar filtros com indutores ativos de ordem  $n$  através da utilização das aproximações tradicionais, como a de Chebyshev, por exemplo.

Com isso, através da variação dos componentes do circuito da indutância ativa e dos capacitores de ligação, pode-se conseguir que o mesmo filtro atue em duas (ou mais) diferentes faixas de frequência. Os resultados do filtro ativo passa-faixa regulável de 3 pólos mostraram que, para um sistema de telecomunicações operando em torno de 1,85GHz e outro em torno de 2,3GHz, esse filtro pode ser implementado para a filtragem de sinais em torno dessas duas diferentes faixas de frequência, resultando numa importante aplicação em sistemas de comunicação móvel convergentes. Vale ressaltar que, devido ao fato de o indutor ativo possuir um elevado coeficiente de qualidade para uma estreita faixa de frequências, sua melhor aplicação é em circuitos de filtragem passa-faixa ou rejeita-faixa de banda estreita.

Entretanto, simulações de outros filtros ativos projetados seguindo a metodologia clássica mostraram que, devido aos valores de indutância obtidos, quanto maior a seletividade do filtro, maior sua impedância nas portas de entrada e saída, indicando que é necessário o projeto adequado de um circuito casador de impedância para este dispositivo. Assim, esse conjunto (filtro + circuito casador) poderá ser futuramente integrado como um dispositivo MMIC, com grande aplicação também na área espacial, em que peso e volume reduzidos são parâmetros muito importantes.

Por fim, a concepção e realização da indutância ativa e sua posterior aplicação em filtros ativos de ordem  $n$  e/ou reguláveis, possibilitarão verificar as principais vantagens dos filtros ativos frente aos filtros convencionais, tais como: alto coeficiente de qualidade, característica de alta seletividade, alto desempenho, relativa flexibilidade e capacidade de integração em circuitos do tipo MMIC.

### 5.3 TRABALHOS FUTUROS

Como proposta para desenvolvimento de trabalhos futuros vale citar: a concepção e teste da indutância ativa projetada, o desenvolvimento de uma metodologia de projeto da indutância ativa apresentada através de uma análise matemática com o modelo completo dos transistores, a concepção e testes de filtros utilizando indutores ativos, o desenvolvimento de um circuito de controle para a indutância ativa e para os filtros, o estudo para aplicação de filtros reguláveis em sistemas de comunicação móvel do futuro, o estudo de outras topologias de indutâncias ativas menos sensíveis à variação de seus elementos, o estudo para realização de uma indutância ativa integrada em tecnologia CMOS, o estudo de outras topologias de indutâncias ativas cuja parte real da impedância seja próxima de zero para uma larga banda de frequências (o que resultaria em um coeficiente de qualidade elevado numa ampla banda de frequências), o estudo da aplicação de indutores ativos em amplificadores e osciladores, etc.

## REFERÊNCIA GERAL

### *Referências Utilizadas nos Capítulos:*

BOULANGER, R., *Etude Prospective des Inductances Actives em Bandas X et Ku et Applicatons au Filtrage Active*, Relatório de Estágio Efetuado na Alcatel Espace, França, Abril 1994.

VASSELON, G., *Etude de la Possibilite d'Introduction, dans le Logiciel FREELCD, dès zéros Transmission à Fréquences Finies dans le Domaine Distribué, lors de la Synthèse de Filtres Actifs (première partie) et Etude d'Impédances Actives pour des Applications de Filtrage (deuxième partie)*, Relatório de Estágio Efetuado no Laboratoire d'Etudes de l'Integration des Composants et Systèmes Electroniques IXL. Bordeaux, França, Março à Julho, 1999.

SEDRA, A. S., SMITH, K. C., *Microeletrônica*, volume 1, MAKRON Books, São Paulo, 1995. 505p.

HARA, S. et. al. Broad Band Monolithic Microwave Active Inductor and Application to a Minituarized Wide Band Amplifier. *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, vol. MTT-36, No. 12, p.1920-1924, 1988.

HARA, S. et al. Lossless, Broad Band Monolithic Microwave Active Inductors. *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, vol. MTT-37, No. 12, p.955-958, 1989.

HARA, S., TOKUMITSU, T. Monolithic Microwave Active Inductors and Their Applications. *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, vol. MTT-XX, No. XX, p.1857-1960, 1991.

TELLEZ, J. R. et al. Assessment of Active Microwave Inductors. *IEE Proceedings. – Circuits Devices Syst.*, Vol. 144, No. 3, p. 161-166, 1997.

LEIFSO, C. et al. Monolithic Tunable Active Inductor with Independent Q Control *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol.48, No.6, p. 1024-1029, 2000.

LALOND, D. E., ROSS, J. A. *Princípios de Dispositivos e Circuitos Eletrônicos*, Vol.1, MAKRON Books, São Paulo, 1999.

KATZIN, P., APARIN, V., Active, Self-Adjusting L-S Band MMIC Filters. *IEEE GaAs IC Symposium*, p.41-43, 1994.

LUCYSZYN, S., ROBERTSON, I. D., High Performance MMIC Narrow Band Filter Using Tunable Active Inductors. *IEEE Microwave and Millimeter – Wave Monolithic Circuits Symposium*, VI-1, p.91-93, 1994.

PARATEK MICROWAVE INC., Electronically Tunable Thin Film Filters for Microwave Applications, *Microwave Journal*, November 2001, vol. 44, No. 11, Horizon House.

MAURIN, Y., *Applications des Inductances Actives au Filtrage en Bandes X et Ku en Technologie Asga-MMIC*, Relatório de Estágio Efetuado na Alcatel Espace, França, 1995.

Le Catalogue 2000 – FARNELL.

RIZZI, P. A., *Microwave Engineering – Passive Circuits*, Prentice-Hall – USA, 1998. 572p.

WILLIAMS, A. B., TAYLOR, F. J., *Electronic Filter Design Handbook: LC, Active, and Digital Filters*, Second Edition, McGraw-Hill, Inc, 1988.

MOAZZAM, M. R., et al. L-Band MMIC Active Filter Techniques for Future Satellite Payloads. *Recent Advances in Microwave Sub-Systems for Space and Satellite Applications, IEE Colloquium on*, 1993. p. 6/1-6/6.

LALON, D. E., ROSS, J. A., *Princípios de Dispositivos e Circuitos Eletrônicos*, Vol.2, MAKRON Books, São Paulo, 1999.

KARSILAVAN, A. I., SCHAUMANN, R., A High-Frequency High-Q CMOS Active Inductor with DC Bias Control. *IEEE Symposium on Circuits and Systems*, Lansing MI, 2000, p 486-489.

ALINIKULA, P. et al, Q-Enhancing Technique for High Speed Active Inductors. *IEEE Inst. Circuits Syst. Symp. Dig.*, 1994, p.735-738.

\_\_\_\_\_, Monolithic Active Resonators for Wireless Applications. *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, 1994, p.1151-1154.

MOREIRA, C. P., VICENTE, A. J. *Etude d'Inductances Actives*. Relatório de Estágio Efetuado no Laboratoire d'Etudes de l'Integration des Composants et Systèmes Electroniques IXL. Bordeaux, França, Março a Junho, 2000.

RAZAVI, B. *RF Microelectronics*, Prentice Hall, Inc, 1998, 335p.

*Consultas Gerais:*

SEDRA, A. S., SMITH, K. C. *Microeletrônica*, volume 2, MAKRON Books, São Paulo 1995.

ZHUO, W., et al. Programmable Low Noise Amplifier with Active-Inductor Load. *IEEE, Vol. IV*, p. 365-368, 1998.

SCOTT, A. W. *Understanding Microwaves*, John Wiley & Sons, Inc., 1993.

*Sites Internet:*

NEC Corporation. Datasheet Hetero Junction Field Effect Transistor NE34018. NEC Corporation, Japão, set. 2000. Disponível em: <<http://www.csd-nec.com/microwave/english/pdf/P11618EJ4V0DS00.pdf>>. Acesso em: 12 set. 2002.

<http://www.mwoffice.com/>

## **ARTIGOS SUBMETIDOS À CONGRESSOS DURANTE ESTE TRABALHO**

MOREIRA, C. P., SHIRAKAWA, A. A., FILHO, H. T., “A FET-Based Active Inductor with Tunable L and High Q”, X Simpósio Brasileiro de Microondas e Optoeletrônica - SBMO, Recife, Brasil, 2002, pp. 704-706.

MOREIRA, C.P. et al. “Dual Band MMIC Filter using Active Inductors for Future Wireless Communication Systems”, 7th WSEAS International Conference on CIRCUITS, Corfu Island, Greece, 2003. Obs: **Aguardando Resposta.**

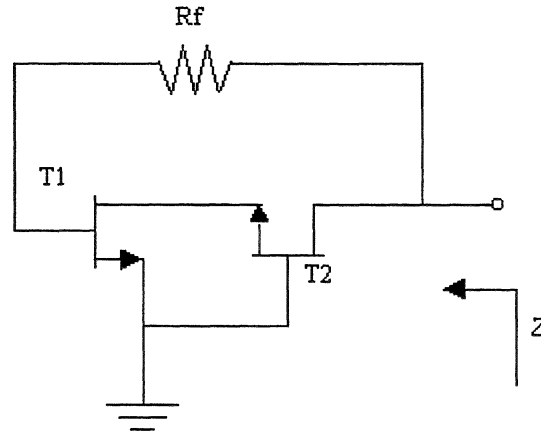
## **APÊNDICES**

## **APÊNDICE 1**



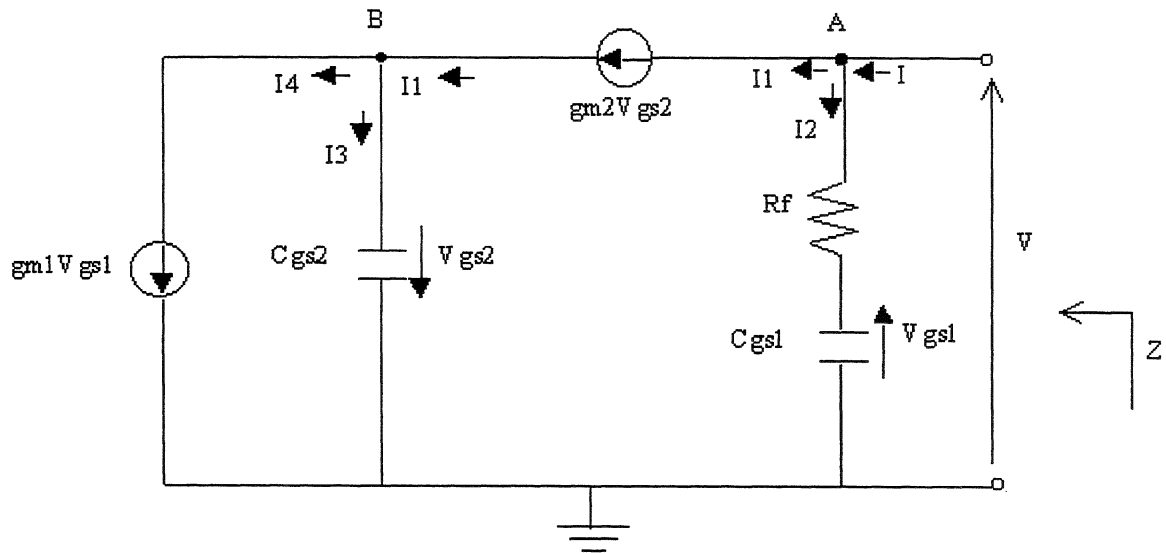
## CÁLCULO DA IMPEDÂNCIA DE ENTRADA PARA A MONTAGEM CASCODE COM 2 TRANSISTORES

O circuito a ser analisado é mostrado na figura abaixo:



**FIGURA 68: Montagem Cascode com Realimentação via Resistência**

Aplicando-se o modelo de pequeno sinal simplificado adotado no decorrer deste trabalho, chega-se no seguinte circuito equivalente:



**FIGURA 69: Circuito Equivalente da Montagem Cascode Aplicando-se o Modelo de Pequeno Sinal Simplificado do Transistor**

Nó A:

$$I = I1 + I2$$

$$I = gm_2 V_{gs2} + \frac{VsC_{gs1}}{RfsC_{gs1} + 1} \quad (A1.1)$$

Nó B:

$$I1 = I3 + I4$$

$$I1 = gm_1 V_{gs1} - V_{gs2} sC_{gs2}$$

$$gm_2 V_{gs2} = gm_1 V_{gs1} - V_{gs2} sC_{gs2} \quad (A1.2)$$

Isolando  $V_{gs2}$  na equação acima, tem-se:

$$V_{gs2} = \frac{gm_1 V_{gs1}}{gm_2 + sC_{gs2}} \quad (A1.3)$$

Baseando-se na figura acima, tem-se que:

$$V_{gs1} = \frac{I2}{sC_{gs1}}$$

$$V_{gs1} = \frac{V}{RfsC_{gs1} + 1} \quad (A1.4)$$

Substituindo (A1.4) em (A1.3), resulta em:

$$V_{gs2} = \left( \frac{gm_1}{gm_2 + sC_{gs2}} \right) \left( \frac{V}{RfsC_{gs1} + 1} \right) \quad (A1.5)$$

Substituindo (A1.5) em (A1.1), tem-se:

$$I = \frac{gm_2 gm_1 V}{(gm_2 + sC_{gs2})(RfsC_{gs1} + 1)} + \frac{VsC_{gs1}}{RfsC_{gs1} + 1} \quad (A1.6)$$

$$I = V \left[ \frac{gm_2 gm_1 + sC_{gs1}(gm_2 + sC_{gs2})}{(gm_2 + sC_{gs2})(RfsC_{gs1} + 1)} \right] \quad (A1.7)$$

E a expressão completa da impedância dessa montagem ficará:

$$Z = \left[ \frac{RfsC_{gs1} + 1}{\frac{gm_2 gm_1}{(gm_2 + sC_{gs2})} + sC_{gs1}} \right] \quad (A1.8)$$

Entretanto, se os dois transistores forem iguais, pode-se considerar que  $C_{gs1} = C_{gs2} = C_{gs}$  e  $gm_1 = gm_2 = gm$ . Logo a expressão (A1.8) fica:

$$Z = \frac{RfsC_{gs} + 1}{\frac{gm^2}{(gm + sC_{gs})} + sC_{gs}} \quad (A1.9)$$

Rearranjando os termos e multiplicando o denominador (em cima e em baixo) por  $(gm - sC_{gs})$  para desaparecer o termo imaginário da parte de baixo desta fração, resulta-se em:

$$Z = \frac{RfsC_{gs} + 1}{\frac{gm^3 + j\omega^3 C_{gs}^3}{gm^2 + \omega^2 C_{gs}^2}} \quad (A1.10)$$

Considerando que  $gm^2 \gg \omega^2 C_{gs}^2$  (no nosso caso  $gm$  mínimo=30mA/V,  $\omega$  máximo=2GHz, e  $C_{gs}$  máximo=1pF, validando a simplificação).

A expressão da impedância resulta em:

$$Z = \frac{RfsC_{gs} + 1}{gm + j\omega \left( \frac{\omega C_{gs}}{gm} \right)^2} \quad (A1.11)$$

A expressão (A1.11) é idêntica àquela apresentada por Hara em [4] e [5]!

Além disso, baseado na simplificação proposta por Hara em [5] em que considera que nos FETs atuais:

$$gm \gg \omega \left( \frac{\omega C_{gs}}{gm} \right)^2 \quad (A1.12)$$

A expressão simplificada e aproximada da impedância de entrada da montagem da FIGURA 1 será:

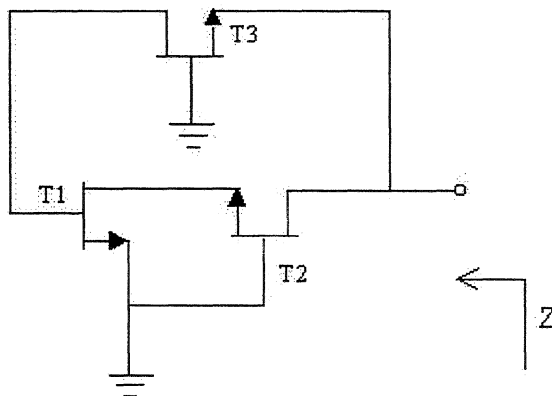
$$Z = \frac{RfsC_{gs} + 1}{gm} \quad (A1.13)$$

Essa expressão indica que com esta topologia tem-se uma parte real da impedância que depende inversamente da transcondutância (gm) do transistor e uma parte imaginária crescente com a frequência e inversamente proporcional a gm. Ambas as partes são dependentes do mesmo fator, limitando a aplicação da topologia.

## **APÊNDICE 2**

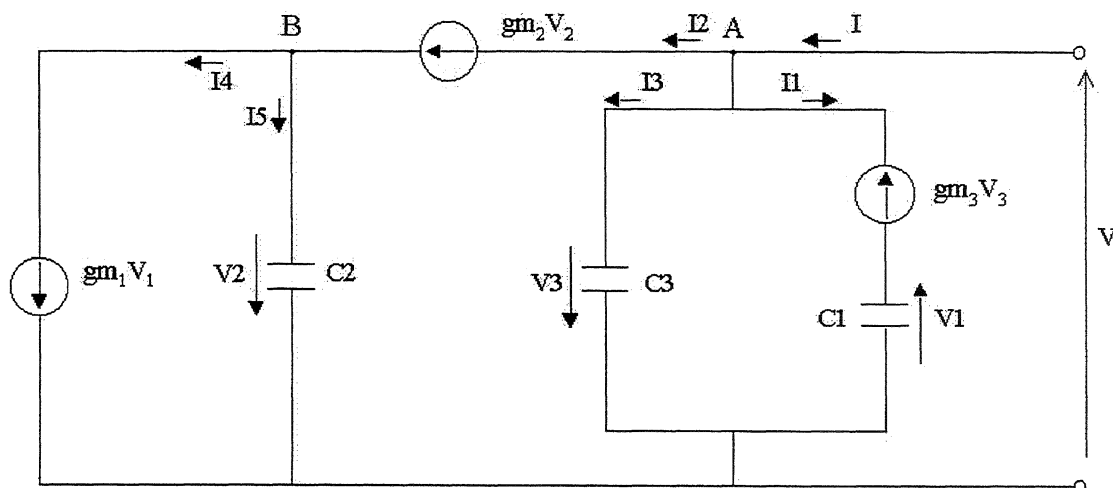
## CÁLCULO DA IMPEDÂNCIA DE ENTRADA PARA A MONTAGEM CASCODE COM 2 TRANSISTORES COM REALIMENTAÇÃO VIA FET

O circuito a ser analisado é mostrado na figura abaixo:



**FIGURA 70: Montagem Cascode com Realimentação via Resistência**

Aplicando-se o modelo de pequeno sinal simplificado adotado no decorrer deste trabalho, chega-se no seguinte circuito equivalente:



**FIGURA 71: Circuito Equivalente da Montagem Cascode Aplicando-se o Modelo de Pequeno Sinal Simplificado do Transistor**

Aplicando o método dos nós, tem-se:

Nó A:

$$I = I1 + I2 + I3$$

(A2.1)

$$I = -gm_3V_3 + gm_2V_2 - V_3sC_3 \quad (A2.2)$$

E como  $V = -V_3$ , a equação acima fica:

$$I = gm_3V + gm_2V_2 + VsC_3 \quad (A2.3)$$

Nó B:

$$I_2 = I_4 + I_5 \quad (A2.4)$$

$$gm_2V_2 = gm_1V_1 - V_2sC_2 \quad (A2.5)$$

E como:

$$V_1 = \frac{gm_3V}{sC_1} \quad (A2.6)$$

A equação (A2.5) resulta em:

$$gm_2V_2 + V_2sC_2 = \frac{gm_1gm_3V}{sC_1} \quad (A2.7)$$

Logo:

$$V_2 = \frac{gm_1gm_3V}{(gm_2 + sC_2)sC_1} \quad (A2.8)$$

E substituindo-se (A2.8) em (A2.3):

$$I = gm_3V + \frac{gm_1gm_2gm_3V}{(gm_2 + sC_2)sC_1} + VsC_3 \quad (A2.9)$$

$$I = V(gm_3 + sC_3) + V \left[ \frac{gm_1gm_2gm_3}{(gm_2sC_1 + s^2C_1C_2)} \right] \quad (A2.10)$$

considerando que  $gm_3 \gg sC_3$ , tem-se:

$$I = V \left[ gm_3 + \frac{gm_1 gm_2 gm_3}{(gm_2 sC_1 + s^2 C_1 C_2)} \right] \quad (A2.11)$$

$$I = V \left[ \frac{gm_1 gm_2 gm_3 + gm_2 gm_3 sC_1 + s^2 C_1 C_2 gm_3}{(gm_2 sC_1 + s^2 C_1 C_2)} \right] \quad (A2.12)$$

Analisando o denominador desta expressão, e substituindo-se  $s$  por  $j\omega$  pode-se considerar que:

$$gm_2 j\omega C_1 \gg -\omega^2 C_1 C_2 \quad (A2.13)$$

Então a equação (A2.12) resulta em:

$$I = V \left[ \frac{gm_1 gm_2 gm_3}{gm_2 sC_1} + \frac{gm_2 gm_3 sC_1}{gm_2 sC_1} + \frac{s^2 C_1 C_2 gm_3}{gm_2 sC_1} \right] \quad (A2.14)$$

$$I = V \left[ \frac{gm_1 gm_3}{sC_1} + gm_3 + \frac{sC_2 gm_3}{gm_2} \right] \quad (A2.15)$$

Se os dois transistores T1 e T2 forem idênticos,  $C_1=C_2=C$  e  $gm_1=gm_2=g$ , a equação acima fica:

$$I = V \left[ \frac{ggm_3}{sC} + gm_3 + \frac{sCgm_3}{g} \right] \quad (A2.16)$$

$$I = Vgm_3 \left[ 1 + \frac{g}{sC} + \frac{sC}{g} \right] \quad (A2.17)$$

$$I = Vgm_3 \left[ \frac{s^2 C^2 + sCg + g^2}{sCg} \right] \quad (A2.18)$$

E como  $s^2 C^2$  é muito pequeno, pode-se simplificar a equação acima, resultando em:

$$I = Vgm_3 \left[ \frac{sCg + g^2}{sCg} \right] \quad (A2.19)$$



$$I = Vgm_3 \left[ 1 + \frac{g}{sC} \right] \quad (A2.20)$$

Se for considerado que  $g/sC \gg 1$ , tem-se:

$$I = Vgm_3 \left[ \frac{g}{sC} \right] \quad (A2.21)$$

Essa consideração implica no cancelamento da parte real da expressão A2.20. Se for considerado a seguinte condição:  $g=30\text{mA}$ ,  $C=1\text{pF}$  e uma frequência de  $2\text{GHz}$ , por exemplo, uma proporção na ordem de 2:1 é alcançada, invalidando a simplificação. Além disso, a transcondutância não pode ser maior que  $120\text{mA}$ , para o transistor adotado no trabalho, para que o mesmo não entre em saturação.

E finalmente, a expressão aproximada da impedância de entrada para este tipo de montagem ficará:

$$Z = \frac{sC}{gm_3 g} = \frac{j\omega C}{gm_3 g} \quad (A2.22)$$

onde:

$g$  é a transcondutância dos 2 transistores da montagem cascode

$gm_3$  é a transcondutância do FET de realimentação

$C$  é a capacitância porta-fonte ( $C_{gs}$ ) dos transistores da montagem cascode

$\omega$  é a frequência angular ( $\omega=2\pi f$ )

A expressão da impedância para este tipo de montagem proposta também por Hara em [9] e [10], sugeriria um resultado muito interessante. Pode-se dizer que esta indutância ativa possui, em teoria, um comportamento ideal, ou seja, possui uma parte imaginária da impedância crescente com a frequência e uma parte real nula para quaisquer que sejam as frequências que se utilize. Entretanto, considerando válida a simplificação que originou A2.21, a expressão A2.22 sugere que valores de indutância mais elevados podem ser alcançados com a diminuição das transcondutâncias  $g$  e  $gm_3$ . Como o valor mínimo da

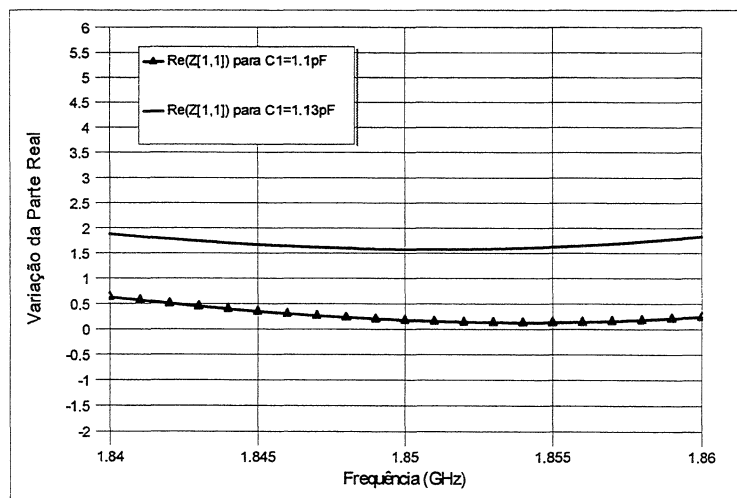
transcondutância é 30mA (considerando  $T1=T2=T3$ ), e para frequências de operação inferiores a 2GHz, valores de indutância menores que uma dezena de nH podem ser alcançados como esta topologia.

## **APÊNDICE 3**

## VARIAÇÃO MÁXIMA PERMITIDA PARA OS ELEMENTOS DA INDUTÂNCIA ATIVA

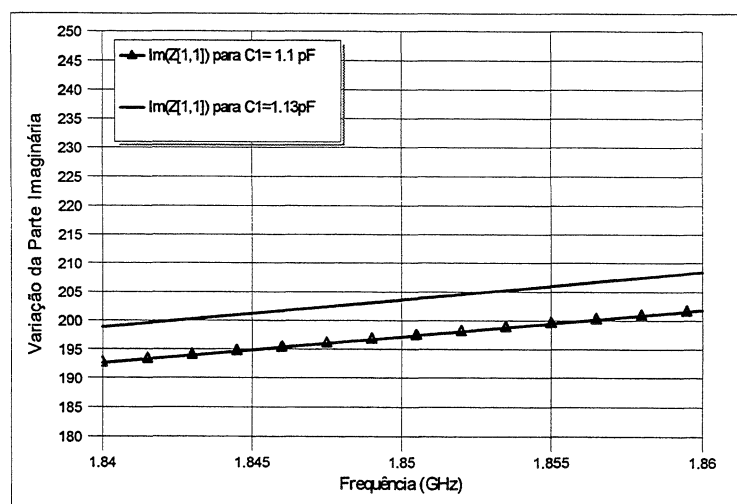
- *Variação Máxima Permitida Isoladamente para  $C1$  ( $R_f$ ,  $R_l$  e  $R_s$  constantes)*

Parte Real: Como pode-se observar na figura abaixo, valores maiores de  $C1$  implicam em valores maiores da parte real e, conseqüentemente, numa maior perda ôhmica.



**FIGURA 72: Variação da Parte Real para Variações Máximas de  $C1$**

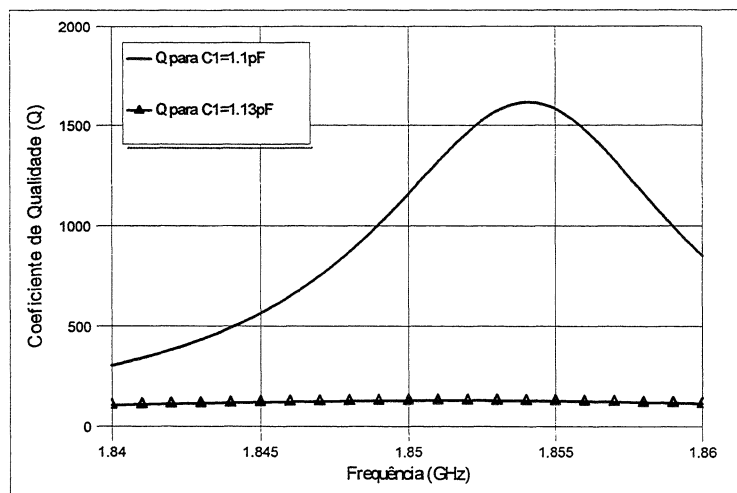
Parte Imaginária: A análise da variação da parte imaginária da impedância de entrada do circuito, como mostra a figura abaixo, sugere que valores maiores de  $C1$  implicam em valores um pouco maiores da parte imaginária, ou seja, da indutância que se consegue obter.



**FIGURA 73: Variação da Parte Imaginária para Variações Máximas de  $C1$**

Coefficiente de Qualidade: O valor limite máximo de  $C1$  (1,13pF) foi fixado com o objetivo principal de manter um coeficiente de qualidade aceitável numa banda de funcionamento e em

torno da frequência de utilização. Valores maiores que  $C1$  ótimo implicam um menor coeficiente de qualidade, nesse caso num limite em torno de 150.

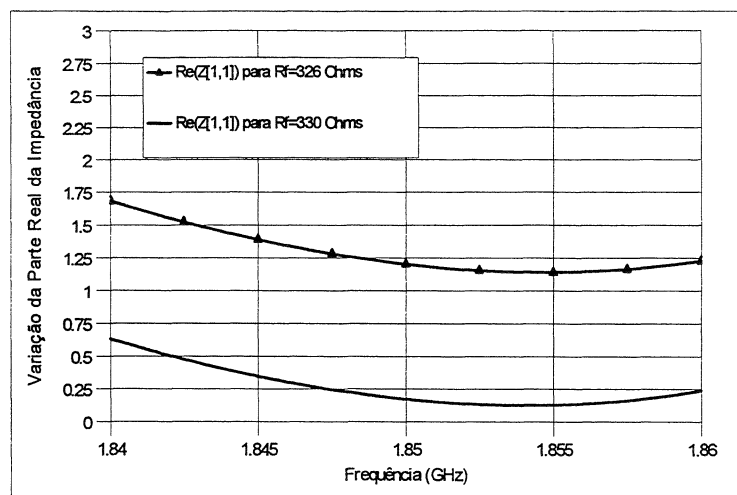


**FIGURA 74: Variação do Coeficiente de Qualidade para Variações Máximas de  $C1$**

Os gráficos das FIGURA 72, FIGURA 73 e FIGURA 74 mostram que os valores de  $C1$  podem variar no máximo entre  $1,1\text{pF}$  e  $1,13\text{pF}$ , sendo o primeiro o valor ótimo. Esses resultados evidenciam um grande obstáculo, talvez o maior deles, para a concepção de um circuito de indutância ativa utilizando uma montagem deste tipo, que é a utilização de componentes mais precisos e um controle mais rigoroso das capacitâncias parasitas que carregarão o circuito.

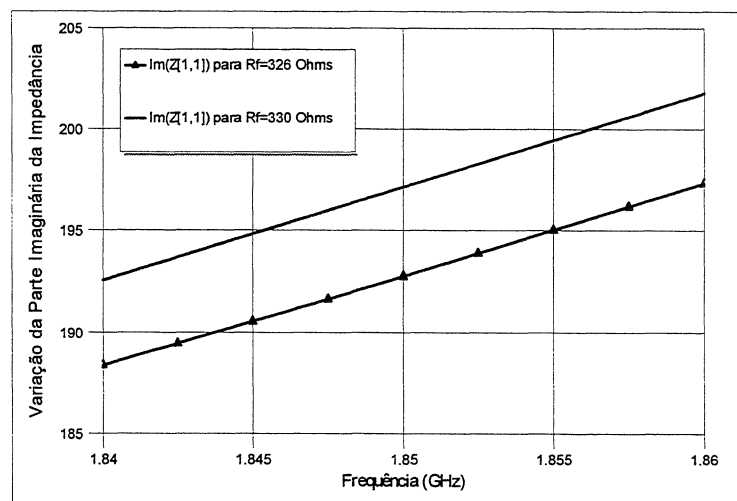
- *Variação Máxima Permitida Isoladamente para  $R_f$  ( $C1$ ,  $R1$  e  $R_s$  constantes)*

Parte Real: Como pode ser visualizado na figura abaixo, para valores de  $R_f$  abaixo do valor ótimo ( $330\Omega$ ), o circuito apresentará um maior valor da parte real da impedância, ocasionando maiores perdas em torno de  $f_u$ .



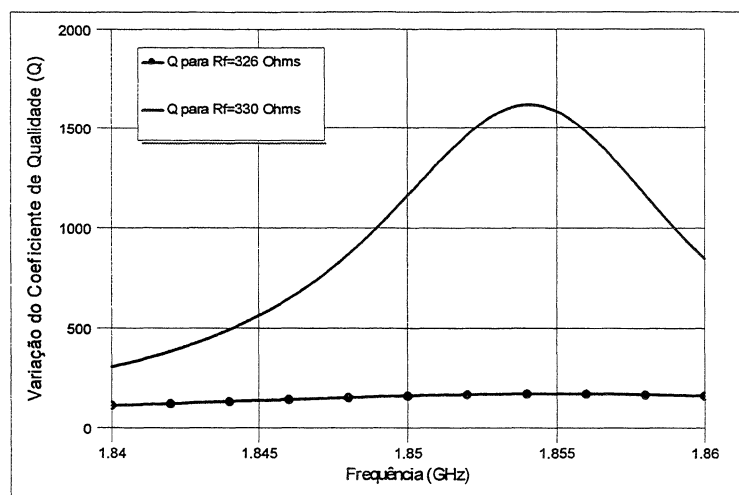
**FIGURA 75: Variação da Parte Real para Variação Máxima de Rf**

Parte Imaginária: Para valores de Rf abaixo do valor ótimo, o circuito apresentará um menor valor de indutância simulada.



**FIGURA 76: Variação da Parte Imaginária para Variação Máxima de Rf**

Coefficiente de Qualidade: Para valores de Rf abaixo do valor ótimo, o circuito apresentará um menor coeficiente de qualidade, em torno de 200.

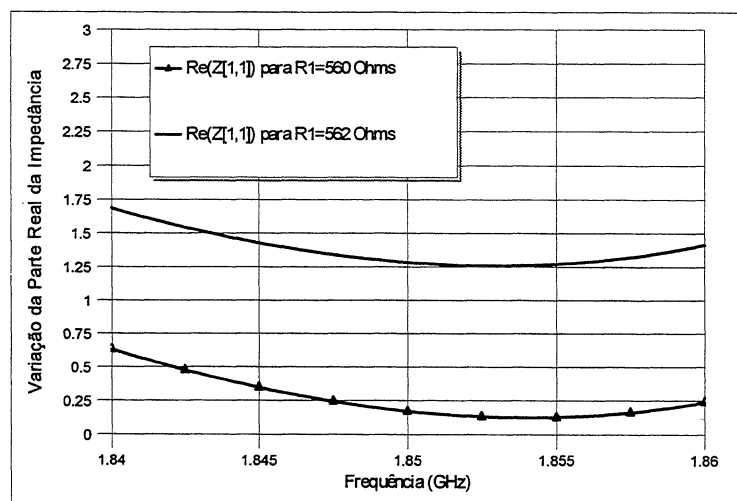


**FIGURA 77: Variação do Coeficiente de Qualidade para uma Variação Máxima de Rf**

Os gráficos das FIGURA 75, FIGURA 76 e FIGURA 77 mostram que os valores de Rf podem variar isoladamente entre 326Ω e 330Ω (sendo o último o valor ótimo) sem afetar significativamente o desempenho da indutância ativa.

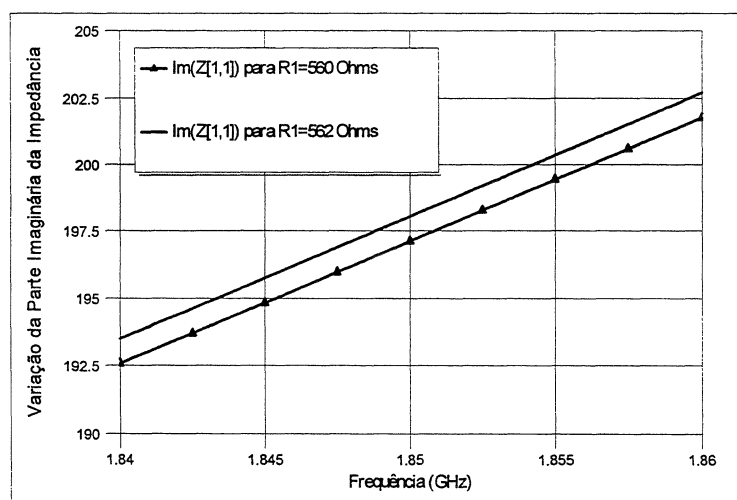
- *Variação Máxima Permitida Isoladamente para R1 (Rf, Rs e C1 constantes)*

Parte Real: Para valores acima do valor ótimo ( $R1=560\Omega$ ), o circuito apresentará uma maior perda ôhmica.



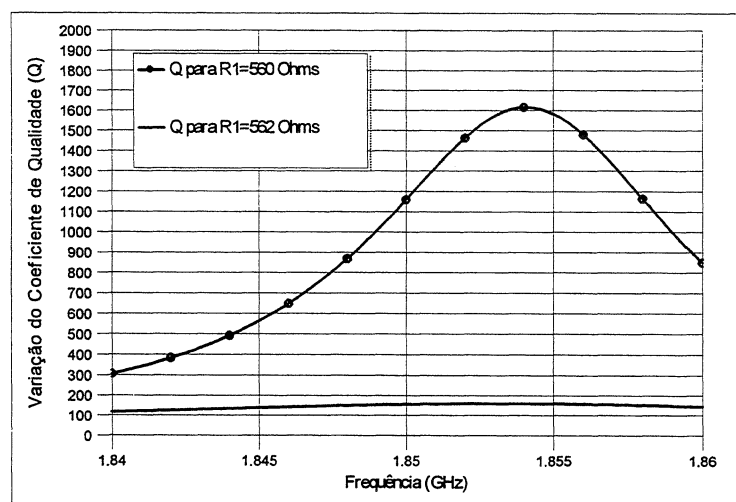
**FIGURA 78: Variação da Parte Real para uma Variação Máxima de R1**

Parte Imaginária: Para valores de  $R_1$  acima do valor ótimo, o circuito apresentará um maior valor da parte imaginária e conseqüentemente da indutância obtida.



**FIGURA 79: Variação da Parte Imaginária para uma Variação Máxima de  $R_1$**

Coefficiente de Qualidade: Como pode ser observado na figura abaixo, o valor limite de  $R_f$  foi fixado com o objetivo de manter um coeficiente de qualidade mínimo de 100 para uma determinada banda de frequências, para uma mesma frequência de utilização.



**FIGURA 80: Variação do Coeficiente de Qualidade para uma Variação Máxima de  $R_1$**

Os gráficos das FIGURA 78, FIGURA 79 e FIGURA 80 mostram que os valores de  $R_f$  podem variar no máximo entre  $326\Omega$  e  $330\Omega$ , sendo o último o valor ótimo.



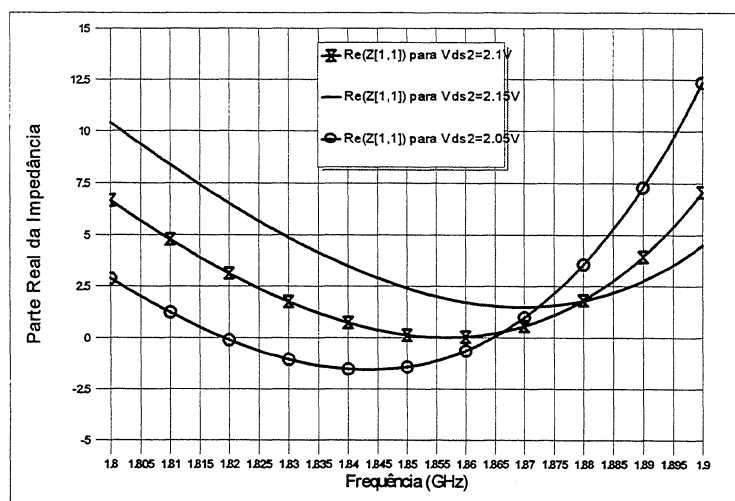
## **APÊNDICE 4**

## VARIAÇÕES MÁXIMAS PERMITIDAS PARA AS TENSÕES DE POLARIZAÇÃO

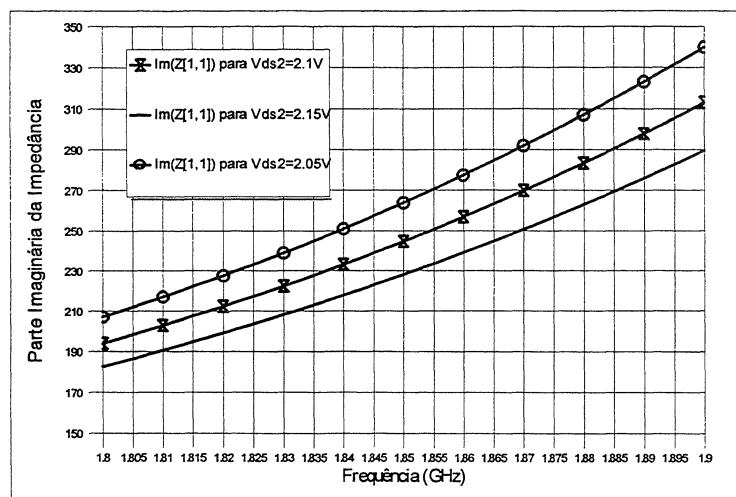
Após a análise da variação permitida aos componentes do circuito da indutância ativa, é importante compreender e analisar a variação máxima permitida para as tensões de polarização ( $V_{ds1}$ ,  $V_{ds2}$ ,  $V_{gs1}$  e  $V_{gs2}$ ), levando-se em conta, evidentemente, que o circuito já tenha sido concebido e que não se possa variar os valores dos componentes, inclusive  $R_s$ . Esta análise é válida para que se possa especificar a faixa de variação permitida isoladamente destas tensões sem que se comprometa o desempenho do circuito. Para isso, esta faixa de valores foi especificada através de inúmeras e sucessivas simulações objetivando manter o coeficiente de qualidade maior que uma centena ( $Q > 100$ ) numa dada banda de funcionamento.

### -Variação Isolada de $V_{ds2}$ : (para $V_{ds1}=2V$ , $V_{gs1}=V_{gs2}=-0,7V$ )

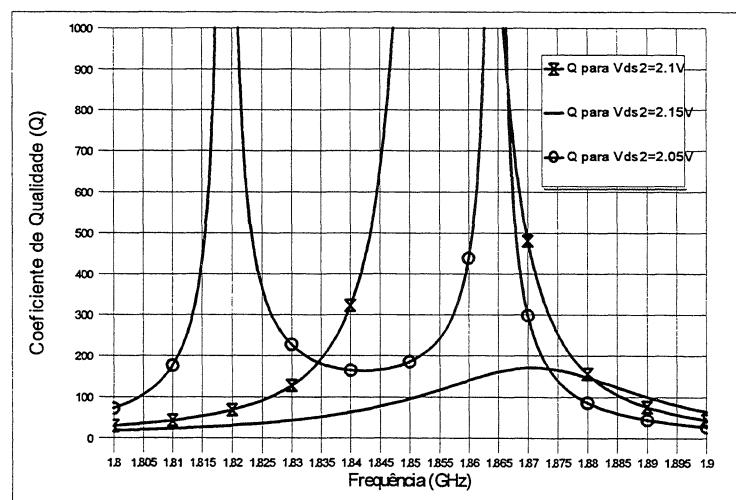
No primeiro caso, variou-se a tensão  $V_{ds2}$  até os limites máximos permitidos. Os resultados apresentados nas figuras abaixo mostram que, o valor de  $V_{ds2}$  deve ficar obrigatoriamente entre 2,1V e 2,15V, sendo o primeiro o valor ótimo. Para valores inferiores a 2,1V, o circuito apresenta uma parte real negativa, o que não é desejado neste caso, pois o circuito vem sendo projetado para não apresentar nenhum tipo de ganho.



**FIGURA 81: Variação da Parte Real para Variação Máxima Permitida para  $V_{ds2}$  ( $V_{ds1}$ ,  $V_{gs1}$ ,  $V_{gs2}$  e componentes constantes)**



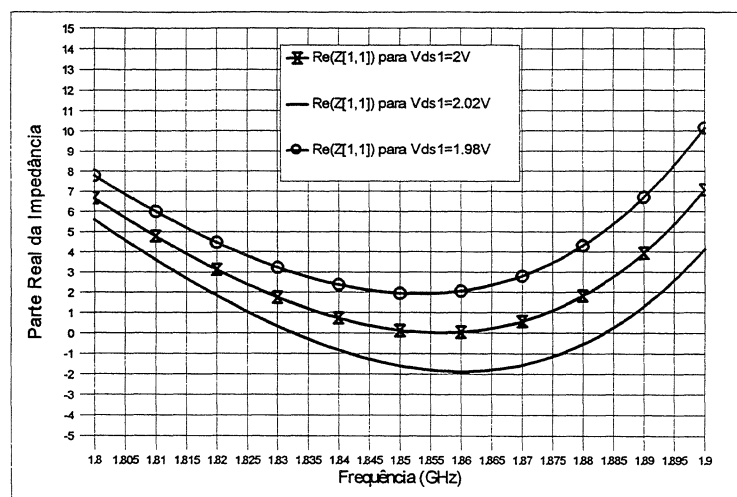
**FIGURA 82:** Variação da Parte Imaginária para Variação Máxima Permitida para  $V_{ds2}$  ( $V_{ds1}$ ,  $V_{gs1}$ ,  $V_{gs2}$  e componentes constantes)



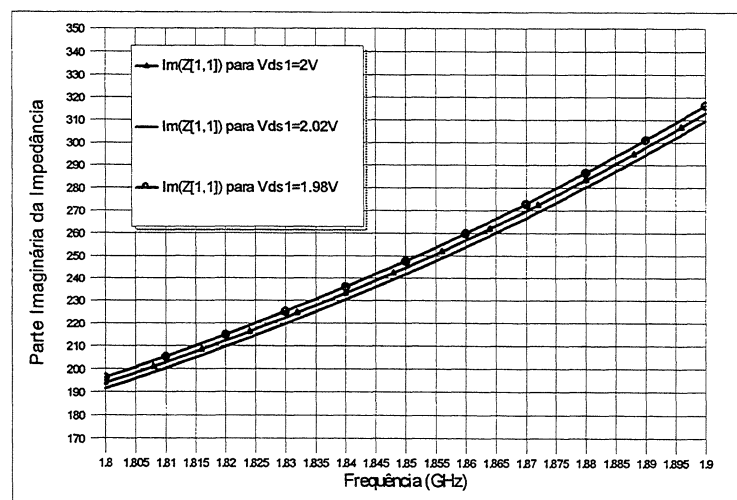
**FIGURA 83:** Variação do Coeficiente de Qualidade para Variação Máxima Permitida para  $V_{ds2}$  ( $V_{ds1}$ ,  $V_{gs1}$ ,  $V_{gs2}$  e componentes constantes)

#### -Variação Isolada de $V_{ds1}$ : (para $V_{ds2}=2,1\text{V}$ , $V_{gs1}=V_{gs2}=-0,7\text{V}$ )

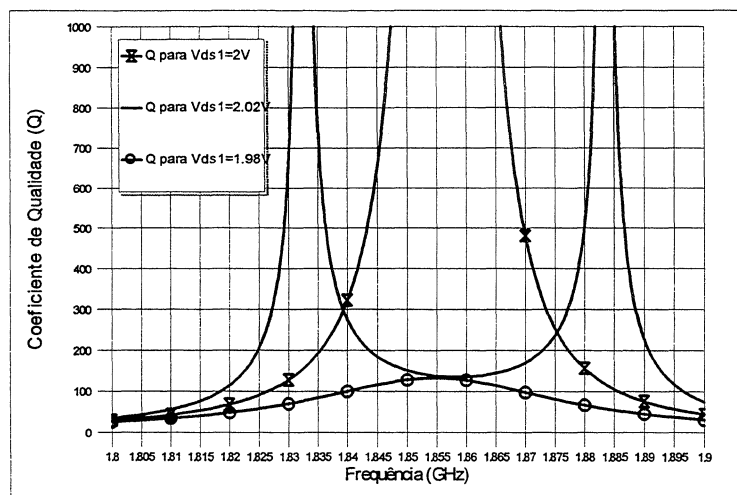
Na sequência, variou-se a tensão  $V_{ds1}$  até os limites máximos permitidos. Os resultados apresentados nas figuras abaixo mostram que o valor de  $V_{ds1}$  deve ficar, obrigatoriamente, entre 1,98V e 2V, sendo o último o valor ótimo. Entretanto, como pode-se visualizar no gráfico da parte real da impedância, se for possível o ajuste de  $R_s$ , estes limites máximos permitidos seriam expandidos, o que ocasionaria uma maior flexibilidade em relação à variação de  $V_{ds1}$ .



**FIGURA 84: Variação da Parte Real para Variação Máxima Permitida para  $V_{ds1}$  ( $V_{ds2}$ ,  $V_{gs1}$ ,  $V_{gs2}$  e componentes constantes)**



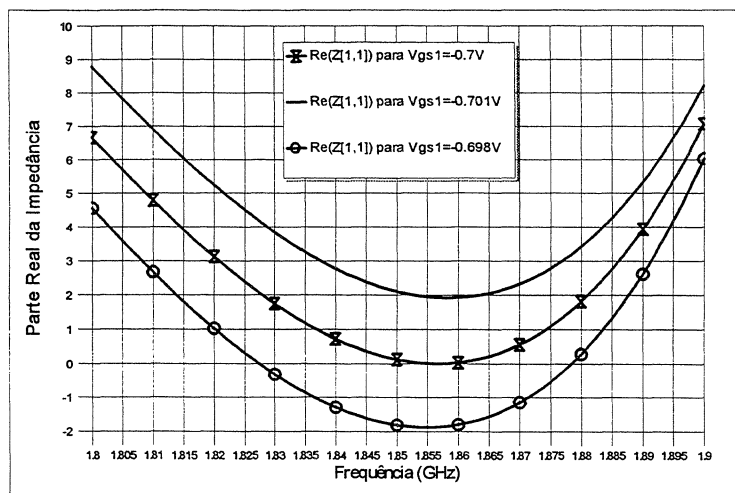
**FIGURA 85: Variação da Parte Imaginária para Variação Máxima Permitida para  $V_{ds1}$  ( $V_{ds2}$ ,  $V_{gs1}$ ,  $V_{gs2}$  e componentes constantes)**



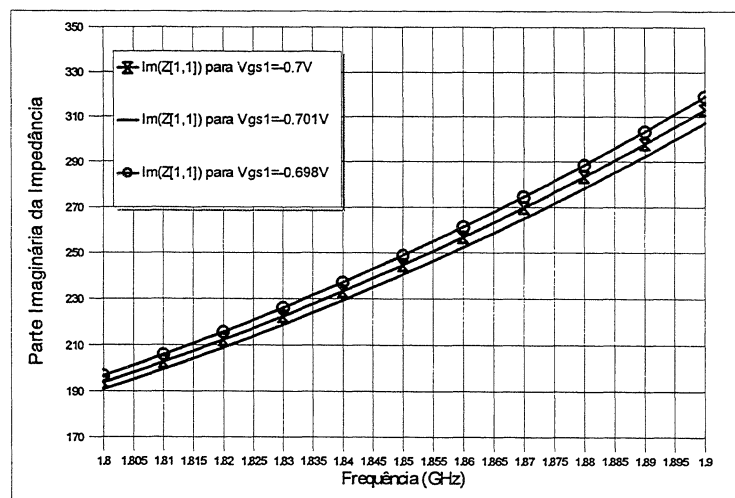
**FIGURA 86: Variação do Coeficiente de Qualidade para Variação Máxima Permitida para Vds1 (Vds2, Vgs1, Vgs2 e componentes constantes)**

**-Variação Isolada de Vgs1: (para Vds1=2V, Vds2=2,1V, Vgs2=-0,7V)**

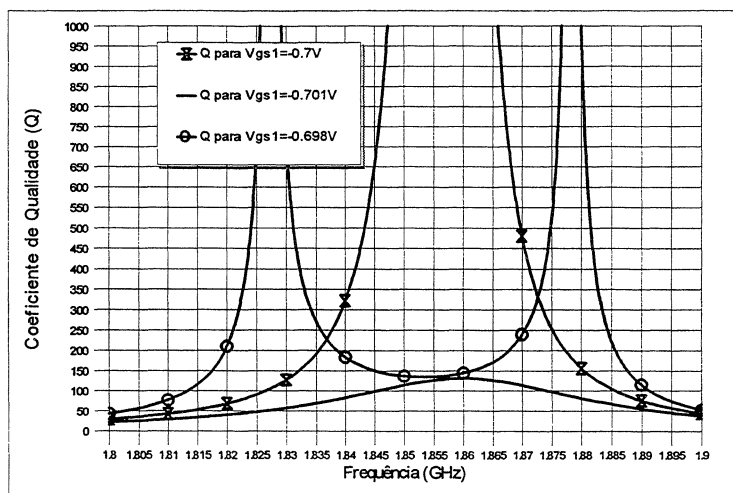
Em seguida, variou-se a tensão Vgs1 até os limites máximos permitidos. Os resultados apresentados nas figuras abaixo mostram que, o valor de Vgs1 deve ficar obrigatoriamente entre  $-0,698\text{V}$  e  $-0,701$ , sendo o valor ótimo igual a  $-0,7\text{V}$ . Estes resultados evidenciam uma limitação já comentada anteriormente para a implementação deste circuito: a sensibilidade da indutância ativa com relação à variação de seus parâmetros de polarização. Entretanto, como pode-se visualizar no gráfico da parte real da impedância, se for possível o ajuste de Rs, estes limites máximos permitidos seriam expandidos, o que ocasionaria uma maior flexibilidade em relação à variação de Vgs1.



**FIGURA 87:**Variação da Parte Real para Variação Máxima Permitida para  $V_{gs1}$  ( $V_{ds1}$ ,  $V_{ds2}$ ,  $V_{gs2}$  e componentes constantes)



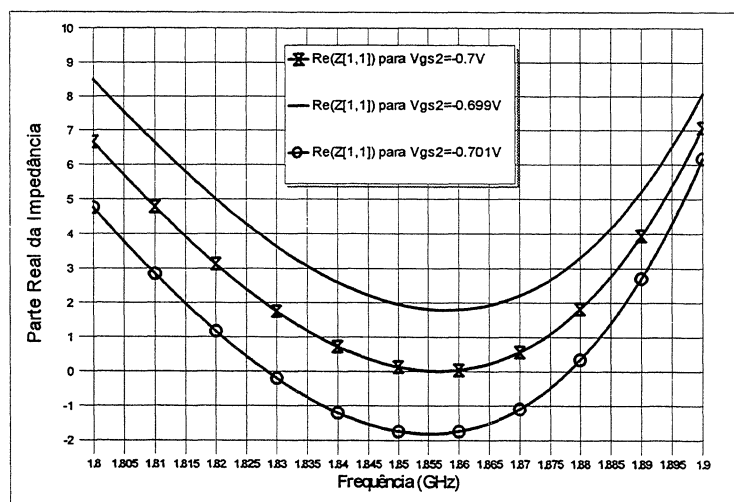
**FIGURA 88:**Variação da Parte Imaginária para Variação Máxima Permitida para  $V_{gs1}$  ( $V_{ds1}$ ,  $V_{ds2}$ ,  $V_{gs2}$  e componentes constantes)



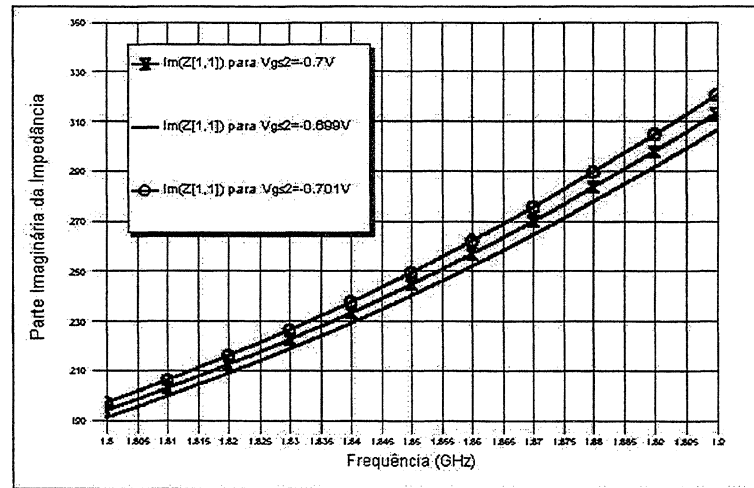
**FIGURA 89:**Variação do Coeficiente de Qualidade para Variação Máxima Permitida para  $V_{gs1}$  ( $V_{ds1}$ ,  $V_{ds2}$ ,  $V_{gs2}$  e componentes constantes)

**-Variação Isolada de  $V_{gs2}$ : (para  $V_{ds1}=2V$ ,  $V_{ds2}=2V$  e  $V_{gs2}=-0,7V$ )**

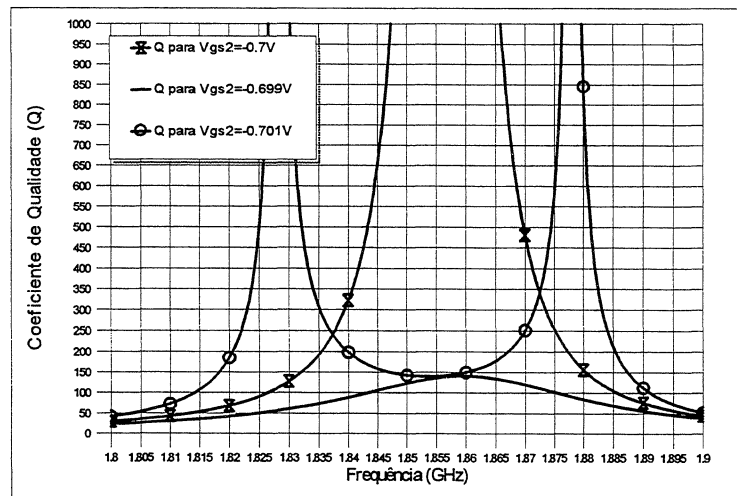
Da mesma forma que para a variação de  $V_{gs1}$ , os valores permitidos para  $V_{gs2}$  devem estar, obrigatoriamente, entre  $-0,699V$  e  $-0,701V$ , sendo  $-0,7V$  o valor ótimo. A mesma limitação com relação à sensibilidade comentada no item anterior vale para este caso. De maneira análoga, uma variação de  $R_s$  permitiria uma expansão nestes limites máximos permitidos, o que ocasionaria uma maior flexibilidade em relação à variação de  $V_{gs2}$ .



**FIGURA 90:** Variação da Parte Real para Variação Máxima Permitida para  $V_{gs2}$  ( $V_{ds1}$ ,  $V_{ds2}$ ,  $V_{gs1}$  e componentes constantes)



**FIGURA 91:** Variação da Parte Imaginária para Variação Máxima Permitida para  $V_{gs2}$  ( $V_{ds1}$ ,  $V_{ds2}$ ,  $V_{gs1}$  e componentes constantes)



**FIGURA 92:** Variação do Coeficiente de Qualidade para Variação Máxima Permitida para  $V_{gs2}$  ( $V_{ds1}$ ,  $V_{ds2}$ ,  $V_{gs1}$  e componentes constantes)