

**Inatel**

*Instituto Nacional de Telecomunicações*

Dissertação de Mestrado

**UM ESTUDO SOBRE  
AMPLIFICADORES DE RF  
FAIXA LARGA**

**ANTONIO RODOLPHO CARNEIRO ADAMI**

**MARÇO / 2006**

**UM ESTUDO SOBRE AMPLIFICADORES  
DE RF FAIXA LARGA**

Antônio Rodolpho Carneiro Adami

Dissertação apresentada ao Instituto Nacional de  
Telecomunicações – INATEL, como parte dos requisitos  
para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica

Orientador: Dr Wilton Ney do Amaral Pereira

**Santa Rita do Sapucaí  
2006**

Dissertação defendida e aprovada em / /2006, pela comissão julgadora:

---

Dr Pedro Paulo Leite do Prado – UNITAU

---

Dr Antônio Justino Ribeiro – INATEL

---

Dr Wilton Ney do Amaral Pereira Orientador – INATEL

---

**Dr Adonias Costa da Silveira**  
Coordenador do curso

À minha esposa  
Elizabeth, meu  
filho Rodolpho e  
aos meus pais

## **Agradecimentos**

*Ao Professor Dr Wilton Ney do Amaral Pereira, tão importante para o meu desenvolvimento durante este período de estudo. Tenho certeza que os conhecimentos adquiridos me serão muito úteis e estarei sempre em débito. Sua orientação segura e entusiasta, tanto para com minha pessoa, quanto para todos os seus alunos, nos fizeram o suficiente fortes para transpor obstáculos que pareciam intransponíveis.*

*À Televisão Abril ,na pessoa de seu Diretor de Tecnologia ,Virgílio Amaral pelo crédito aos projetos de nacionalização .Aos amigos da TVA, pelo incentivo e interesse, por este trabalho de Mestrado, principalmente ao **Elias J. Santos, Márcio Rodrigues, Edimilson Martins ,Júlio de Cardenas, Augusto Zeferino, Bruscatto e Roberto Alexandre , Alex Seino Granja , Ulysses Resende ,Fernando Climaco e ao Ernesto Perez .***

*Um agradecimento especial ao amigo **André Martins**, da **Proqualite** , pelas centenas de horas de trabalho empenhadas na elaboração de circuitos, testes e sugestões técnicas que viabilizaram a implementação dos circuitos sob estudo.*

*À **Proqualite** ,na pessoa de seu **Diretor Técnico , o Engenheiro Alexandre Trindade** pelo espírito inovador e nacionalista. Pelo apoio em todas as fases deste projeto.*

*À **Rita Elena Carneiro Adami** pelo cuidadoso trabalho de digitação e intensa dedicação na elaboração deste trabalho .*

*À **Robélia Costa Carneiro** pelo carinho e competência dedicados a todos os alunos do Mestrado.*

*Finalmente, aos **Professores Aurélio Garcia, Carlos Alberto Lucietto, Wilton Fleming** e ao **Professor Dr Pedro Paulo Leite do Prado** pelo incentivo, pelos materiais didáticos, pela orientação nos problemas de difícil solução, enfim, pela luz em meu caminho.*

***Ao Criador**, por permitir, pensar e descobrir a cada dia, um pouco mais de sua obra infinita.*

# SUMÁRIO

<b>CAPÍTULO 1</b>	
<b>INTRODUÇÃO</b> .....	1
1.1 Objetivo do Trabalho.....	1
1.2 Metodologia Empregada.....	2
1.3 Justificativa para o Estudo.....	3
1.4 Revisão Bibliográfica.....	4
1.5 Composição do Trabalho.....	6
<b>CAPÍTULO 2</b>	
<b>A Escolha da Configuração</b> .....	8
2.1 A Configuração “ Cascode ” .....	8
2.2 Determinação das Impedâncias Ótimas de Entrada e Saída na configuração Simétrica.....	11
<b>CAPÍTULO 3</b>	
<b>Equações de Projeto para o Amplificador de RF Faixa Larga</b> .....	22
3.1 O Modelo T .....	23
3.2 Matriz Admitância da Configuração “ Cascode ” com realimentação Série (degeneração de emissor) e Paralela .....	27
3.3 Equações para Ajuste Inicial .....	36
3.3.1 Admitância de entrada.....	36
3.3.2 Admitância de Saída .....	38
3.3.3 Ganho de Transdutor.....	41
<b>CAPÍTULO 4</b>	
<b>Modelagem Linear do Amplificador Simétrico “Cascode ” Através da Análise Nodal</b> .....	49
4.1 Introdução.....	49
4.2 O Método Nodal .....	51
4.3 O Amplificador de RF Faixa Larga na Configuração Simétrica “Cascode” .....	53
4.3.1 Introdução.....	53
4.3.2 Descrição do Circuito .....	53
4.4 Aplicando o Método Nodal .....	57
<b>CAPÍTULO 5</b>	
<b>Redução de uma rede nodal de N acessos para uma rede de 02 acessos</b> .....	72
5.1 Introdução .....	72
5.2 Método analítico para obtenção dos parâmetros y.....	72
5.3 Método Computacional : Método de Gauss- Jordan aplicado às equações nodais .....	73
<b>CAPÍTULO 6</b>	
<b>Matriz Admitância Indefinida</b> .....	77
<b>CAPÍTULO 7</b>	
<b>Simulação do Amplificador de RF Faixa Larga na Configuração Simétrica “Cascode ”</b> .....	84
7.1 Introdução.....	84
7.2 Resultados obtidos com a simulação.....	86
<b>CAPÍTULO 8</b>	
<b>Resultados Práticos</b> .....	89

<b>CAPÍTULO 9</b>	
<b>Conclusões Finais</b> .....	100

<b>REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS</b> .....	102
---	-----

**ANEXO A**

<b>Programa " Amplificador de RF Faixa Larga na Configuração Simétrica Cascode "</b>	A1
--	----

**ANEXO B**

<b>Modelagem de um Transformador de RF Faixa Larga</b> .....	B1
Introdução.....	B1
O Coeficiente de Acoplamento.....	B5
Cálculo do ganho de tensão e corrente .....	B7
Medida do Fator de Acoplamento K .....	B10
Matriz ABCD ou Matriz [A] .....	B17
Matriz ABCD de quadripolos em cascata .....	B17
Matriz ABCD de um circuito série .....	B19
Matriz ABCD de circuitos em paralelo .....	B20
Matriz ABCD de uma linha de transmissão sem perdas de comprimento d.....	B20
Matrizes Y conectadas em paralelo .....	B21
Matrizes Z conectadas em série .....	B23
Um modelo de transformador de RF mais completo .....	B24
Valores medidos para entrada no programa " Modelagem de um transformador de RF" .....	B33
Determinação do fator K .....	B34
Programa Modelagem de um Transformador de RF .....	B36

**ANEXO C**

<b>Programa para o cálculo da raiz da Função Y</b> .....	C1
--	----

**ANEXO D**

<b>Programa para plotagem da Função Y</b> .....	D1
---	----

## Lista de Abreviaturas e Siglas

<b>ADS</b>	Advanced Design System Software de Simulação e Projeto de RF da Agilent Technologies
<b>BJT</b>	Bipolar Junction Transistor Transistor de junção Bipolar
<b>BW</b>	Bandwith – Largura e Faixa
<b>CATV</b>	Community Antenna Television Antena Comunitária de TV, TV a Cabo
<b>CDMA</b>	Code Division Multiple Access Acesso Múltiplo por Divisão de Código
<b>CSO</b>	Composite Second Order Distorções de Segunda Ordem Compostas
<b>CTB</b>	Composite Triple Beat Batimentos de Terceira Ordem Compostos
<b>MNA</b>	Modified Nodal Analysis Análise Nodal Modificada
<b>MTP</b>	Máxima Transferência de Potência
<b>NF</b>	Noise Figure Figura de Ruído
<b>Scilab</b>	Scientific – Laboratory Ambiente para Desenvolvimentos Matemáticos de Distribuição Livre
<b>SPICE</b>	Simulation Program With Integrated Circuit Emphasis Programa de Simulação com ênfase em Circuitos Integrados
<b>XMOD</b>	Cross – Modulation Modulação – Cruzada



## Lista de Símbolos

$\beta_o$	Ganho de corrente do BJT para pequenos sinais em baixa frequência
$C_{b'c}$	capacitância de barreiras entre coletor e base efetiva do modelo $\pi$ -híbrido
$C_{b'e}$	capacitância de barreira entre a base efetivo e o emissor do modelo $\pi$ -híbrido
$C_\infty$	capacitância de desacoplamento ou acoplamento
det	determinante
$g_m$	transcondutância para pequenos sinais
GT	Ganho de transdutor
$\bar{I}_c$	Corrente contínua de coletor
K	coeficiente de acoplamento
M	Indutância mútua
n	número total de nós de um circuitos
N	relação entre o número de espiras entre dois enrolamentos de um transformador
$P_{avs}$	Potência disponível na fonte
$P_L$	Potência na carga
$r_{bb'}$	resistência entre a base efetiva e o terminal de base
$r_{b'c}$	resistência dinâmica entre coletor e a base efetiva do modelo $\pi$ híbrido
$r_{b'e}$	resistência dinâmica efetiva do modelo $\pi$ híbrido correspondente à resistência dinâmica da junção vista pelo lado da base
$r_{ce}$	resistência de saída para pequenos sinais do modelo $\pi$ híbrido
$S_{11}$	Coefficiente de reflexão no acesso número 1 com acesso número 2 terminado com uma carga especificada
$S_{12}$	Coefficiente de transmissão do acesso número 2 para o acesso número 1, com uma carga especificada no acesso número 1
$S_{21}$	Coefficiente de transmissão do acesso número 1 para o acesso número 2, com uma carga especificada no acesso número 2
$S_{22}$	Coefficiente de reflexão do acesso número 2 com o acesso número 1, terminado com uma carga especificada

$\bar{V}_{ce}$	Tensão contínua entre coletor e emissor
$V_{O_{DIN45004B}}$	Tensão de saída de um circuito amplificador, medida de acordo como norma DIN45004B
$y_{ie}$	Admitância de entrada de um amplificador na configuração emissor comum com a saída em curto
$y_{ib}$	Admitância de entrada de um amplificador na configuração base comum com a saída em curto
$y_{fe}$	Admitância de transferência direta de um amplificador na configuração emissor comum com a saída em curto circuito
$y_{fb}$	Admitância de transferência direta de um amplificador na configuração base comum com a saída em curto circuito
$y_{oe}$	Admitância de saída de um amplificador na configuração emissor comum com uma entrada em curto circuito
$y_{ob}$	Admitância de saída de um amplificador na configuração base comum com uma entrada em curto circuito
$y_{re}$	Admitância de transferência reversa de um amplificador na configuração emissor comum com a entrada em curto circuito
$y_{rb}$	Admitância de transferência reversa de um amplificador na configuração base comum com a entrada em curto circuito
$y_{in}$	Admitância de entrada de um quadripolo
$y_{out}$	Admitância de saída de um quadripolo
$Z_0$	Impedância característica

## Resumo

O projeto de amplificadores RF faixa larga para redes de CATV e banda larga de dados, que atendam às especificações necessárias para transporte de centenas de canais, tanto analógicos quanto digitais, não apenas deve ser desempenhado com o auxílio de computadores mas também pela minuciosa modelagem de todos os componentes do circuito. Inicialmente, partindo-se da escolha de uma configuração que apresentasse características aceitáveis de distorção (Cascode), desenvolveu-se um conjunto de equações de projeto que relacionassem o comportamento de 1ª ordem do circuito com seus principais componentes. Estas equações apresentaram boa precisão para frequências até 300 MHz, negligenciando o efeito de elementos parasitas. A verificação da precisão deste modelo foi realizada com o auxílio do software Advanced Design System. Assim os valores ótimos dos componentes de circuito foram obtidos para início de projeto. Em uma segunda etapa, elaborou-se um modelo de circuito mais aprimorado, onde foram levados em conta os principais elementos parasitas que tinham considerável influência no limite superior da faixa de frequência da utilização do amplificador. A consideração apenas dos elementos parasitas principais, visou à redução do tempo de simulação. Com a utilização do método de análise dos nós foi obtida a matriz de condutância nodal representativa dos  $N$  nós deste circuito. Aplicando sucessivamente o método de Gauss-Jordan a este sistema de equações, o número de pontos de acesso foi reduzido de  $N$  para apenas 2, ou seja para uma matriz reduzida de 2ª ordem. Neste ponto foi obtida a matriz  $y$  correspondente às portas de entrada e saída. Daí, pela aplicação de fórmulas clássicas de análise de circuitos, foram obtidos os parâmetros de circuito, tais como o ganho de transdutor e a perda por retorno de entrada e saída. Terminada a análise linear, foram verificadas as características não-lineares através de medidas em laboratório e para verificar a validade dos modelos apresentados, foram realizadas diversas medidas, em protótipos. Os resultados podem ser considerados muito bons.

Palavras-chave: Amplificador de RF faixa larga, Cascode, SCILAB, Alumina, CTB, CSO.

## Abstract

The design of wide band RF amplifiers for CATV networks and wide band data networks, which achieve the specifications needed to handle hundreds of analogic and digital channels, must to be carry out, not only with computers but also with detailed modeling of all components. First, we started choosing a configuration that could provide the best distortion reduction : the cascode configuration . Then , a set of design equations, which related the first order circuit behavior to its main components were developed. We observed good accuracy of these equations in frequencies as high as 300 MHz, neglecting the effect of the parasite elements . Then, we modeled a enhanced circuit, taking into account the main parasite elements, which had considerable influence upon the highest frequencies. In order to reduce the simulation time, we considered only the main parasite elements. So, the nodal method was applied with the purpose to obtain the nodal conductance matrix, which represents the circuit with N nodes. Applying the Gauss-Jordan method to these equations system, the number of access points were reduced to only 2. At this point we obtained a y matrix corresponding to the input and output ports. Then, it was possible to obtain the mains circuit parameters such as the transductor gain,the input return loss and the output return loss. Finally, after the linear analysis , a nonlinear analysis was performed in laboratory. The results of the measurements in the prototypes validated our approach.

Keywords: Wide band RF amplifier, Push-pull Cascode, SCILAB, Alumina,CTB,CSO.

# Introdução

## Capítulo 1

---

Os amplificadores de RF faixa larga para aplicações em TV a cabo (CATV “community antenna television”) devem apresentar características esmeradas em termos de distorção, tais como: batimentos composto de terceira ordem (“composite triple beat”, CTB), batimento composto de segunda ordem (“composite second order”, CSO), modulação cruzada (“cross-modulation”, XMOD). Ao mesmo tempo devem também apresentar baixa figura de ruído (“Noise Figure”, NF) e uma resposta em frequência plana. Tais características são necessárias, visto que, em uma rede de CATV, os amplificadores são instalados ao longo da rede, em distâncias regulares, de forma a compensar as perdas nos cabos de distribuição, produzem distorções e ruído que têm um efeito acumulativo ao longo do sistema.

Face à crescente demanda por largura de faixa imposta pelo aumento do número de canais analógicos e digitais oferecidos pelas operadoras de TV a cabo, esses amplificadores devem ser projetados utilizando técnicas e configurações que permitam obter distorção mínima, aliada a mínima figura de ruído. Valores típicos para amplificadores de CATV com largura de faixa de 5 MHz a 750 MHz,  $NF = 6,5\text{dB}$ , com uma potência de saída de 40 dBmV por canal com um carregamento de 110 canais (planos), apresentando  $CTB_{110\text{canais}} = -66\text{ dBc}$ ,  $XMD_{110\text{canais}} = -64\text{ dB}$ ,  $CSO_{110\text{canais}} = -70\text{ dBc}$  e ganho de transdutor de  $19\text{dB} \pm 1\text{dB}$ , são atualmente prontamente alcançados. Desenvolver técnicas de projeto de amplificadores que atendam simultaneamente a todas estas especificações representa um grande desafio de engenharia.

### 1.1 Objetivo do Trabalho

Meyer et al.[1], em seu trabalho pioneiro, analisaram um amplificador de RF faixa larga para aplicações em CATV utilizando uma configuração simétrica\*, com os transistores do estágio de saída na configuração super beta. Casamento de impedância em faixa larga associado a uma resposta em frequência plana foram conseguidos com a utilização simultânea da realimentação negativa série e paralela. Um ano após da publicação do trabalho de Meyer, Tuil [2] dos laboratórios de pesquisa da Philips

\* configuração simétrica ou configuração “push-pull”

Semiconductors publicou seu estudo o sobre o mesmo tema, porém, com um enfoque mais comercial que científico. Tuil expôs as vantagens em termos de redução das distorções apresentadas pela configuração simétrica com transistores na configuração “ cascode ” , utilizada nos módulos de amplificadores integrados híbridos para CATV, quando comparadas com as configurações de amplificadores de RF faixa larga convencionais .A configuração “cascode” [3], inicialmente utilizada com válvulas eletrônicas, consiste no caso dos transistores bipolares , de dois transistores conectados em emissor- comum base-comum . Em estudo exploratório realizado através do levantamento dos circuitos e através de medidas de laboratório aplicadas a diversos módulos híbridos de CATV , constatou-se que a configuração simétrica “cascode” é a que apresenta as menores distorções ,sendo também verificado que esta configuração é adotada pela maioria dos fabricantes destes dispositivos na atualidade .Verificou-se então que, desde a publicação do artigo de Meyer , não houve divulgação de literatura científica textos versando sobre os amplificadores de RF faixa larga para CATV na configuração simétrica “ cascode ”, que abordassem este assunto de forma cabal e didática.

Assim ,o objetivo principal deste trabalho foi investigar as características deste tipo de amplificador ,objetivando contribuir para o processo de sua fabricação nacional.

## **1.2 Metodologia Empregada**

Como primeiro passo, realizou-se um estudo exploratório das técnicas que permitissem amplificação faixa larga em RF com baixa distorção. A revisão bibliográfica revelou existirem poucos textos voltados para a área dos amplificadores de CATV, destacando-se os trabalhos de Meyer et al.[1] e Tuil [2] .Por inspeção circuital realizada com o auxílio de um microscópio em diversos módulos de amplificadores de CATV comerciais, observou-se que a configuração atualmente em uso é ainda a mesma referida no trabalho de Tuil [2], ou seja a configuração simétrica “cascode”. Uma vez escolhida a configuração para o estudo, face ao requisito de baixa distorção em faixa larga ,foi realizado um estudo para determinação de sua impedância ótima de entrada e saída que resultasse em máxima transferência de potência. Neste ponto os transformadores híbridos analisados foram considerados ideais . Em seguida , utilizando a metodologia de análise delineada nos estudos de Coughlin et al.[6] , Meyer e Gray [7] para análise de amplificadores de RF faixa larga , foi obtido um modelo simplificado para o amplificador “cascode ” dependente apenas dos elementos resistivos de realimentação série , paralela e de polarização. De posse deste modelo simplificado e dos valores ótimos das impedâncias de entrada e saída da configuração simétrica,foram obtidas equações de projeto que

relacionassem o ganho de transdução e as impedâncias de entrada e saída aos elementos de realimentação. Para verificação da validade deste modelo matemático simplificado, um amplificador foi projetado e simulado com o auxílio do ADS (Advanced Design System) com transistores reais. Foi observada boa compatibilidade entre os resultados do modelo simplificado e os do circuito simulado, para frequências de até 300 MHz. Em seguida, um modelo completo do amplificador na configuração simétrica “cascode” foi analisado, sendo levado em consideração os principais elementos parasitas que limitassem seu desempenho no limite superior de sua resposta de frequência. Para esta finalidade, foi desenvolvido um programa para simulação em ambiente SCILAB [18] com base em análise nodal e no método de Gauss-Jordan. O circuito sob estudo foi implementado com componentes discretos, tendo sido ajustadas a corrente contínua de coletor dos transistores para o ponto de mínima intermodulação e os capacitores de compensação  $C_{comp1}$  e  $C_{comp2}$  para uma resposta em frequência plana. O amplificador foi ensaiado em laboratório obtendo-se uma boa concordância entre as medidas experimentais realizadas no dispositivo implementado e a simulação numérica do modelo. O método para análise das características não-lineares do dispositivo foi baseado no estudo realizado por Bert Arnold [19]. As características lineares e não-lineares do dispositivo projetado foram comparadas a um componente comercial implementado na tecnologia de filme espesso, tendo sido constatado que o desempenho do nosso projeto foi muito bom.

### **1.3 Justificativa para o estudo**

A implantação da indústria de CATV no Brasil pode ser considerada um evento recente quando comparado à sua criação nos Estados Unidos no ano de 1949. Atualmente o número de sistemas instalados nos Estados Unidos passa de 10.000 e continua a crescer tanto em número de assinantes quanto em canais por sistema. Curiosamente, em 1988, surgiu no Brasil a primeira TV a cabo, implantada no município de Santo Anastácio no Estado de São Paulo pelo pároco da comunidade, o Padre José Antônio de Lima e o engenheiro eletrônico Oscar Samacoits, vindo da Argentina exclusivamente para esta finalidade. Junto de sua implantação começaram também a surgir os primeiros esforços da indústria nacional na tentativa de nacionalização dos diversos equipamentos necessários à sua implantação e funcionamento. Este estudo sobre amplificadores de RF faixa larga, representa um dos esforços de nacionalização.

## 1.4 Revisão Bibliográfica

Meyer et al.[1] analisaram um amplificador faixa larga de baixa distorção na configuração simétrica com o estágio de saída em montagem Darlington. Propuseram equações aproximadas para os cálculos do ganho de transdutor, impedância de entrada e saída com base nos parâmetros S. Apresentaram também, algumas configurações capazes de oferecer simultaneamente baixa distorção e grande largura de faixa. A análise da figura de ruído do circuito foi desempenhada com o auxílio dos parâmetros  $\pi$ -híbridos e a análise não-linear utilizou as Séries de Volterra. Um circuito híbrido foi realizado na tecnologia de filme fino, e os resultados teóricos tiveram grande concordância com as medidas práticas.

Tuil[2] caracterizou as principais fontes geradoras de não-linearidade de um transistor através de uma abordagem prática. Apresentou curvas que relacionam a dependência da distorção por modulação cruzada em função da tensão coletor-emissor e da distorção por intermodulação em função da corrente de emissor. Comparou as distorções de segunda ordem, modulação cruzada, e de terceira ordem de amplificadores na configuração simétrica “cascode” com os amplificadores com realimentação série-paralela.

Millman[3] reuniu a teoria básica dos dispositivos semicondutores e válvulas eletrônicas. Abordou as características dos amplificadores valvulados na configuração simétrica, com ênfase na redução da distorção de segunda ordem desta configuração. Fez também um estudo da configuração cascode aplicada às válvulas eletrônicas.

Ko et al.[4] analisaram as distorções por intermodulação de amplificadores de RF na configuração cascode, com o objetivo da utilização desta configuração em amplificadores de alta linearidade em transmissores CDMA (Code Division Multiple Access). À luz das Séries de Volterra o comportamento desta configuração foi analisada.

Smith[5] apresentou a análise e projeto de circuitos eletrônicos utilizados nos sistemas de comunicação. Fez, ainda, um estudo em profundidade dos transformadores híbridos e dos transformadores de linha de transmissão.



Coughlin et al. [6] descrevem um circuito integrado monolítico de faixa larga com ganho uniforme de CC a 1 GHz. Apresentaram equações de projeto baseadas unicamente nos elementos resistivos de realimentação série e paralela. Três protótipos foram projetados com 12dB, 34dB e 50dB de ganho de transdutor e os detalhes de construção foram discutidos.

Meyer e Gray [7] trataram das técnicas empregadas para análise e implementação de circuitos integrados analógicos. Discutiram os modelos aproximados das configurações emissor-comum, coletor comum, base comum e a “cascode”, de modo a que se possa utilizar tais modelos como ferramenta de análise analítica dos fatores de primeira ordem que afetam o circuito, antes que de serem utilizadas ferramentas computacionais de otimização.

Macleon [8] apresentou um estudo sobre amplificadores realimentados em faixa larga com base na análise nodal .

Orsini e Consonni [9] reuniram a teoria dos circuitos elétricos lineares empregando os ambientes matemáticos Mathcad® e Matlab® como instrumentos didáticos. Dedicaram um capítulo ao estudo das redes de dois acessos e suas associações e fizeram também um estudo sobre a análise nodal e sobre a análise nodal modificada.

Ho et al. [10] introduziram uma nova ferramenta para análise de circuitos: a análise nodal modificada. Este tipo de análise permite a elaboração automática da matriz de admitância nodal a partir do diagrama do circuito.

O manual do simulador SuperStar da Eagleware[11] , apresenta uma comparação entre a velocidade de execução de programas baseados na análise nodal e na análise de rede de dois acessos aplicados a circuitos.

Fleming e Galvão [12] fizeram um detalhado estudo da utilização de computadores na análise de circuitos de RF. Apresentaram programas em Basic para análise e síntese de circuitos de microondas, com base nas redes de dois acessos e suas propriedades associativas.

Altman[13] abordou em profundidade as técnicas utilizadas em microondas. Parâmetros espalhamento (S), cavidades de microondas, filtros de microondas foram

analisados em detalhes. O Apêndice XI também analisa os parâmetros ABCD e suas propriedades.

Edminister [14] tratou da teoria básica dos circuitos lineares: análise nodal, ressonância série e paralelo, análise de circuitos pelas correntes de malha finalizando com o estudo de transitórios pelo método da transformada de Laplace.

Carson [15] apresentou um estudo sobre estabilidade de amplificadores com base no Fator de Linvill (C). Também foi abordada a utilização da matriz de admitância indefinida.

O grupo de engenharia da Texas Instrument [16], abordou a importância da matriz de admitância indefinida aplicada aos equipamentos de medida de parâmetros  $y$ .

Paulo[17] descreveu a utilização dos comando do Scilab.

Ruthroff[18] abordou as limitações dos transformadores Faraday e propôs os transformadores com linha de transmissão com largura de faixa superior.

Arnold[19] fez um estudo minucioso sobre a estruturação das distorções de terceira ordem em sistemas de C.A.T.V.. São apresentadas curvas que relacionam o número de batimentos de terceira ordem com o número de canais. Nas referências [20] e [21] são também apresentadas tabelas mais atualizadas do número de batimentos de terceira ordem em função do número de portadoras AM-VSB.

Chipman[22] enfocou o estudo das linhas de transmissão e da Carta de Smith. Apresentou a dedução da equação da Matriz ABCD de uma linha de transmissão

## **1.5 Composição do trabalho**

No Capítulo 2 são apresentados os motivos pelos quais a configuração simétrica "cascade" é utilizada como célula básica de amplificação neste estudo. São apresentadas tabelas que mostram a superioridade desta configuração em termos de redução das distorções em relação às configurações convencionais com realimentação série e paralela. São determinadas as impedâncias ótimas de entrada e saída para a

configuração simétrica. No Capítulo 3 é apresentada a matriz  $Y$  simplificada para a configuração “cascode”, deduzida a partir do modelo  $\pi$ -híbrido. São deduzidas equações de projeto relacionando o ganho de transdutor, as impedâncias de entrada e saída com os elementos de realimentação série e paralelo e polarização. No Capítulo 4 é realizada a modelagem do amplificador simétrico “cascode” através da análise nodal. Um circuito real é analisado, sendo então discutido as funções de seus componentes e os principais elementos parasitas. É também mostrada em detalhes a dependência da intermodulação de terceira ordem com a corrente de coletor e o método para medida da mesma. Este capítulo conclui com a apresentação das equações nodais representativas do amplificador simétrico “cascode” em sua forma matricial. O Capítulo 5 compara o método analítico para a obtenção dos parâmetros  $Y$  com o método computacional baseado no algoritmo de Gauss-Jordan. O Capítulo 6 é inteiramente dedicado ao estudo da matriz admitância indefinida, cujos conceitos simplificam a modelagem do circuito e são utilizados no programa simulador do anexo A. No capítulo 7 são apresentados os resultados de simulações utilizando os programas do Anexo A “Simulação do Amplificador de RF Faixa Larga na Configuração Simétrica Cascode” e do Anexo B “Modelagem de um Transformador de RF Faixa Larga”. Com o auxílio do simulador do anexo A são obtidos os valores ótimos dos capacitores de compensação  $C_{comp1}$  e  $C_{comp2}$  que produzem uma resposta em frequência plana com estabilidade. No Capítulo 9 são apresentados os resultados obtidos com o ensaio experimental do amplificador projetado bem como as configurações de medida. Finalmente, no Capítulo 9 são apresentadas as conclusões do estudo e sugestões para aprimoramentos posteriores. São apresentadas algumas sugestões para pesquisa que dariam continuidade a este trabalho. No Anexo A é apresentado um programa para simulação desenvolvido em um ambiente matemático de distribuição livre, denominado SCILAB que utiliza os conceitos desenvolvidos nos capítulos 5 e 6. O Anexo B inclui outro programa simulador também desenvolvido em ambiente SCILAB que permite a determinação do Fator K de transformadores de RF. Os Anexos C e D contêm os programas de apoio ao projeto.

## A Escolha da Configuração

---

### Capítulo 2

O ponto mais importante para se obter o melhor desempenho em termos de distorção, é a escolha da configuração do circuito. Meyer et al. [1] investigaram a implementação de um amplificador de RF faixa larga, para a faixa de 3 a 300MHz para utilização em CATV. Em seu estudo, a configuração adotada foi a simétrica, buscando obter cancelamento de distorções de ordem par. Resposta em frequência plana com casamento de impedância faixa larga foram obtidas com a utilização simultânea de realimentação série (degeneração de emissor) e paralela. Um estágio de saída com transistores em Darlington foi adotado visando a redução das distorções de terceira ordem. Meyer et al. [1] verificaram experimentalmente uma melhoria de 3 a 4 dB das distorções de terceira ordem no final da faixa de trabalho do amplificador, com a utilização da configuração Darlington nos estágios de saída .

#### 2.1 A Configuração “Cascode”

A configuração “cascode” apesar de ser conhecida desde a era das válvulas eletrônicas , sendo citada por Meyer et al. [1] como uma das alternativas capazes de apresentar amplificação faixa larga com baixa distorção, só se tornou difundida na indústria de CATV após o trabalho de Tuil[2]. Tuil [2] comparou o desempenho de amplificadores nas configurações emissor comum com realimentações em série e paralela com a configuração simétrica “cascode” (emissor comum – base comum) também com realimentação série e paralela .Ambos os circuitos foram projetados pelo autor na forma de circuitos híbridos utilizando-se a tecnologia de filme fino. As Figuras 2.1 e 2.2 mostram os circuitos de forma simplificada, não sendo apresentados os detalhes de sua polarização. Os transistores utilizados foram o BFR94, com uma corrente quiescente de emissor de 90 mA em cada estágio .Este valor de corrente representa o ponto de trabalho onde são obtidos simultaneamente a menor distorção de terceira ordem com a maior frequência de transição para o BFR94 . O transistor BFR94 possui uma frequência de transição de 3,5GHz e foi um dos primeiros transistores faixa larga para aplicações em CATV .

Obtém-se atualmente com a utilização de transistores faixa larga de quinta geração com frequência de transição de 7,5GHz , tais como o BFG135 , amplificadores para CATV com largura de faixa de aproximadamente 1000MHz e ganho de transdutor de 17 dB.

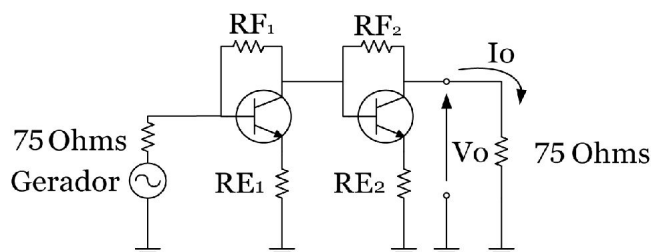


Figura 2.1 – Amplificador convencional com realimentação série ( $RE_1$ ,  $RE_2$ ) e paralela ( $RF_1$ ,  $RF_2$ )

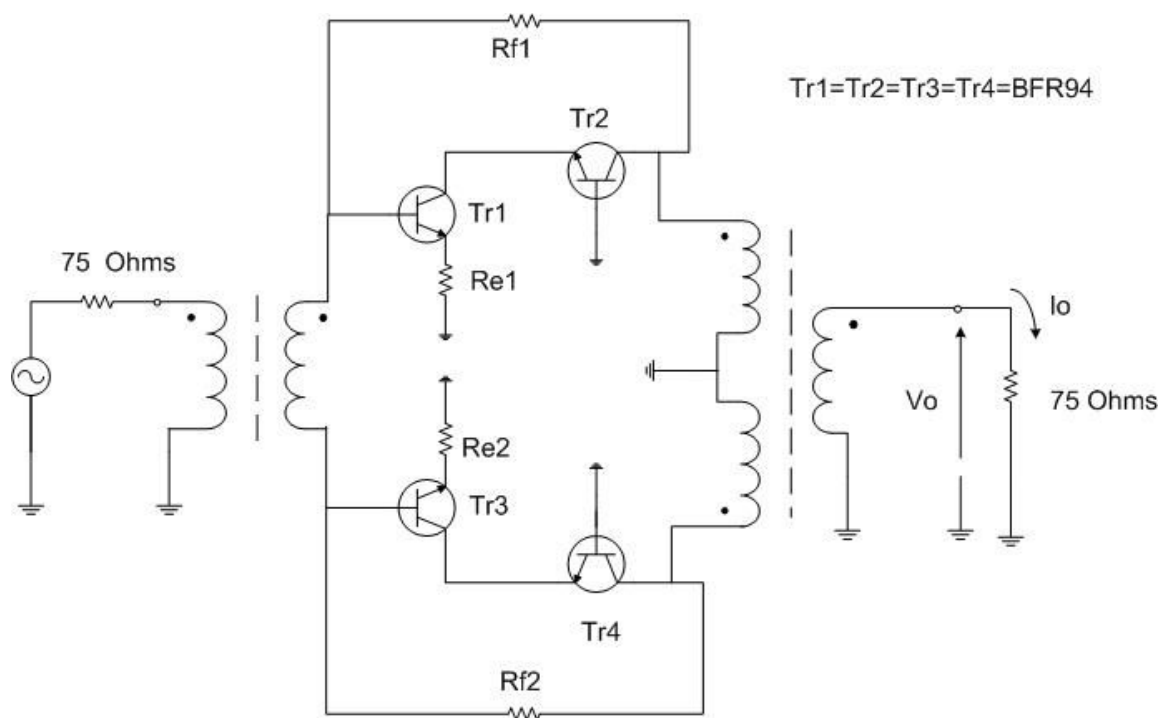


Figura 2.2 – Amplificador na configuração simétrica “cascode” com realimentação série ( $Re_1$ ,  $Re_2$ ) e paralela ( $Rf_1$ ,  $Rf_2$ )

As tabelas 1 e 2 mostram o resultado das comparações entre as duas configurações.

*Tabela 1 – Comparação entre as configurações convencional e configuração simétrica “cascode” em termos de suas características lineares*

	<b>Convencional</b>	<b>Simétrica “ cascode”</b>
Largura de faixa	5 MHz a 1.000MHz	
Ganho de Transdutor	16 - 17dB	
Planeza de resposta em frequência	± 0,75dB	
Perda por retorno de entrada e saída	≥ 14dB	
NF Figura de Ruído	8,5dB	6,2dB
Consumo de Potência	4,8W	4,8W

*Tabela 2 – Comparação entre as configurações convencional e simétrica “cascode” em termos de suas características não Lineares*

	<b>Convencional</b>	<b>Simétrica “ cascode”</b>
Intermodulação de 3ª ordem simples medida pelo método DIN45004B Po = 65dBmV	- 50dBc	- 63dBc
Modulação Cruzada com um carregamento de 12 canais e potência de saída por canal de : Po = 48dBmV	- 60dBc	- 74dBc
Distorção de segunda ordem simples Po = 48dBmV	- 63dBc	- 82dBc

A norma DIN45004B representa uma norma para medida das distorções de terceira ordem da indústria alemã e será apresentada em detalhes no Capítulo 4 .

Observa-se que os amplificadores na configuração simétrica “ cascode” apresentam:

- distorção de 3ª ordem melhor que o convencional em 13dB
- Modulação cruzada melhor que o convencional em 14dB

- distorção de segunda ordem simples melhor que o convencional em 19dB
- Figura de ruído melhor que o convencional em 2,3dB
- Mesmo consumo de potência que o circuito convencional

Atualmente os módulos híbridos para CATV utilizam a configuração simétrica “cascode” como célula amplificadora, face as suas características aprimoradas de distorção. Ko et al. [3] estudaram as características da configuração “cascode” à luz das séries de Volterra, e consideraram que esta configuração é bastante vantajosa quando utilizada nos estágios de saída dos transmissores digitais para telefones móveis CDMA. Considerando-se todos estes fatos, foi também adotada neste estudo a configuração simétrica “cascode” como a mais indicada para se obter um amplificador de RF faixa larga com a menor distorção possível.

## 2.2 Determinação das Impedâncias Ótimas de Entrada e Saída na Configuração Simétrica

Milman [3] abordou a utilização da configuração simétrica em amplificadores de áudio à válvula ressaltando sua característica de redução das distorções de ordem par. Esta configuração pode também ser utilizada em amplificadores de RF com a mesma vantagem. Sua configuração básica, é mostrada na Figura 2.3.

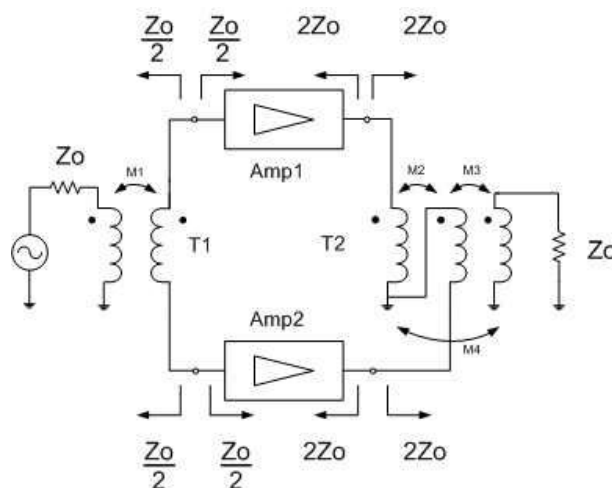


Figura 2.3 – Amplificador na configuração simétrica

Será demonstrado que as impedâncias ótimas apresentadas pelos amplificadores Amp1 e Amp2 para máxima transferência de potência são:

$$Z_{En1} = Z_{En2} = \frac{Z_0}{2} \tag{1}$$

$$Z_{S1} = Z_{S2} = 2Z_0 \tag{2}$$

onde :

$Z_{En1}$  e  $Z_{En2}$  : impedâncias de entrada dos amplificadores 1 e 2 , respectivamente

$Z_{S1}$  e  $Z_{S2}$  : impedâncias de saída dos amplificadores 1 e 2 , respectivamente

- para  $Z_0 = 75\Omega$
- $Z_{EN1} = Z_{EN2} = 37,5\Omega$
- $Z_{S1} = Z_{S2} = 150\Omega$

Para tal é preciso analisar as características dos transformadores híbridos de três enrolamentos .Para esta finalidade, será utilizada a metodologia delineada por Smith [5] .

Considerando :

- o transformador ( Figura-2.4) ideal;
- $n_1 = n_2$  , sendo  $n_1$  e  $n_2$  o número de espiras de cada enrolamento do primário
- $N = \frac{n_1}{n_3} = \frac{n_2}{n_3}$  : relação de espiras entre cada metade do primário e o secundário

Segue-se :

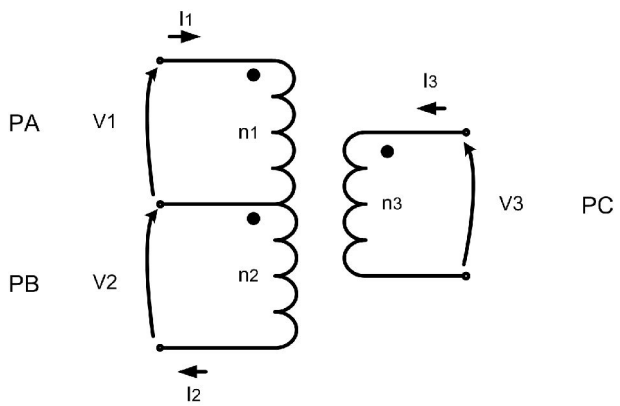


Figura 2.4 – Transformador Híbrido de 03 enrolamentos Ideal



$$\frac{V_1}{V_3} = \frac{n_1}{n_3} = N \tag{3}$$

$$\frac{V_1}{V_2} = \frac{n_1}{n_2} = 1 \tag{4}$$

$$V_1 = V_2 \tag{5}$$

$$V_1 = V_2 = NV_3 \tag{6}$$

Considerando-se que nenhuma potência é dissipada no transformador (ideal), então a potência de saída é igual à potência fornecida.

$$P_A + P_B = P_C \tag{7}$$

$$I_1 V_1 + I_2 V_2 = - I_3 V_3$$

$$( I_1 + I_2 ) NV_3 = - I_3 V_3$$

$$-I_3 = ( I_1 + I_2 ) N \tag{8}$$

O sinal negativo de  $I_3$  na equação (8) indica que a corrente  $I_3$  esta em sentido contrário ao adotado . Considerando-se agora que este transformador ideal seja utilizado para acoplar 04 fontes de tensão, como indicado na Figura 2.5 e escrevendo-se as três equações dos laços de corrente, tem-se:

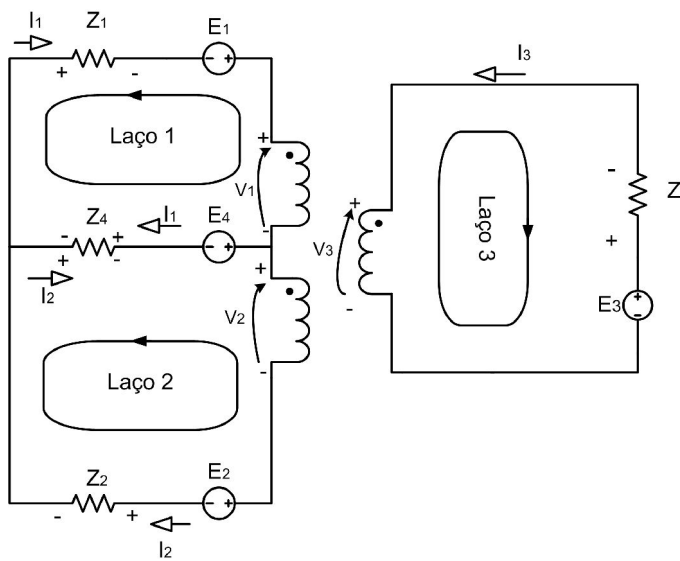


Figura 2.5 – Transformador Híbrido com 04 fontes de tensão

Laço 1:

$$E_1 - E_4 - I_1 Z_1 - I_1 Z_4 + I_2 Z_4 - V_1 = 0$$

$$E_1 - E_4 = I_1 (Z_1 + Z_4) - I_2 Z_4 + V_1$$

como  $V_1 = V_2 = NV_3$

$$E_1 - E_4 = I_1 (Z_1 + Z_4) - I_2 Z_4 + NV_3$$

$$E_1 - E_4 - NV_3 = I_1 (Z_1 + Z_4) - I_2 Z_4 \quad (9)$$

Laço 2:

$$- E_2 + E_4 + I_1 Z_4 - I_2 Z_4 - I_2 Z_2 - V_2 = 0$$

de (6)  $V_1 = V_2 = NV_3$

$$- E_2 + E_4 + I_1 Z_4 - I_2 Z_4 - I_2 Z_2 - NV_3 = 0$$

$$- E_2 + E_4 - NV_3 = - I_1 Z_4 + I_2 (Z_2 + Z_4) \quad (10)$$

Laço 3:

$$E_3 - V_3 - I_3 Z_3 = 0$$

$$V_3 = E_3 - I_3 Z_3 \quad (11)$$

Empregando (11) para substituir  $V_3$  nas equações (8), (9) e (10) obtém-se o seguinte sistema de equações na forma matricial :

$$\begin{bmatrix} Z_1 + Z_4 & -Z_4 & -NZ_3 \\ -Z_4 & Z_2 + Z_4 & -NZ_3 \\ N & N & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} E_1 - E_4 - NE_3 \\ -E_2 + E_4 - NE_3 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (12)$$

É possível selecionar as impedâncias de forma que haja isolação entre as portas.

Por exemplo, para isolar a porta 4 de  $E_3$ , a corrente em resposta a  $E_3$  através de  $Z_4$ ,  $(I_1 - I_2)$  deve ser nula. Para este fim,  $E_1$ ,  $E_2$  e  $E_4$  devem ser deixadas em repouso, ou seja,  $E_1 = E_2 = E_4 = 0$ . Então pode-se calcular a corrente  $I_1$  em resposta a  $E_3$ . Por Cramer obtém-se  $I_1$  :

$$I_1 = \frac{\begin{bmatrix} (E_1 - E_4 - NE_3) & -Z_4 & -NZ_3 \\ (-E_2 + E_4 - NE_3) & (Z_2 + Z_4) & -NZ_3 \\ 0 & N & 1 \end{bmatrix}}{\begin{bmatrix} (Z_1 + Z_4) & -Z_4 & -NZ_3 \\ -Z_4 & (Z_2 + Z_4) & -NZ_3 \\ N & N & 1 \end{bmatrix}}$$

$$I_1 = \frac{-NE_3 Z_4 - NE_3 (Z_2 + Z_4)}{\det A} \quad (13)$$

onde:  $\det A$  é o determinante do denominador

De forma similar, a corrente  $I_2$  em resposta a  $E_3$ , com  $E_1$ ,  $E_2$  e  $E_4$  deixadas em repouso ( $E_1 = E_2 = E_4 = 0$ ), pode ser calculada aplicando estas condições ao sistema de equações formado por (12), aplicando Cramer obtém-se :

$$I_2 = \frac{\begin{bmatrix} (Z_1 + Z_4) & -NE_3 & -NZ_3 \\ -Z_4 & -NE_3 & -NZ_3 \\ N & 0 & 1 \end{bmatrix}}{(\det A)}$$

Desenvolvendo o numerador resulta :

$$I_2 = \frac{-N(2Z_4 + Z_1)E_3}{\det A} \quad (14)$$

Como visto anteriormente, a porta 4 estará isolada da porta 3 se  $I_1 - I_2 = 0$ , ou seja :

$$I_1 - I_2 = \frac{NE_3(-Z_2 + Z_1)}{\det A} = 0$$

Para que a equação acima seja válida com  $E_3$  e  $N$  diferentes de zero tem-se se e somente se :

$$Z_1 = Z_2 \tag{15}$$

Com  $Z_1 = Z_2$ , as portas 3 e 4 são ditas conjugadas e estarão isoladas entre si.

No caso de um amplificador na configuração simétrica, deve-se determinar qual é a impedância  $R'$  vista pelos terminais da porta 3 (saída), conforme ilustra a Figura 2.6

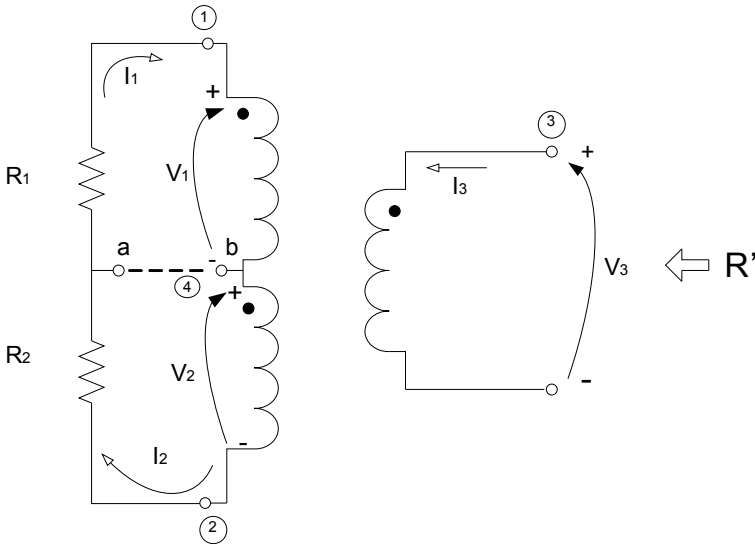


Figura 2.6 – Relação das impedâncias entre primário e secundário para o transformador híbrido

Como  $R_1 = R_2$ , as portas 3 e 4 estão isoladas (conjugadas), e em consequência,  $I_1 - I_2 = 0$  assim, os terminais  $a$  e  $b$  podem estar tanto curto-circuitados, quanto deixados em aberto.

A resistência  $R'$  vista através dos terminais do secundário será:

$$R' = \frac{V_3}{I_3} \quad (16)$$

Substituindo  $V_3$  da equação (6) e  $I_3$  da equação (8) na equação (16) obtém-se :

$$R' = \frac{V_1}{N I_3}$$

$$R' = \frac{V_1}{N^2(I_1 + I_2)}$$

sendo  $I_1 = I_2$

$$R' = \frac{V_1}{2 I_1 N^2}$$

Para máxima largura de faixa, deve-se obter um coeficiente de acoplamento entre os indutores tendendo para a unidade, ( $k \Rightarrow 1$ ). O que ocorrerá apenas se os indutores tiverem as mesmas dimensões físicas, o que implica em uma relação de espiras unitária. Esta afirmação pode ser verificada com a utilização do programa simulador do Anexo B e através de medidas de laboratório. Então :

$$N = \frac{n_1}{n_3} = \frac{n_2}{n_3} = \frac{n_1}{n_2} = 1$$

Em consequência :

$$R' = \frac{V_1}{2 I_1} = \frac{R_1}{2}$$

se  $R' = Z_0$

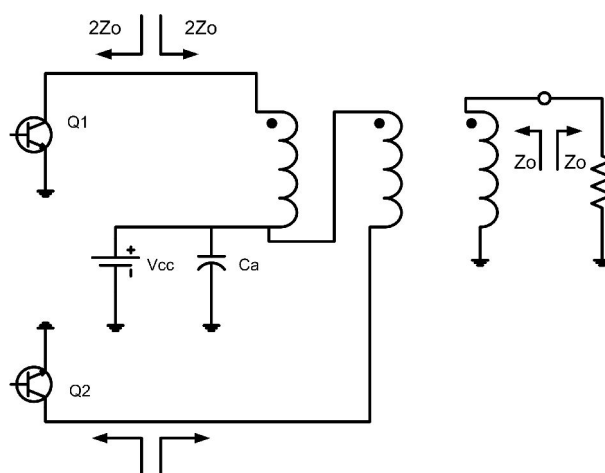
então :

$$R_1 = R_2 = 2Z_0 \quad (17)$$

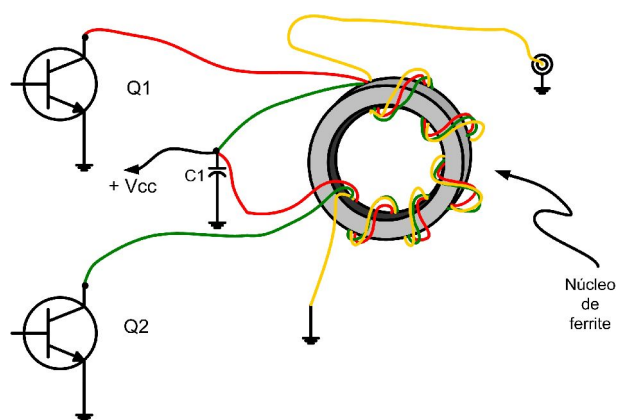
Se  $Z_0 = 75 \Omega$

Logo  $R_1 = R_2 = 150 \Omega$  .

Conclui-se portanto que o amplificador deve ser projetado para apresentar uma impedância de saída puramente real e igual a  $2Z_0$ . A Figura 2.7 mostra o diagrama elétrico e os detalhes de construção do transformador híbrido de RF.



(a) Diagrama elétrico



(b) Detalhes de construção

Figura 2.7 – Transformador Híbrido de RF

Para o transformador inversor de entrada, deve ser calculado a impedância  $R''$  vista nos terminais de entrada. A Figura 2.8 mostra o circuito do transformador utilizado para o cálculo da impedância  $R''$ .

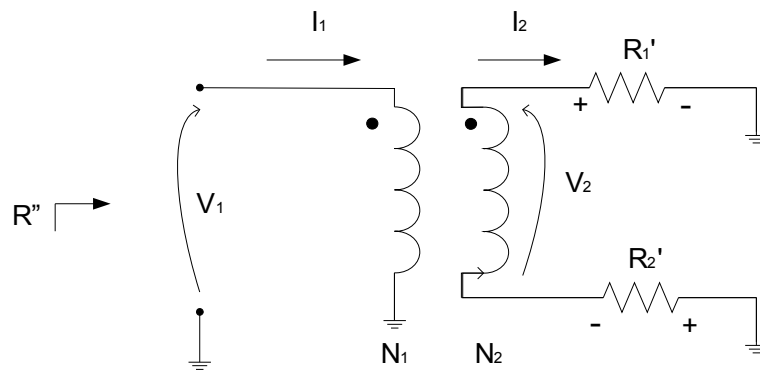


Figura 2.8 – Transformador inversor da entrada

Novamente, para máxima largura de faixa, deve-se obter um coeficiente de acoplamento entre os indutores tendendo para a unidade, ( $k \Rightarrow 1$ ), o que ocorrerá apenas se os indutores tiverem as mesmas dimensões físicas, ou seja uma relação de espiras unitária:

$$n_1 = n_2$$

onde:  $n_1$  e  $n_2$  representam o número de espiras do primário e secundário respectivamente.

$$\frac{V_1}{V_2} = \frac{n_1}{n_2} = 1$$

Considerando o transformador ideal, toda potência entregue ao primário aparecerá no secundário:

$$P_{\text{PRIMÁRIO}} = P_{\text{SECUNDÁRIO}}$$

$$V_1 I_1 = V_2 I_2$$

$$I_2 = I_1$$

$$R'' = \frac{V_1}{I_1} = \frac{V_2}{I_2} = (R_1' + R_2')$$

Como o circuito é balanceado  $R_1' = R_2'$ , logo:

$$R'' = 2R_1'$$

$$R_1' = \frac{R''}{2}$$

Se  $R'' = Z_0$  , então :

$$R_1' = \frac{Z_0}{2} \quad (18)$$

para  $Z_0 = 75\Omega$ , as impedâncias de entrada dos amplificadores devem ser puramente reais e iguais a :

$$R_1' = \frac{Z_0}{2} = \frac{75}{2} = 37,5\Omega$$

Em consequência :

$Z_{IN} = 37,5\Omega$  e  $Z_{out} = 150\Omega$  , conforme ilustra a Figura 2.9 .



Figura 2.9 – Impedâncias ótimas para máxima transferência de potência

A Figura 2.10 apresenta a realização física do transformador de entrada.

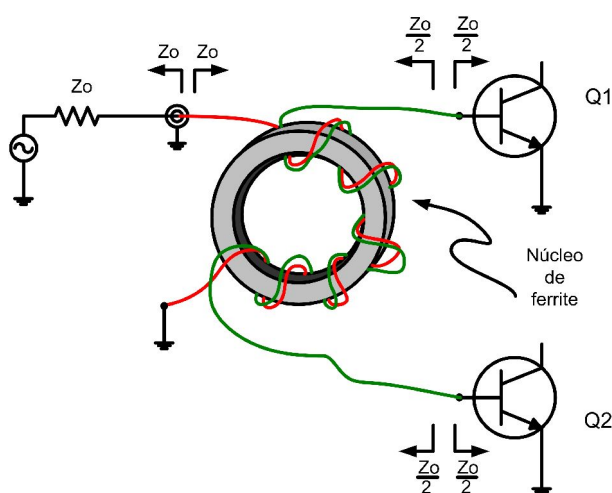


Figura 2.10 - Detalhes do Transformador inversor de entrada



Pelo exposto ,é possível concluir: os amplificadores balanceados conectados por transformadores híbridos devem ser projetados para apresentarem impedância de entrada e saída puramente reais, em toda a faixa de operações do amplificador, iguais a:

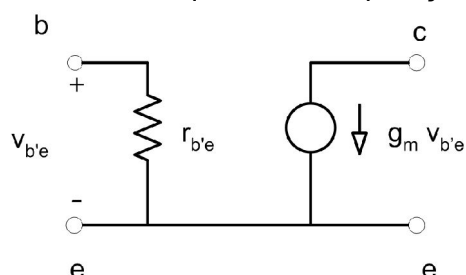
Impedância de entrada =  $37,5\Omega$

Impedância de saída =  $150\Omega$

## Equações de Projeto para o Amplificador de RF Faixa Larga

### Capítulo 3

Uma das formas de se conseguir resposta em frequência plana e casamento de impedância quando a largura de faixa for superior a mais de duas décadas, é empregar realimentação negativa. Coughlin et al.[6] demonstraram que uma forte realimentação negativa determina quase completamente os valores do ganho e impedâncias em baixa frequência. Serão desenvolvidas equações que permitam calcular ganho de transdutor e as impedâncias de entrada e saída, em função dos elementos resistivos de realimentação, desde que o transistor apresente um  $h_{fe}$  elevado. O método empregado utiliza o modelo  $\pi$ -híbrido simplificado, sem os elementos de armazenagem de carga, válido para frequências inferiores a 100KHz. Determinam-se as equações simplificadas de projeto, capazes de assegurar o ganho de transdutor desejado e as impedâncias de entrada e saída. Na Figura 3.1 o modelo  $\pi$ -híbrido ou modelo de Giacoletto, é representado sem os elementos parasitas, considerando frequências de operação inferiores a 100KHz.



**Figura 3.1- Modelo  $\pi$ -híbrido simplificado para o BJT(transistor de junção bipolar) na configuração emissor comum**

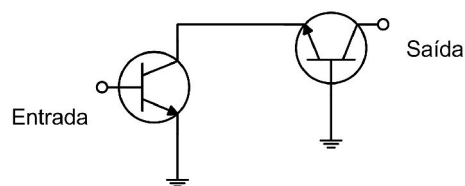
As seguintes equações são válidas para este modelo[7] :

$$g_m = I_c / 26mV \quad (19)$$

$$r_{b'e} = h_{fe} / g_m \quad (20)$$

### 3.1 O Modelo T

Para analisar a configuração “cascode”, a associação de um amplificador em emissor-comum acoplado a um base-comum, é necessário modificar o modelo  $\pi$ -híbrido para uma forma mais conveniente no caso da configuração base -comum. A Figura 3.2 mostra a configuração cascode implementada com transistores bipolares. Meyer e Gray [7] realizaram modificações no modelo  $\pi$ -híbrido para simplificar sua utilização em base-comum. O modelo  $\pi$ -híbrido fornece uma representação precisa do comportamento do transistor em pequenos sinais independentemente da configuração do circuito. Em

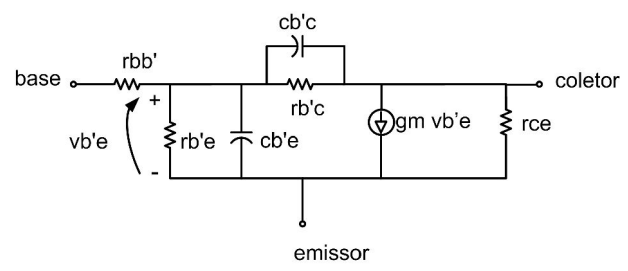


**Figura 3.2 – A configuração “cascode”**

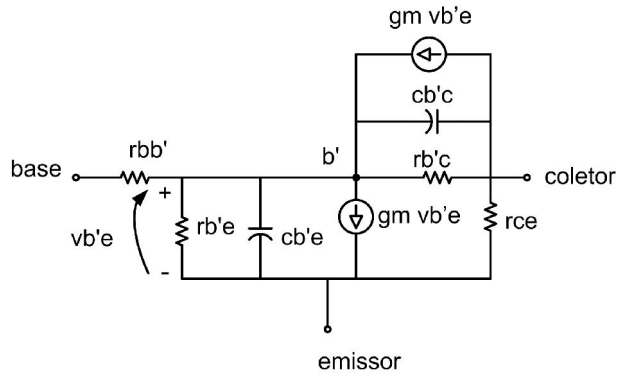
base-comum entretanto, esse modelo não é adequado devido a fonte de corrente controlada do coletor estar conectada entre os terminais de entrada e saída. A análise da configuração base-comum é facilitada se o modelo for modificado na forma mostrada na Figura 3.3. O modelo  $\pi$ -híbrido completo para pequenos sinais é apresentado na Figura 3.3(a). Transformando-o para um modelo com a corrente controlada pelo emissor, nota-se, que a fonte de corrente controlada flui do terminal do coletor para o emissor. O comportamento do circuito é inalterado se esta fonte única for substituída por duas fontes de corrente de mesmo valor, aplicadas entre o coletor e base e entre a base e o emissor, conforme indica a Figura 3.3(b). A equivalência entre estes dois modelos será demonstrada com o auxílio da Figura 3.4. Na Figura 3.3(c) a fonte de corrente entre a base e o emissor é convertida em um resistor com valor igual a  $1/g_m$ . Esta conversão é explicada com o auxílio da Figura 3.5(a). Finalmente na Figura 3.3(d) é mostrado o circuito “T” para baixas frequências ( $<100$  KHz), negligenciando-se  $r_{bb'}$ ,  $r_{ce}$ ,  $r_{b'c}$ , e os elementos armazenadores de carga  $c_{b'e}$ ,  $c_{b'c}$ . A Tabela 3, proveniente do estudo realizado por Maclean [8], apresenta um conjunto de valores dos parâmetros  $\pi$ -híbrido para quatro amostras de transistores do mesmo tipo, obtidos através da medida dos parâmetros S, para uma corrente quiescente de emissor de 125 mA e uma tensão entre coletor e emissor de 10 V. Pode ser observado, que as aproximações realizadas nos modelos  $\pi$ -híbrido e “T” para baixas frequência são coerentes com os valores medidos de transistores reais.

*Tabela 3 – Conjunto dos valores dos parâmetros  $\pi$ -híbrido de quatro amostras de transistores do mesmo tipo, obtidas sob as mesmas condições de polarização.*

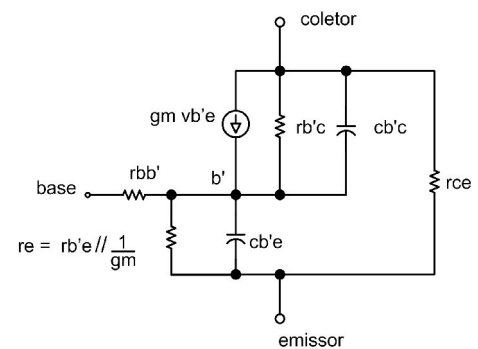
	1	2	3	4	unidade
$r_{bb'}$	0,9	2,4	2,5	2,7	$\Omega$
$r_{b'e}$	34,1	42,5	52,5	51,8	$\Omega$
$c_{b'e}$	95,2	101,3	80,3	76,4	pF
$r_{b'c}$	0,50	1,14	0,45	0,53	$\Omega$
$c_{b'c}$	2,25	2,17	1,42	1,42	pF
$g_m$	1,97	2,14	1,91	1,85	S



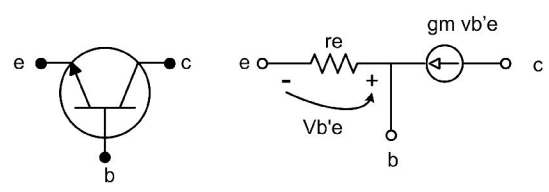
(a) Modelo  $\pi$ -híbrido ou Modelo de Giacoletto



(b) A fonte de corrente de coletor  $g_m v_{b'e}$  substituída por duas fontes de corrente. Esta mudança não modifica o fluxo de corrente de base.



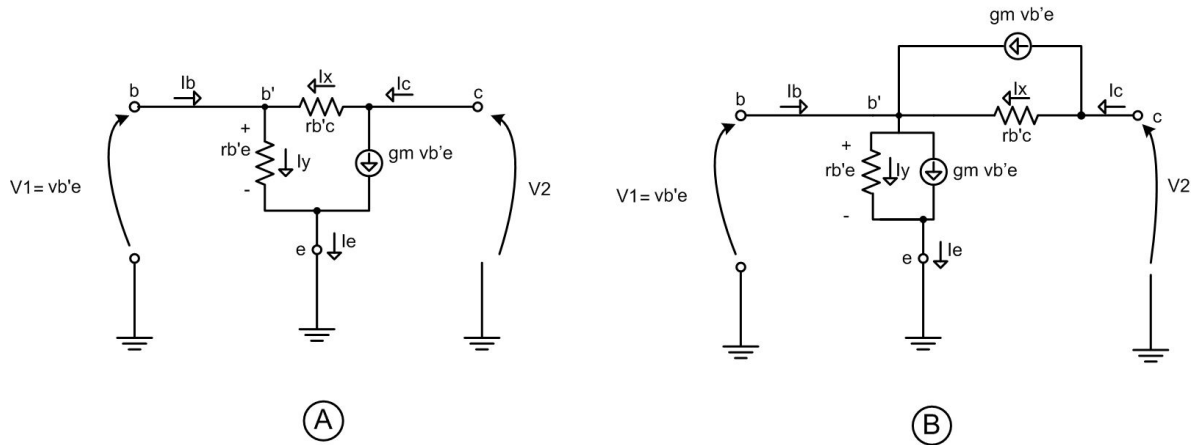
(b) Fonte de corrente entre a base e o emissor convertida em um resistor de valor  $1/g_m$ .



(d) O modelo "T" para baixas frequências negligenciando-se  $r_{ce}$ ,  $r_{b'c}$ , e os elementos armazenados de carga  $C_{b'e}$ ,  $C_{b'c}$ .

**Figura 3.3** – Geração do modelo T com fonte de corrente controlada pelo emissor a partir do modelo  $\pi$ -híbrido

A equivalência dos circuitos 3.3(a) e 3.3(b) pode ser mostrada redesenhando os dois circuitos e calculando suas correntes, conforme apresenta a Figura 3.4.



**Figura 3.4 – Equivalência dos modelos**

Os circuitos são equivalentes se as correntes e tensões dos nós de base, emissor e coletor forem iguais.

Circuito (A)

Circuito (B)

$$I_x = \frac{V_2 - V_1}{r_{b'c}} \quad \Leftrightarrow \quad I_x = \frac{V_2 - V_1}{r_{b'c}} \quad (21)$$

$$I_y = \frac{V_1}{r_{b'e}} \quad \Leftrightarrow \quad I_y = \frac{V_1}{r_{b'e}} \quad (22)$$

$$I_c = I_x + g_m v_{b'e} \quad \Leftrightarrow \quad I_c = I_x + g_m v_{b'e} \quad (23)$$

$$v_{b'e} = V_1 \quad \Leftrightarrow \quad v_{b'e} = V_1 \quad (24)$$

$$I_b + I_x = I_y \quad \Leftrightarrow \quad \begin{aligned} I_b + I_x + g_m v_{b'e} &= I_y + g_m v_{b'e} \\ I_b + I_x &= I_y \end{aligned} \quad (25)$$

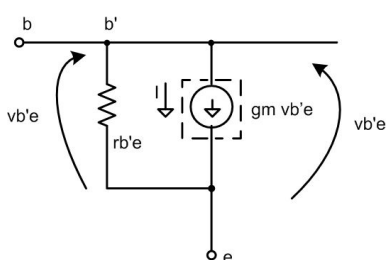
$$I_e = I_y + g_m v_{b'e} \quad \Leftrightarrow \quad I_e = I_y + g_m v_{b'e} \quad (26)$$

Pode-se concluir que os modelos (A) e (B) são equivalentes.

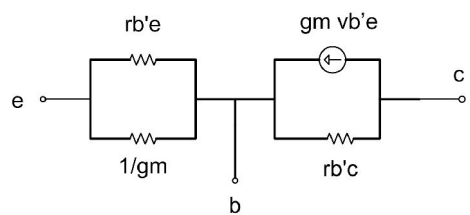
Uma vez provado que os circuitos (A) e (B) da Figura 3.4 são equivalentes,

observa-se também que no circuito (B) a fonte de corrente controlada  $g_m v_{b'e}$  conectada entre a base efetiva  $b'$  e o emissor é controlada pela tensão sobre seus próprios terminais (Figura 3.5a), podendo ser substituída por uma resistência equivalente igual a  $1/g_m$ , o que resulta em:

$$R_{eq} = \frac{v_{b'e}}{I} = \frac{v_{b'e}}{g_m v_{b'e}} = \frac{1}{g_m} \tag{27}$$



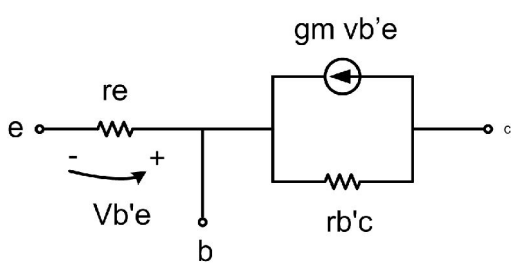
(a) Fonte de corrente vinculada com a tensão sobre os próprios terminais



(b) Circuito redesenhado com fonte de corrente vinculada com a tensão sobre os próprios terminais substituída pelo resistor equivalente

$$R_{eq} = \frac{1}{g_m}$$

Modelo T



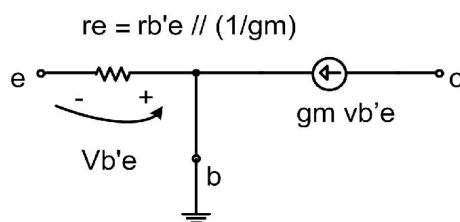
(c) Circuito "T" completo

Figura 3.5 – Transformações para se obter o circuito "T"

O resistor  $r_e$  da Figura 3.5(c) vale :

$$r_e = \left( \frac{1}{g_m} \right) \parallel (r_{b'e}) \tag{28}$$

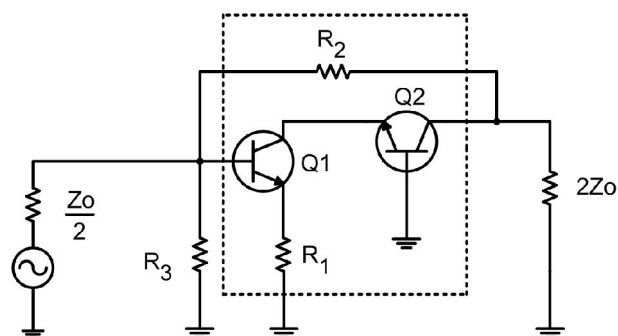
O novo circuito equivalente, chamado de modelo T, mostrado na Figura 3.5(c), tem o mesmo comportamento entre os terminais exatamente igual ao modelo  $\pi$ -híbrido, porém é mais conveniente para analisar a configuração base comum, particularmente se  $r_{ce}$  for negligenciado. Para o caso onde  $r_{ce}$ ,  $r_{b'c}$ ,  $r_{bb'}$  e em freqüências em que seja possível negligenciar os elementos armazenadores de carga o circuito T equivalente assume a forma representada na Figura 3.6.



**Figura 3.6** - Modelo T assumindo  $r_{ce}$ ,  $r_{b'c}$ ,  $r_{bb'}$ , e elementos armazenadores de carga negligenciáveis

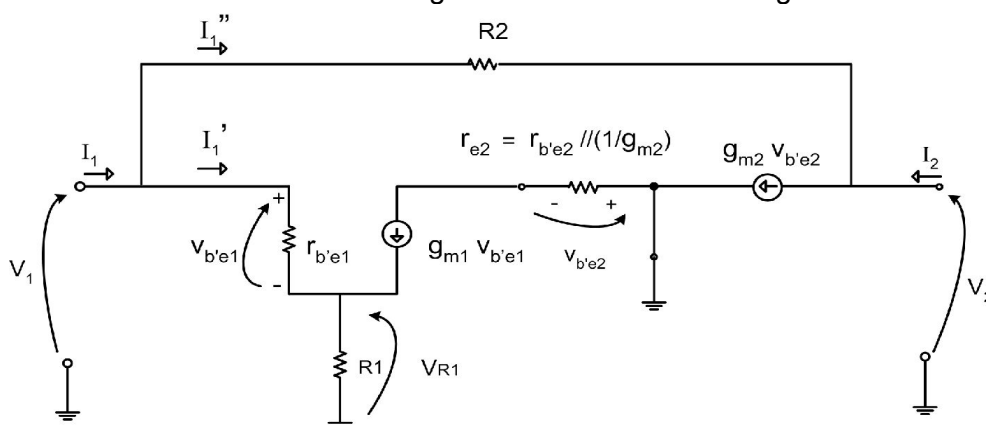
### 3.2 Matriz Admitância da Configuração “cascode” com Realimentação Série (degeneração de emissor) e Paralela

Uma vez deduzido o modelo T, pode-se calcular a matriz  $y$  do circuito apresentado na Figura 3.7.



**Figura 3.7** - Amplificador "cascode" com realimentação série (degeneração de emissor) ( $R_1$ ), realimentação paralela ( $R_2$ ) e resistor de polarização ( $R_3$ )

Será inicialmente obtida a matriz  $y$  dos elementos dentro da caixa mostrada na Figura 3.7, e com a aplicação das propriedades de interconexão desses parâmetros será obtido o circuito total equivalente. O circuito equivalente em parâmetros  $\pi$ -híbrido para os elementos dentro da caixa da Figura 3.7 é mostrado na Figura 3.8:



**Figura 3.8** – Circuito equivalente em parâmetros  $\pi$ -híbrido do amplificador cascode com degeneração de emissor ( $R_1$ ) e ( $R_2$ )

As equações de definição dos parâmetros  $y$  são:

$$I_1 = y_i V_1 + y_r V_2 \quad (29)$$

$$I_2 = y_f V_1 + y_o V_2 \quad (30)$$

onde  $y_i = y_{11}$  : admitância de entrada com a saída em curto circuito

$y_o = y_{22}$  : admitância de saída com a entrada em curto circuito

$y_r = y_{12}$  : admitância de transferência reversa com a entrada em curto circuito

$y_f = y_{21}$  : admitância de transferência direta com saída em curto circuito

Cálculo de  $y_i$



$$y_i = \frac{I_1}{V_1} \Big]_{V_2=0} \quad (31)$$

$$v_{b'e1} = I_1 r_{b'e1} \quad (32)$$

Colocando a saída em curto ( $V_2 = 0$ ) e aplicando (31) tem-se :

$$V_1 = v_{b'e1} + VR_1 \quad (33)$$

$$I_1 = I_1' + I_1''$$

$$I_1'' = \frac{V_1}{R_2}$$

$$v_{b'e1} = I_1' \cdot r_{b'e1}$$

$$V_1 = I_1' \cdot r_{b'e1} + R_1 (I_1' + g_{m1} v_{b'e1})$$

$$V_1 = I_1' \cdot r_{b'e1} + R_1 (I_1' + g_{m1} \cdot I_1' \cdot r_{b'e1}) \quad (35)$$

$$V_1 = I_1' \{ r_{b'e1} + R_1 (1 + g_{m1} \cdot R_{b'e1}) \} \quad (36)$$

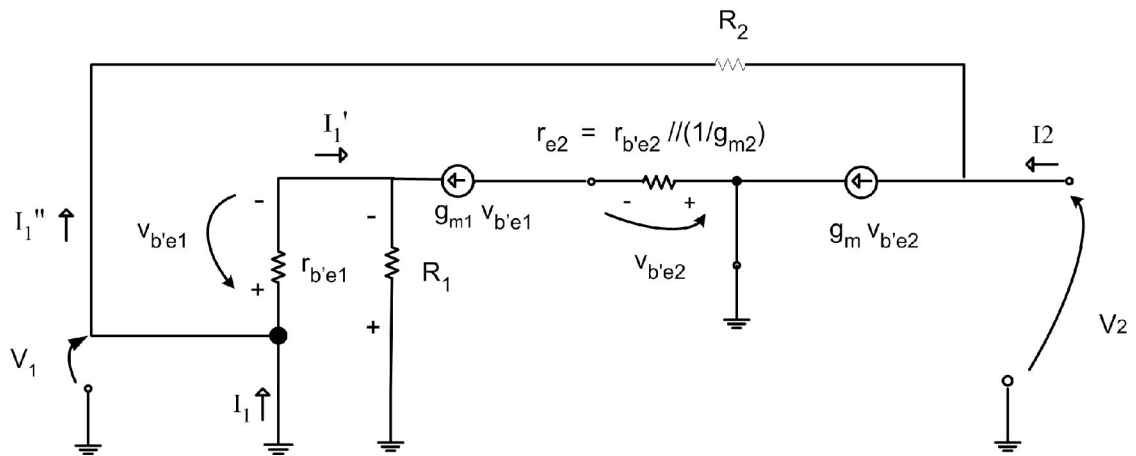
$$I_1 = V_1 \cdot \left\{ \frac{1}{r_{b'e1} + R_1(1 + g_{m1} r_{b'e1})} \right\} + V_1 \cdot \left\{ \frac{1}{R_2} \right\}$$

$$y_i = \frac{I_1}{V_1} \Big]_{V_2=0} = \left\{ \frac{1}{r_{b'e1} + R_1(1 + g_{m1} r_{b'e1})} \right\} + \left\{ \frac{1}{R_2} \right\} \quad (37)$$

Cálculo de  $y_r$ .

Aplicando-se a equação de definição de  $y_r$  ao circuito da Figura 3.9 :

$$y_r = \frac{I_1}{V_2} \Big]_{V_2=0} \quad (38)$$



**Figura 3.9** – Circuito para cálculo de  $y_r$

$$g_{m1} v_{b'e1} = - \frac{v_{b'e1}}{r_{b'e1}} - \frac{v_{b'e1}}{R_1} \quad (39)$$

$$I_1 = I_1' + I_1''$$

$$I_1'' = - \frac{V_2}{R_2}$$

como  $g_{m1} > 0$ ,  $r_{b'e1} > 0$ ,  $R_1 > 0$ , a única solução para a equação (39) é  $v_{b'e1} = 0$  o que implica em  $I_1' = 0$  então :

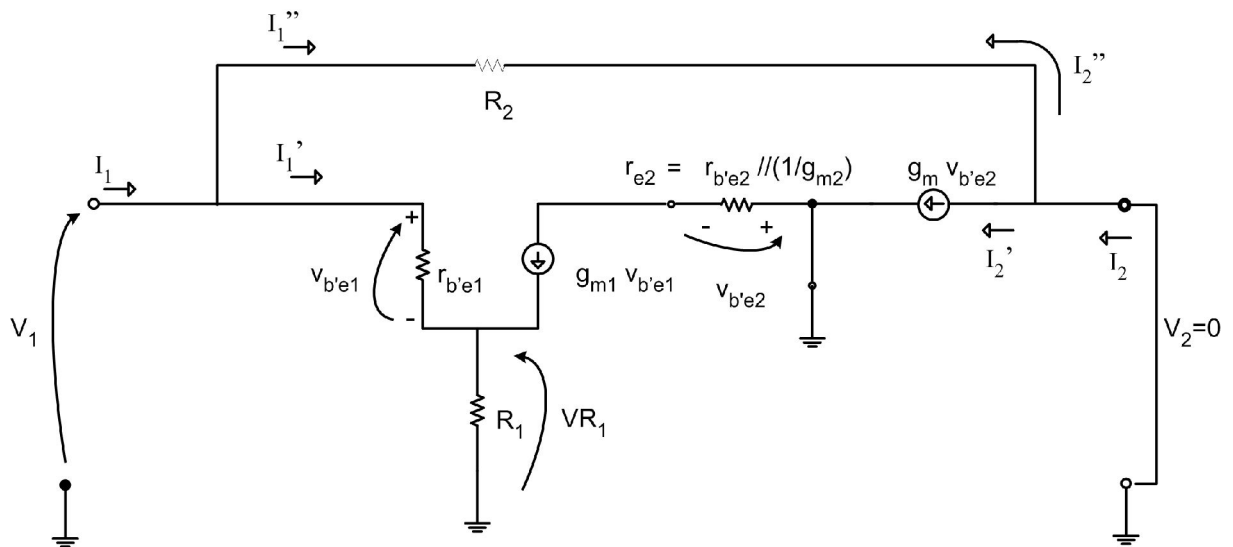
$$I_1 = - \frac{V_2}{R_2}$$

$$\left. y_r = \frac{I_1}{V_2} \right]_{V_1=0} \quad y_r = - \frac{1}{R_2} \quad (40)$$

Cálculo de  $y_f$

Aplicando-se as equações de definição de  $y_f$  ao circuito da Figura 3.10 :

$$\left. y_f = \frac{I_2}{V_1} \right]_{V_2=0} \quad (41)$$



**Figura 3.10** – Circuito para o cálculo de  $y_f$

$$I_2' = g_{m2} V_{b'e2} \quad (42)$$

$$I_2 = I_2' + I_2''$$

$$V_{b'e2} = g_{m1} V_{b'e1} \cdot r_{e2} \quad (43)$$

$$I_2' = g_{m2} \cdot g_{m1} V_{b'e1} \cdot r_{e2} \quad (44)$$

$$V_1 = V_{b'e1} + (I_1' + g_{m1} V_{b'e1}) \cdot R_1 \quad (45)$$

$$V_1 = v_{b'e1} + \left( \frac{v_{b'e1}}{r_{b'e1}} + g_{m1} v_{b'e1} \right) \cdot R_1 \quad (46)$$

$$V_1 = v_{b'e1} \left\{ 1 + \left( \frac{1}{r_{b'e1}} + g_{m1} \right) \cdot R_1 \right\} \quad (47)$$

$$v_{b'e1} = \frac{V_1}{1 + \left( \frac{1}{r_{b'e1}} + g_{m1} \right) \cdot R_1} \quad (48)$$

Substituindo-se (48) em (44)

$$I_2' = \frac{V_1 \cdot g_{m2} \cdot g_{m1} \cdot r_{e2}}{1 + \left(\frac{1}{r_{b'e1}} + g_{m1}\right) \cdot R_1} \quad (49)$$

como  $I_2 = I_2' + I_2''$  e  $I_2' = -\frac{V_1}{R_2}$

$$I_2 = \frac{V_1 \cdot g_{m2} \cdot g_{m1} \cdot r_{e2}}{1 + \left(\frac{1}{r_{b'e1}} + g_{m1}\right) \cdot R_1} - \frac{V_1}{R_2} \quad (50)$$

$$y_f = \frac{I_2}{V_1} \Bigg|_{V_2=0} = \frac{g_{m2} \cdot g_{m1} \cdot r_{e2}}{1 + \left(\frac{1}{r_{b'e1}} + g_{m1}\right) \cdot R_1} - \frac{1}{R_2}$$

$$r_{e2} = r_{b'e2} \parallel \frac{1}{g_{m2}}$$

$$y_f = \frac{I_2}{V_1} \Bigg|_{V_2=0} = \frac{g_{m2} \cdot g_{m1}}{1 + \left(\frac{1}{r_{b'e1}} + g_{m1}\right) R_1} \cdot \frac{r_{b'e2}}{g_{m2} r_{b'e2} + 1} - \frac{1}{R_2}$$

$$r_{e2} = \frac{r_{b'e2} \cdot \frac{1}{g_{m2}}}{r_{b'e2} + \frac{1}{g_{m2}}} = \frac{r_{b'e2}}{g_{m2}} \cdot \frac{g_{m2}}{(r_{b'e2} g_{m2}) + 1} = \frac{r_{b'e2}}{g_{m2} r_{b'e2} + 1}$$

Admitindo que  $g_{m1} \gg \frac{1}{r_{b'e1}}$  e  $g_{m2} r_{b'e2} \gg 1$

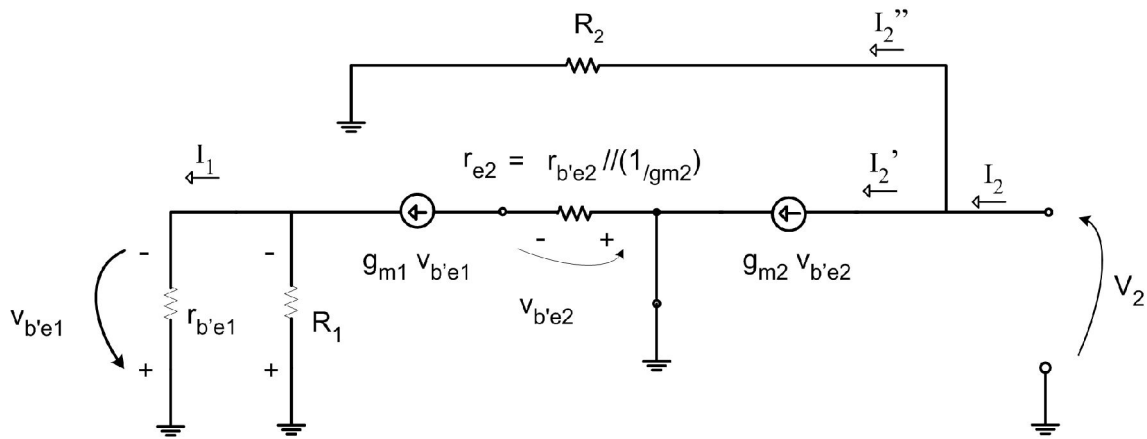
visto que  $g_m = \frac{I_c}{26 mV}$  e  $r_{b'e} = \frac{hfe}{g_m} = \frac{\beta_0}{g_m}$

$$y_f = \frac{g_{m2} g_{m1} r_{b'e2}}{(1 + g_{m1} R_1) g_{m2} r_{b'e2}} - \frac{1}{R_2} = \frac{g_{m1}}{1 + R_1 g_{m1}} - \frac{1}{R_2} \quad (51)$$

Cálculo de  $y_o$

Aplicando-se a equação de definição de  $y_0$  ao circuito da Figura 3.11, temos:

$$y_0 = \left. \frac{I_2}{V_2} \right]_{V_1=0} \quad (52)$$



**Figura 3.11** – Circuito para dedução de  $y_0$ .

$$(g_{m1} v_{b'e1}) \cdot (R_1 // r_{b'e1}) = -v_{b'e1} \quad (53)$$

como  $g_{m1} > 0$  e  $R_1 // r_{b'e1} > 0$  a única solução para (53) é  $v_{b'e1} = 0$

$$g_{m1} v_{b'e1} = 0 \Rightarrow V_{re2} = g_{m1} v_{b'e1} \cdot r_{e2} = 0$$

$$v_{b'e2} = 0 \quad \text{portanto,} \quad I_2' = g_{m2} v_{b'e2} = 0$$

$$I_2 = I_2' + I_2''$$

$$I_2 = I_2'' = \frac{V_2}{R_2}$$

$$y_0 = \left. \frac{I_2}{V_2} \right]_{V_1=0} = \frac{1}{R_2} \quad (54)$$

Então a matriz admitância para o circuito “cascode” levando em consideração  $R_2$  da Figura 3.7, pode ser expressa em notação matricial como:

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{r_{b'e1} + R_1(1 + g_{m1}r_{b'e1})} & -\frac{1}{R_2} \\ \frac{g_{m1}}{1 + R_1g_{m1}} & \frac{1}{R_2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} \quad (55)$$

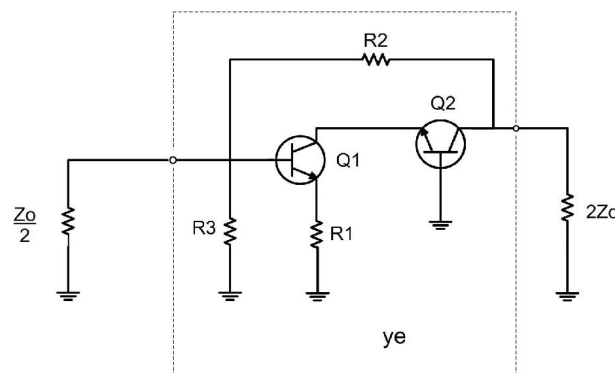
Como os transistores  $Q_1$  e  $Q_2$  são idênticos, e operam com a mesma corrente quiescente,  $I_{c1} = I_{c2}$ , os índices “1” e “2” podem ser simplificados para:

$$r_{b'e1} = r_{b'e2} = r_{b'e} \quad ; \quad g_{m1} = g_{m2} = g_m \quad ; \quad V_{b'e1} = V_{b'e2} = V_{b'e}$$

A matriz admitância para o circuito “cascode” levando em consideração  $R_2$  da Figura 3.7, pode ser expressa em notação matricial como :

$$y_{II} = \begin{bmatrix} \frac{1}{r_{b'e} + R_1(1 + g_m r_{b'e})} + \frac{1}{R_2} & -\frac{1}{R_2} \\ \frac{g_m}{1 + g_m R_1} - \frac{1}{R_2} & \frac{1}{R_2} \end{bmatrix} \quad (56)$$

Como mostrado na Figura 3.12, o resistor de polarização  $R_3$  está conectado em paralelo com a matriz  $y_{II}$ , então deverá ser incorporado a  $y_i$ . A matriz resultante total levando-se em conta  $R_1$ ,  $R_2$  e  $R_3$  torna-se :



**Figura 3.12** - Amplificador cascode com resistor de polarização  $R_3$

$$y_e = \begin{bmatrix} \frac{1}{r_{b'e} + R_1(1 + g_m r_{b'e})} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} & -\frac{1}{R_2} \\ \frac{g_m}{1 + g_m R_1} - \frac{1}{R_2} & \frac{1}{R_2} \end{bmatrix} \quad (57)$$

Simplificando

$$y_f = \frac{g_m}{1 + g_m R_1} - \frac{1}{R_2}$$

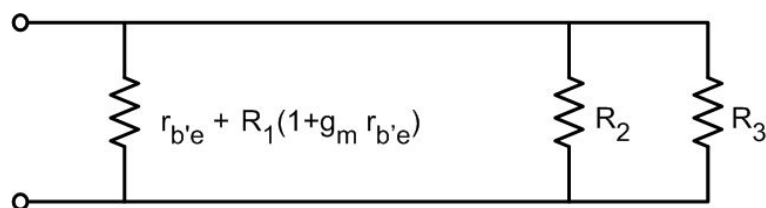
Admitindo  $g_m R_1 \gg 1$

onde:  $g_m = \frac{I_c}{26mV}$  e  $r_{b'e} = \frac{hfe}{g_m} = \frac{\beta_0}{g_m}$

$$y_f = \frac{1}{R_1} - \frac{1}{R_2} \quad (58)$$

$$y_i = \frac{1}{r_{b'e} + R_1(1 + g_m r_{b'e})} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3}$$

Admitindo  $R_2 \parallel R_3 \ll r_{b'e} + R_1(1 + g_m r_{b'e})$



**Figura 3.13-** Circuito equivalente para  $y_i$

$y_i$  torna-se :

$$y_i = \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} \quad (59)$$

A matriz  $y_e$  simplificada para a configuração cascode para a Figura 3.12, será:

$$y_e = \begin{bmatrix} \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} & -\frac{1}{R_2} \\ \frac{1}{R_1} - \frac{1}{R_2} & \frac{1}{R_2} \end{bmatrix} \quad (60)$$

As simplificações são válidas desde que os transistores apresentem um  $h_{fe}$  elevado ( $h_{fe} > 100$ ). A seguir serão deduzidas as equações de projeto que permitem obter a dependência de primeira ordem dos parâmetros do circuito tais como ganho de transdutor, impedância de entrada e saída em função dos elementos resistivos de realimentação negativa  $R_1$  e  $R_2$  e o elemento de polarização  $R_3$ . As equações de projeto serão expressões aproximadas, cujos resultados serão posteriormente refinados com análise computacional em um modelo mais completo.

### 3.3 Equações para Ajuste Inicial

Como deduzido anteriormente, as impedâncias ótimas de entrada e saída para o amplificador simétrico mostrado na Figura 2.3 são:

$$Z_{in} = \frac{Z_0}{2} = 37,5 \Omega \quad e$$

$$Z_{out} = 2Z_0 = 150 \Omega$$

Utilizando as equações para os parâmetros  $y$  da admitância de entrada, saída e Ganho de transdutor serão deduzidas equações de projeto para máxima transferência de potência.

#### 3.3.1 Admitância de Entrada

A equação (61) representa a admitância de entrada de um quadripolo cujos parâmetros são expressos em termos dos parâmetros  $y$ .

$$y_{in} = y_i - \frac{y_r \cdot y_f}{y_L + y_0} \quad (61)$$



Para máxima transferência de potência , tem-se:

$$y_{in} = \frac{2}{Z_0} = \left( \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} \right) + \frac{\frac{1}{R_2} \cdot \left( \frac{1}{R_1} - \frac{1}{R_2} \right)}{\frac{1}{2 \cdot Z_0} + \frac{1}{R_2}}$$

$$y_{in} = \left( \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} \right) + \frac{\frac{1}{R_2 R_1} - \frac{1}{R_2^2}}{\frac{1}{2 Z_0} + \frac{1}{R_2}} = \frac{2}{Z_0}$$

$$y_{in} = \left\{ \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} \right\} + \frac{\frac{1}{R_2} \left\{ \frac{R_2 - R_1}{R_1 \cdot R_2} \right\}}{\frac{R_2 + 2 Z_0}{2 Z_0 \cdot R_2}} = \frac{2}{Z_0}$$

$$y_{in} = \left\{ \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} \right\} + \frac{1}{R_2} \left\{ \frac{R_2 - R_1}{R_1 \cdot R_2} \right\} \frac{2 \cdot Z_0 \cdot R_2}{R_2 + 2 Z_0} = \frac{2}{Z_0}$$

$$y_{in} = \left\{ \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} \right\} + \left\{ \frac{R_2 - R_1}{R_1 \cdot R_2} \right\} \frac{2 \cdot Z_0}{R_2 + 2 Z_0} = \frac{2}{Z_0}$$

$$y_{in} = \frac{(R_3 + R_2)(R_1 \cdot R_2)(R_2 + 2 Z_0) + (R_2 \cdot R_3)(R_2 - R_1) \cdot 2 Z_0}{(R_2 \cdot R_3)(R_1 \cdot R_2)(R_2 + 2 Z_0)} = \frac{2}{Z_0}$$

$$y_{in} = \frac{(R_3 + R_2)(R_1 \cdot R_2)(R_2 + 2 Z_0) + (R_2 \cdot R_3)(R_2 - R_1) \cdot 2 Z_0}{(R_2 \cdot R_3)(R_1 \cdot R_2)(R_2 + 2 Z_0)} = \frac{2}{Z_0}$$

$$\frac{(R_3 + R_2)(R_2 \cdot R_1)(R_2 + 2 Z_0) + (R_2 - R_1)(2 \cdot Z_0)(R_2 \cdot R_3)}{(R_2 \cdot R_3)(R_2 \cdot R_1)(R_2 + 2 \cdot Z_0)} = \frac{2}{Z_0}$$

$$(R_3 + R_2)(R_2 \cdot R_1)(R_2 + 2 Z_0) Z_0 + (R_2 - R_1)(2 Z_0)(R_2 \cdot R_3 \cdot Z_0) = \dots$$

$$\dots = 2 R_2 R_3 R_2 R_1 (R_2 + 2 Z_0)$$

$$(R_3 + R_2)(R_2 R_1)(Z_0 R_2 + 2 Z_0^2) + (2 Z_0 R_2 - 2 Z_0 R_1)(Z_0 R_2 R_3) = \dots$$

$$\dots = 2 R_1 R_2^3 R_3 + 4 Z_0 R_1 R_2^2 R_3$$

$$(R_1 R_2 R_3 + R_1 R_2^2)(R_2 Z_0 + 2 Z_0^2) + (2 R_2^2 R_3 Z_0^2 - 2 R_1 R_2 R_3 Z_0^2) = \dots$$

$$\dots = 2 R_1 R_2^3 R_3 + 4 Z_0 R_1 R_2^2 R_3$$

$$R_1 R_2^2 R_3 Z_0 + 2 R_1 R_2 R_3 Z_0^2 + R_1 R_2^3 Z_0 + R_1 R_2^2 2 Z_0^2 + 2 R_2^2 R_3 Z_0^2 + \dots$$

$$\dots - 2 R_1 R_2 R_3 Z_0^2 - 2 R_1 R_2^3 R_3 - 4 Z_0 R_1 R_2^2 R_3 = 0$$

$$-3 R_1 R_2^2 R_3 Z_0 + R_1 R_2^3 Z_0 + R_1 R_2^2 2 Z_0^2 + 2 R_2^2 R_3 Z_0^2 - 2 R_1 R_2^3 R_3 = 0$$

$$R_1 R_2^2 R_3 \{-3 Z_0\} + R_1 R_2^3 \{2 Z_0^2\} + R_1 R_2^2 \{2 Z_0^2\} + R_1 R_2^3 \{Z_0\} + R_1 R_2^2 R_3 \{-2\} + R_2^2 R_3 + R_2^2 R_3 \{2 Z_0^2\} = 0 \quad (62)$$

### 3.3.2 Admitância de Saída

Para máxima transferência de potência entre a saída do circuito “cascode” e o transformador híbrido de saída, tem-se:

$$y_{\text{out}} = y_0 - \frac{y_r \cdot y_f}{y_i + y_s} = \frac{1}{2 \cdot Z_0} \quad (63)$$

onde:  $y_{\text{out}}$  é a admitância de saída do quadripolo.

$$y_s = \frac{2}{Z_0}$$

$$y_{\text{out}} = \frac{1}{2 Z_0} = y_0 - \frac{y_r \cdot y_f}{y_i + y_s} = \frac{1}{R_2} + \frac{\frac{1}{R_2} \left\{ \frac{1}{R_1} - \frac{1}{R_2} \right\}}{\left\{ \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} \right\} + \frac{2}{Z_0}}$$

$$= \frac{1}{R_2} + \frac{\left\{ \frac{1}{R_1 R_2} - \frac{1}{R_2^2} \right\}}{\left\{ \frac{R_3 Z_0 + R_2 Z_0 + R_2 R_3}{R_2 \cdot R_3 \cdot Z_0} \right\}}$$

$$= \frac{1}{R_2} + \frac{\left\{ \frac{R_2^2 - R_1 R_2}{(R_1 R_2) R_2} \right\}}{\left\{ \frac{R_3 Z_0 + R_2 Z_0 + 2 R_2 R_3}{R_2 \cdot R_3 \cdot Z_0} \right\}}$$

$$\begin{aligned}
&= \frac{1}{R_2} + \left\{ \frac{R_2 - R_1}{R_1 \cdot R_2} \right\} \cdot \left\{ \frac{R_2 \cdot R_3 \cdot Z_0}{R_3 Z_0 + R_2 Z_0 + 2 R_2 R_3} \right\} \\
&= \frac{1}{R_2} + \left\{ \frac{R_2 - R_1}{R_1 R_2} \right\} \left\{ \frac{R_3 Z_0}{R_3 Z_0 + R_2 Z_0 + 2 R_2 R_3} \right\} = \frac{1}{2 Z_0} \\
&= \frac{1}{R_2} + \frac{(R_2 - R_1)(R_3 Z_0)}{(R_1 R_2)(R_3 Z_0 + R_2 Z_0 + 2 R_2 R_3)} = \frac{1}{2 Z_0} \\
&= \frac{(R_1 R_2)(R_3 Z_0 + R_2 Z_0 + 2 R_2 R_3) + R_2(R_2 - R_1)(R_3 Z_0)}{R_2(R_1 R_2)(R_3 Z_0 + R_2 Z_0 + 2 R_2 R_3)} = \frac{1}{2 Z_0} \\
&= \frac{R_1 R_2 R_3 Z_0 + R_1 R_2^2 Z_0 + 2 R_1 R_2^2 R_3 + (R_2^2 - R_1 R_2)(R_3 Z_0)}{R_1 R_2^2 R_3 Z_0 + R_1 R_2^3 Z_0 + 2 R_1 R_2^3 R_3} = \frac{1}{2 Z_0} \\
&= \frac{2 R_1 R_2 R_3 Z_0^2 + 2 R_1 R_2^2 Z_0^2 + 4 R_1 R_2^2 R_3 Z_0 + (2 Z_0 R_2^2 - R_1 R_2 2 Z_0)(R_3 Z_0)}{R_1 R_2^2 R_3 Z_0 + R_1 R_2^3 Z_0 + 2 R_1 R_2^3 R_3} = 1 \\
&= \frac{2 R_1 R_2 R_3 Z_0^2 + 2 R_1 R_2^2 Z_0^2 + 4 R_1 R_2^2 R_3 Z_0 + 2 R_2^2 R_3 Z_0^2 - R_1 R_2 R_3 2 Z_0^2}{R_1 R_2^2 R_3 Z_0 + R_1 R_2^3 Z_0 + 2 R_1 R_2^3 R_3} = 1 \\
&\quad 2 R_1 R_2 R_3 Z_0^2 + 2 R_1 R_2^2 Z_0^2 + 4 R_1 R_2^2 R_3 Z_0 + 2 R_2^2 R_3 Z_0^2 + \dots \\
&\quad \dots - R_1 R_2 R_3 2 Z_0^2 - R_1 R_2^2 R_3 Z_0 - R_1 R_2^3 Z_0 - 2 R_1 R_2^3 R_3 = 0 \\
&\quad 2 R_1 R_2^2 Z_0^2 + 3 R_1 R_2^2 R_3 Z_0 + 2 R_2^2 R_3 Z_0^2 - R_1 R_2^3 Z_0 - 2 R_1 R_2^3 R_3 = 0 \\
&\quad R_1 R_2^2 \{2 Z_0^2\} + R_1 R_2^2 R_3 \{3 Z_0\} + R_2^2 R_3 \{2 Z_0^2\} + R_1 R_2^3 \{-Z_0\} + \dots \\
&\quad \dots + R_1 R_2^3 R_3 \{-2\} = 0
\end{aligned} \tag{64}$$

Somando-se (62) e (64) :

$$R_1 R_2^2 R_3 \{-3 Z_0\} + R_1 R_2^2 \{2 Z_0^2\} + R_1 R_2^3 \{Z_0\} + R_1 R_2^3 R_3 \{-2\} + R_2^2 R_3 \{2 Z_0^2\} = 0$$

$$R_1 R_2^2 R_3 \{3 Z_0\} + R_1 R_2^2 \{2 Z_0^2\} + R_1 R_2^3 \{-Z_0\} + R_1 R_2^3 R_3 \{-2\} + R_2^2 R_3 \{2 Z_0^2\} = 0$$

$$4Z_0^2 R_1 R_2^2 - 4R_1 R_2^3 R_3 + 4Z_0^2 R_2^2 R_3 = 0$$

$$4Z_0^2 \{R_1 R_2^2 + R_2^2 R_3\} = 4R_1 R_2^3 R_3$$

$$Z_0^2 = \frac{4R_1 R_2^3 R_3}{4\{R_1 R_2^2 + R_2^2 R_3\}} = \frac{R_1 R_2^3 R_3}{R_1 R_2^2 + R_2^2 R_3}$$

$$Z_0 = \sqrt{\frac{R_1 R_2 R_3}{R_1 + R_3}} \quad (65)$$

Se  $R_3 \rightarrow \infty$  , então :  $Z_0 = \sqrt{R_1 R_2}$

Para o caso de  $R_3$  desacoplado com um choque de RF.

Reescrevendo (65) em função de  $R_1$

$$Z_0^2 R_1 + Z_0^2 R_3 = R_1 R_2 R_3$$

$$R_1 R_2 R_3 - Z_0^2 R_1 = Z_0^2 R_3$$

$$R_1 \{R_2 R_3 - Z_0^2\} = Z_0^2 R_3$$

$$R_1 = \frac{Z_0^2 R_3}{R_2 R_3 - Z_0^2}$$

Dividindo-se numerador e denominador por  $Z_0^2$

$$R_1 = \frac{R_3}{\frac{R_2 R_3}{Z_0^2} - 1} \quad \mathbf{1^a \text{ Equação do Projeto}} \quad (66)$$

### 3.3.3 Ganho de Transdutor

O ganho de potência de transdutor é definido como a relação entre a potência na carga e a potência disponível da fonte:

$$GT \triangleq \frac{PL}{P_{avs}}$$

Esta é a forma de ganho mais importante utilizada pelos projetistas devido ao fato de que ela inclui os efeitos de descasamento da fonte e da carga. A equação (67) representa o ganho de transdutor para um quadripolo cujos parâmetros são expressos em termos de parâmetros  $y$ .

$$GT = \frac{4(|y_f|)^2 \cdot G_L \cdot G_S}{(|(y_i + y_s)(y_o + y_L) - y_r \cdot y_f|)^2} \quad (67)$$

Para o circuito da Figura 3.7 o ganho de transdutor pode ser calculado como se segue:

$$GT = \frac{4\left(\frac{1}{R_1} - \frac{1}{R_2}\right)^2 \cdot \frac{1}{2Z_0} \cdot \frac{2}{Z_0}}{\left\{\left(\frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} + \frac{2}{Z_0}\right) \cdot \left(\frac{1}{R_2} + \frac{1}{2Z_0}\right) + \frac{1}{R_2} \left(\frac{1}{R_1} - \frac{1}{R_2}\right)\right\}^2}$$

$$\sqrt{\frac{GT Z_0^2}{4}} = \frac{\frac{R_2 - R_1}{R_1 R_2}}{\left(\frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} + \frac{2}{Z_0}\right) \left(\frac{1}{R_2} + \frac{1}{2Z_0}\right) + \frac{1}{R_2} \left(\frac{1}{R_1} - \frac{1}{R_2}\right)} \quad (68)$$

O denominador da equação (66) pode ser expresso por :

$$D = \left(\frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} + \frac{2}{Z_0}\right) \left(\frac{1}{R_2} + \frac{1}{2Z_0}\right) + \frac{1}{R_2} \left(\frac{1}{R_1} - \frac{1}{R_2}\right) =$$

$$D = \frac{1}{R_2^2} + \frac{1}{2Z_0 R_2} + \frac{1}{R_3 R_2} + \frac{1}{2R_3 Z_0} + \frac{2}{Z_0 R_2} + \frac{2}{2Z_0^2} + \frac{1}{R_2 R_1} - \frac{1}{R_2^2}$$

$$D = \frac{1}{2Z_0 R_2} + \frac{1}{R_3 R_2} + \frac{1}{2Z_0 R_3} + \frac{2}{R_2 Z_0} + \frac{2}{2Z_0^2} + \frac{1}{R_1 R_2}$$

$$D = \frac{(R_3 R_2)(2Z_0 R_3)(R_2 Z_0)(2Z_0^2)(R_1 R_2) + (2Z_0 R_2)(2Z_0 R_3)(R_2 Z_0)(2Z_0^2)(R_1 R_2)}{(2Z_0 R_2)(R_3 R_2)(2Z_0 R_3)(R_2 Z_0)(2Z_0^2)(R_1 R_2)} + \dots$$

$$+ \dots \frac{(2Z_0 R_2)(R_3 R_2)(R_2 Z_0)(2Z_0^2)(R_1 R_2) + 2(2Z_0 R_2)(R_3 R_2)(2Z_0 R_3)(2Z_0^2)(R_1 R_2)}{(2Z_0 R_2)(R_3 R_2)(2Z_0 R_3)(R_2 Z_0)(2Z_0^2)(R_1 R_2)} + \dots$$

$$+ \dots \frac{2(2Z_0 R_2)(R_3 R_2)(2Z_0 R_3)(R_2 Z_0)(R_1 R_2) + (2Z_0 R_2)(R_3 R_2)(2Z_0 R_3)(R_2 Z_0)(2Z_0^2)}{(2Z_0 R_2)(R_3 R_2)(2Z_0 R_3)(R_2 Z_0)(2Z_0^2)(R_1 R_2)}$$

*assim,*

$$D = \frac{4R_1 R_2^3 R_3^2 Z_0^4 + 8Z_0^5 R_1 R_2^3 R_3 + 4R_1 R_2^4 R_3 Z_0^4 + 16R_1 R_2^3 R_3^2 Z_0^4 + 8R_1 R_2^4 R_3^2 Z_0^3 + 8R_2^3 R_3^2 Z_0^5}{8R_1 R_2^4 R_3^2 Z_0^5}$$

$$D = \frac{20R_1 R_2^3 R_3^2 Z_0^4 + 8R_1 R_2^3 R_3 Z_0^5 + 4R_1 R_2^4 R_3 Z_0^4 + 8R_1 R_2^4 R_3^2 Z_0^3 + 8R_2^3 R_3^2 Z_0^5}{8R_1 R_2^4 R_3^2 Z_0^5} \quad (69)$$

Com (69) em (68), tem-se :

$$\frac{Z_0}{2} \sqrt{GT} = \frac{R_2 - R_1}{R_1 R_2} \cdot \frac{8R_1 R_2^4 R_3^2 Z_0^5}{20R_1 R_2^3 R_3^2 Z_0^4 + 8R_1 R_2^3 R_3 Z_0^5 + 4R_1 R_2^4 R_3 Z_0^4 + 8R_1 R_2^4 R_3^2 Z_0^3 + 8R_2^3 R_3^2 Z_0^5}$$

$$\frac{\sqrt{GT}}{16} = \frac{(R_2 - R_1) R_2^3 R_3^2 Z_0^4}{20 R_1 R_2^3 R_3^2 Z_0^4 + 8 R_1 R_2^3 R_3 Z_0^5 + 4 R_1 R_2^4 R_3 Z_0^4 + 8 R_1 R_2^4 R_3^2 Z_0^3 + 8 R_2^3 R_3^2 Z_0^5}$$

Desenvolvendo o numerador ;

$$(R_2 - R_1) R_2^3 R_3^2 Z_0^4 = R_2^4 R_3^2 Z_0^4 - R_1 R_2^3 R_3^2 Z_0^4$$

$$\begin{aligned} & 20 \sqrt{GT} R_1 R_2^3 R_3^2 Z_0^4 + 8 \sqrt{GT} R_1 R_2^3 R_3 Z_0^5 + 4 \sqrt{GT} R_1 R_2^4 R_3 Z_0^4 + \dots \\ & \dots + 8 \sqrt{GT} R_1 R_2^4 R_3^2 Z_0^3 + 8 \sqrt{GT} R_2^3 R_3^2 Z_0^5 = 16 R_2^4 R_3^2 Z_0^4 - 16 R_1 R_2^3 R_3^2 Z_0^4 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} & 20 \sqrt{GT} R_1 R_2^3 R_3^2 Z_0^4 + 8 \sqrt{GT} R_1 R_2^3 R_3 Z_0^5 + 4 \sqrt{GT} R_1 R_2^4 R_3 Z_0^4 + 8 \sqrt{GT} R_1 R_2^4 R_3^2 Z_0^3 + \dots \\ & \dots + 8 \sqrt{GT} R_2^3 R_3^2 Z_0^5 - 16 R_2^4 R_3^2 Z_0^4 + 16 R_1 R_2^3 R_3^2 Z_0^4 = 0 \end{aligned} \quad (70)$$

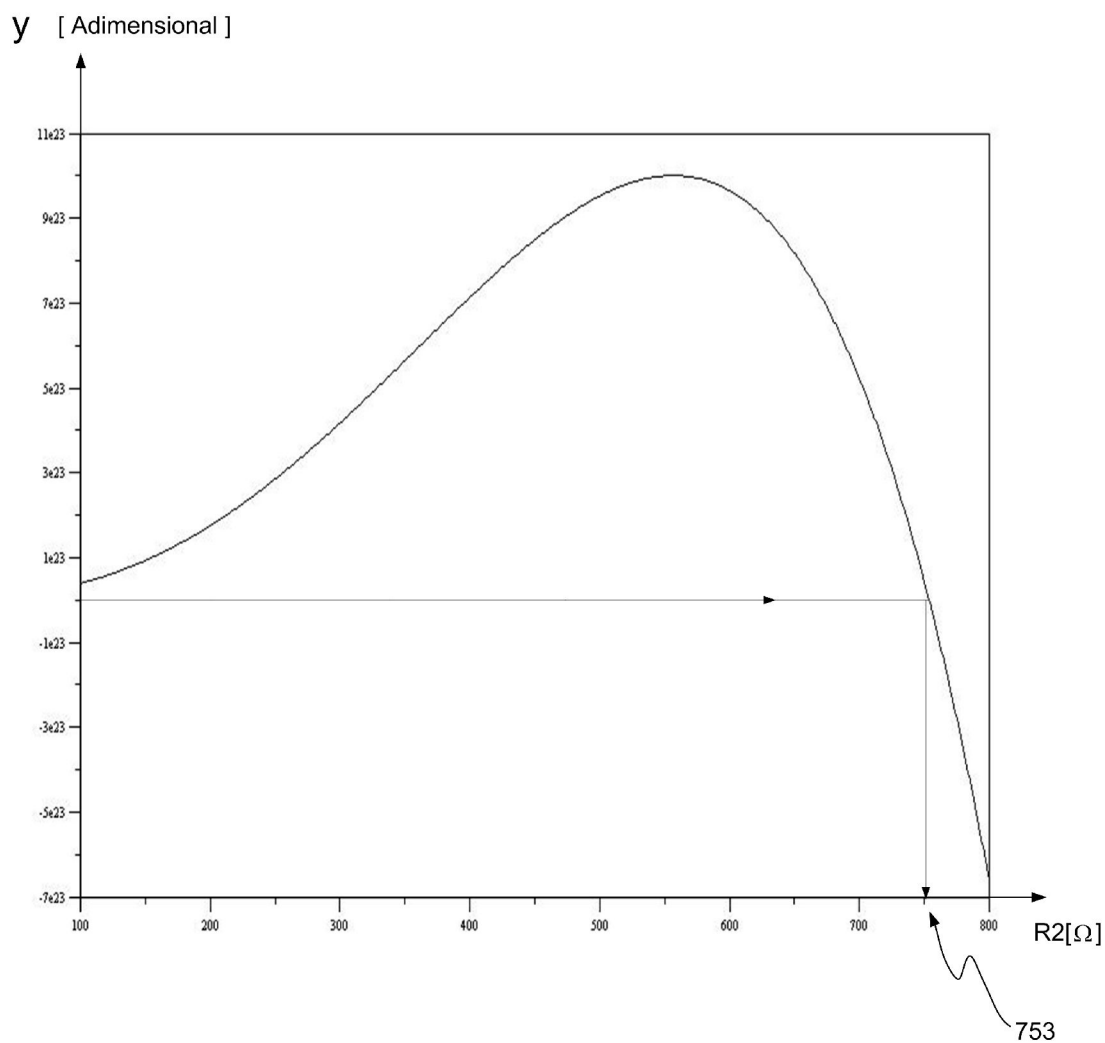
A equação (70) designada como Função **y**, cuja variação é apresentada na Figura 26 , é a **2ª Equação do Projeto** .

A seqüência de Projeto é a seguinte:

- (1)  $R_3$  é calculado para a polarização que forneça a mínima intermodulação;
- (2) A equação (66) é introduzida em (70) substituindo o valor de  $R_1$ ;
- (3) Como o ganho de transdutor é dado de projeto, GT por exemplo igual a 18dB, a equação (70) passa a ter apenas uma incógnita;  
Através de um programa de computador, encontra-se o valor de  $R_2$  ( $R_2 > 0$ ) que satisfaça a equação (70) ;
- (4) Uma vez calculado  $R_2$ , com o auxílio de (66), calcula-se  $R_1$ .

O programa do Anexo C “ Programa para o cálculo da raiz da Função Y ”, escrito no ambiente  $S_{cilab}$ , utilizando as equações (66) e (70) , calcula  $R_1$  e  $R_2$  , tendo como elementos de entrada  $Z_0, R_3$  e o ganho de transdutor GT, em decibels. Obtém-se com a utilização deste programa ,tendo como entrada o ganho de transdutor GT= 18dB ,  $Z_0=75 \Omega$  e  $R_3 =220 \Omega$  os valores de  $R_1= 7,72 \Omega$  e  $R_2= 753 \Omega$  .No Anexo D encontra-se o programa para plotagem da Função y .





$$y = 20\sqrt{GT} R_1 R_2^3 R_3^2 Z_0^4 + 8\sqrt{GT} R_1 R_2^3 R_3 Z_0^5 + 4\sqrt{GT} R_1 R_2^4 R_3 Z_0^4 + 8\sqrt{GT} R_1 R_2^4 R_3^2 Z_0^3 + \dots$$

$$\dots + 8\sqrt{GT} R_2^3 R_3^2 Z_0^5 - 16 R_2^4 R_3^2 Z_0^4 + 16 R_1 R_2^3 R_3^2 Z_0^4$$

**Figura 3.14**– Função  $y$

Nas Figuras 3.15 e 3.16 são mostrados o circuito com as respectivas simulações realizados com auxílio do ADS (Advanced Design System ) da Agilent com transistores reais , no caso o BFG135 ,para verificação da validade do modelo estudado.

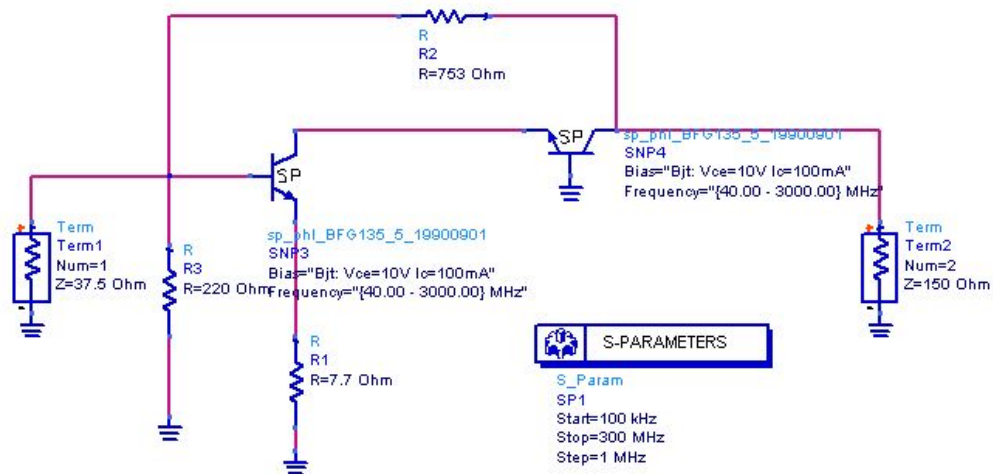


Figura 3.15 - Circuito para verificação da validade do modelo

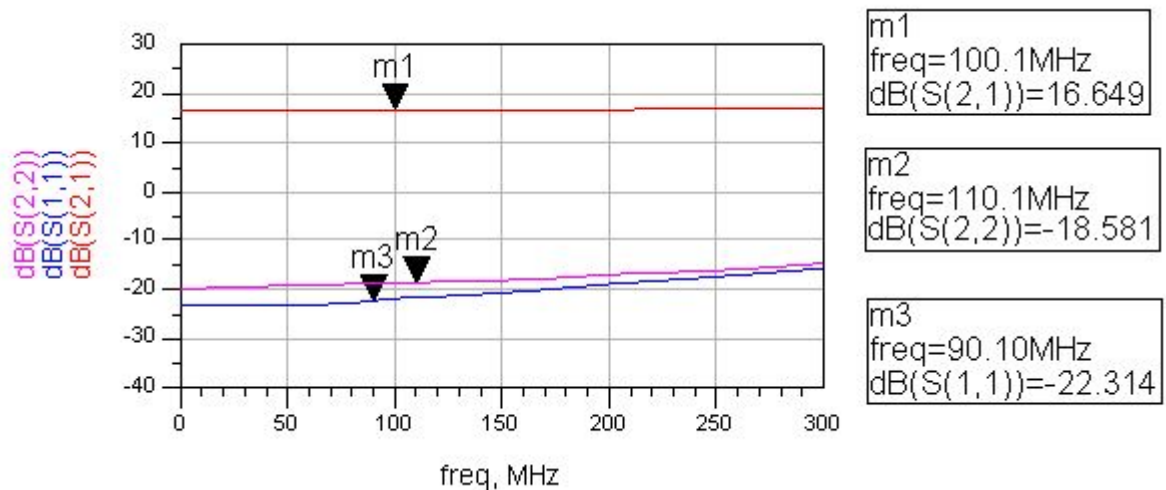
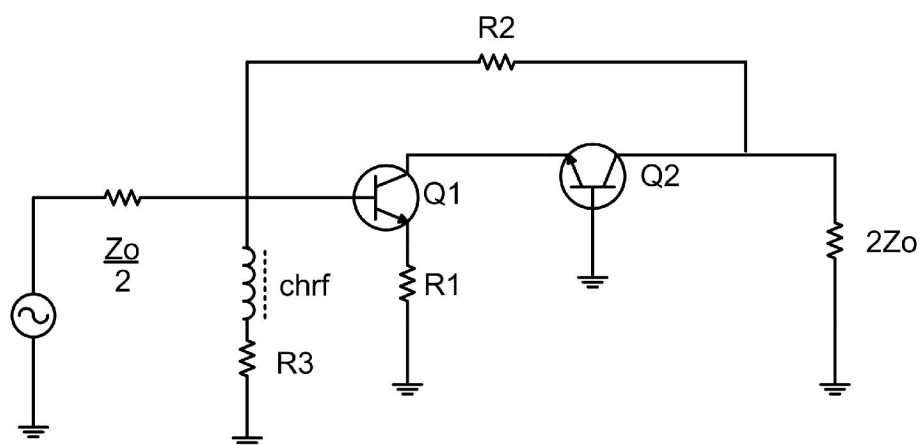


Figura 3.16 – Resultados da simulação com o ADS

Foi observada uma boa concordância entre os valores simulados com o ADS com um transistor real e os valores estimados com as equações para ajuste inicial. O ganho de transdutor desejado,  $GT=18\text{dB}$  ficou  $1,4\text{dB}$  acima do valor simulado. As equações para ajuste inicial fornecem os valores iniciais para alimentação do programa simulador do Anexo A.

De forma similar ao desenvolvimento anterior, pode-se obter as equações simplificadas para o amplificador “cascode” sem o resistor de polarização  $R_3$ . Em aplicações deste tipo de amplificador como pré-amplificador, e se o espaço da placa de circuito comportar a inclusão de um choque de RF que desacople  $R_3$ , a eliminação das perdas introduzidas por  $R_3$  melhorarão a figura de ruído do circuito. A Figura 3.17 mostra o circuito de amplificador “cascode” com o resistor de polarização  $R_3$  desacoplado por um choque de RF.



**Figura 3.17-** Amplificador “cascode” com resistor de polarização  $R_3$  desacoplado

As equações para o amplificador da Figura 3.17 são as seguintes:

$$Z_0 = \sqrt{R_1 R_2}$$

$$R_1 = \frac{Z_0^2}{R_2} \quad (71)$$

$$-8 Z_0^3 R_2^3 + 8 Z_0^4 \sqrt{G_T} \cdot R_2^2 + Z_0^5 (10 \sqrt{G_T} + 8) R_2 = 0 \quad (72)$$

Para o caso em que as impedâncias de entrada e saída sejam ser puramente reais e iguais a  $Z_0$  pode-se demonstrar que o seguinte conjunto de equações são válidas:

$$Z_0 = \sqrt{\frac{R_1 R_2 R_3}{R_1 + R_3}} \quad \Rightarrow$$

$$R_1 = \frac{R_3}{\frac{R_2 R_3}{Z_0^2} - 1} \quad (73)$$

$$R_1 R_2^2 Z_0^2 \sqrt{G_T} + 2 R_1 R_2^2 R_3 Z_0 \sqrt{G_T} + R_1 R_2^3 Z_0 \sqrt{G_T} + \dots$$

$$\dots + R_1 R_2^3 R_3 \sqrt{G_T} + R_2^2 R_3 Z_0^2 \sqrt{G_T} - 2 R_2^3 R_3 Z_0 + \dots \quad (74)$$

$$\dots + 2 R_1 R_2^2 R_3 Z_0 = 0$$

Este conjunto de equações é particularmente útil quando o amplificador simétrico utilizar os transformadores de entrada e saída do tipo inversor, mostrado na Figura 2.8. Como demonstrado, neste tipo de transformador as impedâncias no ramo balanceado devem ser a metade do valor da impedância do ramo desbalanceado. Um amplificador simétrico acoplado com esta configuração de transformadores e projetado com as equações (73) e (74) apresentará o valor do resistor de realimentação paralela  $R_2$  menor que aquele obtido com a utilização de transformadores híbridos de saída de 03 enrolamentos. Conseqüentemente, embora apresente uma maior perda na malha de realimentação, haverá uma melhoria na largura de faixa devido à redução do efeito capacitivo da aleta de dissipação dos transistores de saída, quando da implementação do circuito com componentes discretos.

# Modelagem Linear do Amplificador Simétrico Cascode Através da Análise Nodal

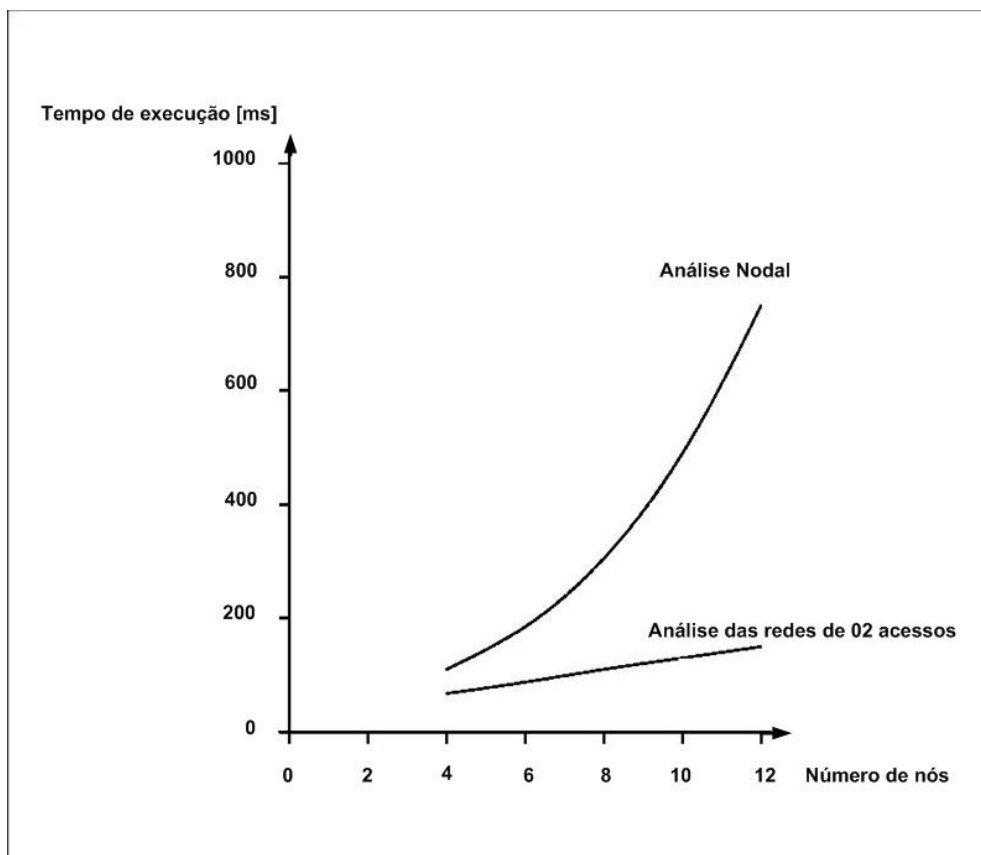
---

## CAPÍTULO 4

### 4.1– Introdução

Conforme descrito em [9] e [10], a análise nodal e as suas variações (Análise Nodal Modificada “MNA” Modified Nodal Analysis) são os métodos de análise de circuitos mais utilizados em simuladores de circuitos na atualidade. O programa simulador com ênfase em circuitos integrados “SPICE” (Simulator Program with Integrated Circuit Emphasis) e o “SuperStar” da Eagleware Corporation [11] utilizam a análise nodal. A análise de circuitos também pode ser desempenhada utilizando-se as propriedades de interconexão dos quadripolos que também podem ser designadas por “redes de dois acessos”. Por exemplo, os parâmetros ABCD são úteis para o cálculo da resposta de redes de dois acessos em cascata, pois a associação dos mesmos resulta numa matriz ABCD do conjunto, que é obtida pela multiplicação das matrizes individuais. Se as redes de dois acessos estão, por exemplo, conectada em paralelo, pode-se então utilizar as propriedades de interconexão das redes de dois acessos, expressas como matrizes Y. Quando dois quadripolos estão conectados em paralelo, basta expressar os mesmos em parâmetros Y e a matriz equivalente será obtida pela soma dos elementos de mesmo índice. Por outro lado, na conexão série das redes de dois acessos, pode-se utilizar as propriedades dos parâmetros Z [9],[12],[13]. Assim um circuito inteiro pode ser analisado pela transformação de seus componentes em matrizes Y,Z,S ou ABCD da forma mais conveniente, e então, aplicando

as propriedades de interconexão dos quadripolos, finalmente obter a matriz resultante total em parâmetros S. Assim, pode-se calcular os parâmetros tais como ganho de transdutor, perda por retorno de entrada e saída e outros pela aplicação imediata de fórmulas deduzidas para parâmetros S. A Figura 4.1 mostra um gráfico extraído de [11], onde são comparados o tempo de execução de dois programas de análise de circuitos, um escrito com o método nodal e o outro escrito com o método de interconexão das redes de dois acessos. São executados programas para análise de um filtro passa-faixa com 4 a 12 nós. É observado que enquanto para a análise utilizando-se parâmetros de duas portas o tempo de execução cresce linearmente com o número de nós, para a análise nodal o crescimento segue a lei exponencial.



**Figura 4.1** – Tempo de execução versus número de nós de um filtro passa-faixa, para análise nodal e análise de duas portas [11]

Infelizmente, nem todas as topologias de rede podem ser analisadas com o método das redes de 2 acessos. Como exemplo pode-se citar o transformador híbrido de 3 enrolamentos em que o método nodal pode ser aplicado . Pode-se também utilizar uma combinação dos dois métodos nas partes dos circuitos. Após a obtenção das matrizes  $Y$  pode-se associá-las de forma a obter uma única matriz. Com isto, obtém-se uma redução no tempo de execução do programa de análise . O programa Eagleware utiliza esta metodologia.

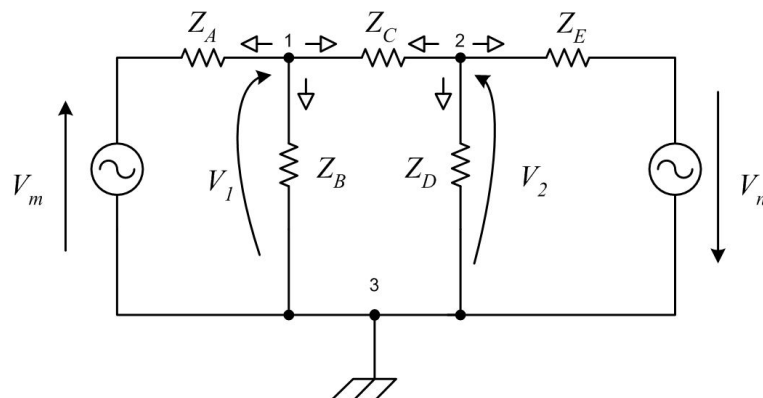
## 4.2– O método nodal

O método nodal [14] é resultante da aplicação da 1ª Lei de Kirchhoff : “A soma das correntes que chegam a um nó é igual à soma das correntes que dele saem.”

Dado um circuito qualquer, o método Nodal pode ser aplicado da seguinte forma:

1. Determine o número de nós do circuito.
2. Escolha um nó de referência e rotule cada nó restante com um valor de tensão: por exemplo  $V_1, V_2, \dots, V_n$
3. Aplique a 1ª Lei de Kirchhoff em todos os nós, exceto ao de referência. Suponha que todas as correntes com sentido desconhecido, saem do nó.
4. Resolva as equações resultantes para obter as tensões dos nós.

Para exemplificar a aplicação deste método, será considerado o circuito da Figura 4.2 .O método nodal consiste em se determinarem as tensões de todos os nós principais, referidas ao nó de referência . Aplicando, então, a Lei de Kirchhoff para as correntes às junções 1 e 2, obtendo-se duas equações com as incógnitas  $V_1$  e  $V_2$ :



**Figura 4.2** – Exemplo de aplicação do Método Nodal

$$\frac{V_1 - V_m}{Z_A} + \frac{V_1}{Z_B} + \frac{V_1 - V_2}{Z_C} = 0 \quad (75)$$

$$\frac{V_2 - V_1}{Z_C} + \frac{V_2}{Z_D} + \frac{V_2 + V_n}{Z_E} = 0 \quad (76)$$

Reagrupando (75) e (76) em termos de  $V_1$  e  $V_2$  obtém-se:

$$\left\{ \frac{1}{Z_A} + \frac{1}{Z_B} + \frac{1}{Z_C} \right\} V_1 - \left\{ \frac{1}{Z_C} \right\} V_2 = \left\{ \frac{1}{Z_A} \right\} V_m \quad (77)$$

$$-\left\{ \frac{1}{Z_C} \right\} V_1 + \left\{ \frac{1}{Z_C} + \frac{1}{Z_D} + \frac{1}{Z_E} \right\} V_2 = -\left\{ \frac{1}{Z_E} \right\} V_n \quad (78)$$

Como  $1/Z = Y$ , o sistema formado pelas equações 77 e 78 pode ser reescrito em função das admitâncias:

$$\{Y_A + Y_B + Y_C\} V_1 - \{Y_C\} V_2 = Y_A \cdot V_m \quad (79)$$

$$-\{Y_C\} V_1 + \{Y_C + Y_D + Y_E\} V_2 = -Y_E \cdot V_n \quad (80)$$

Em notação matricial resulta:

$$\begin{bmatrix} Y_A + Y_B + Y_C & -Y_C \\ -Y_C & Y_C + Y_D + Y_E \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_A V_m \\ -Y_E V_n \end{bmatrix} \quad (81)$$

Assim sendo conhecidos  $V_m$ ,  $V_n$ ,  $Z_A$ ,  $Z_B$ ,  $Z_C$ ,  $Z_D$  as tensões  $V_1$  e  $V_2$  podem ser calculadas utilizando-se a regra de Cramer. Para que o sistema formado por (79) e (80)

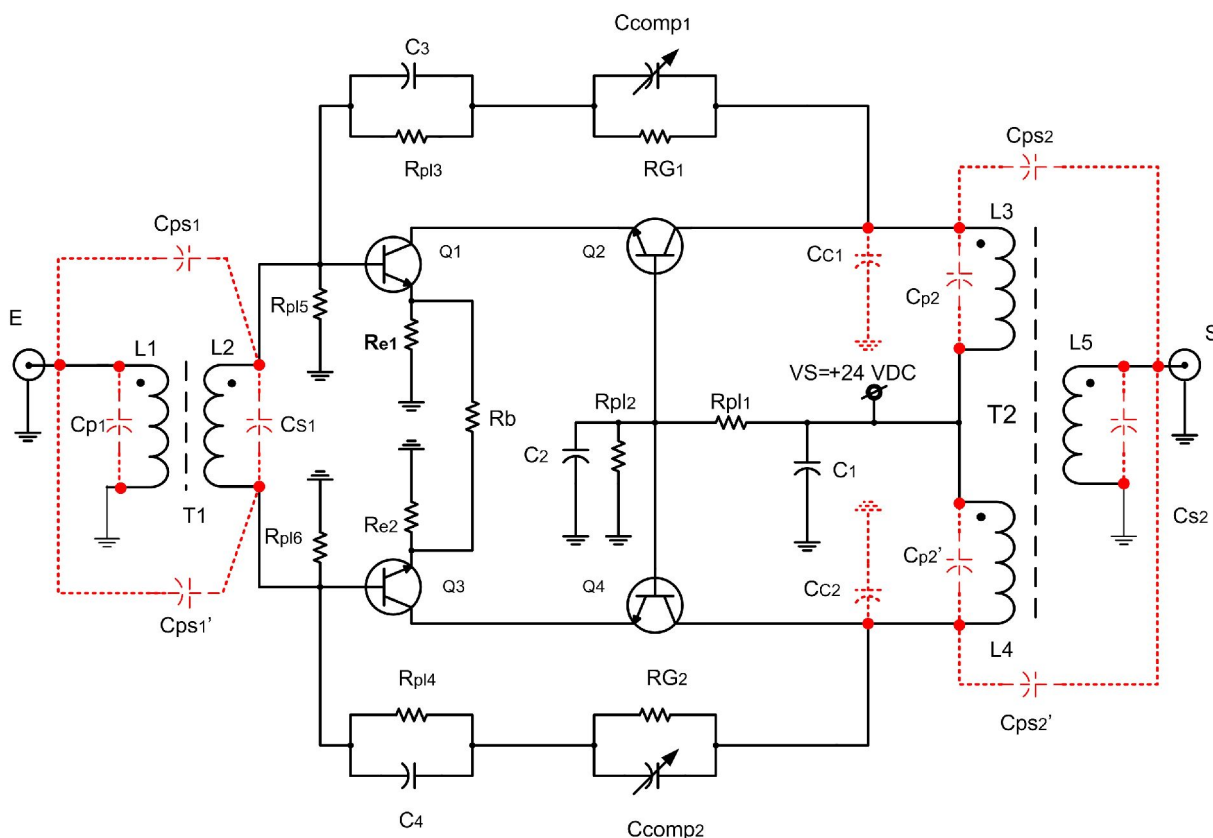


tenha solução, as únicas incógnitas nas equações nodais devem ser as tensões nodais.

## 4.3– O Amplificador de RF Faixa Larga na Configuração Simétrica “Cascode”

### 4.3.1- Introdução

Antes da análise do amplificador de RF faixa larga através do método nodal, é necessária uma descrição detalhada de um circuito real, incluindo-se os elementos parasitas principais. Na Figura 4.3, está esboçado o diagrama deste amplificador.

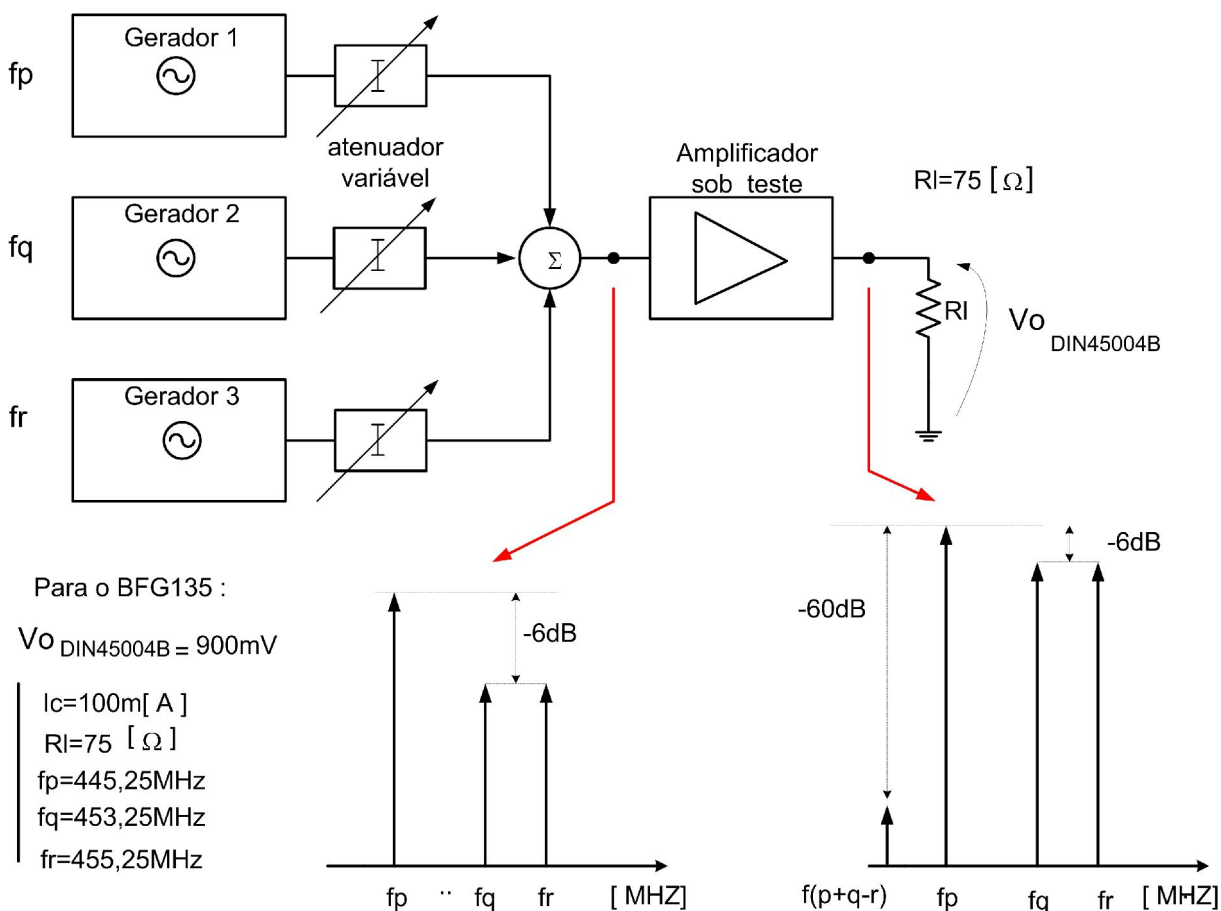


**Figura 4.3** – Amplificador RF faixa larga na configuração simétrica “cascode”

### 4.3.2– Descrição do Circuito

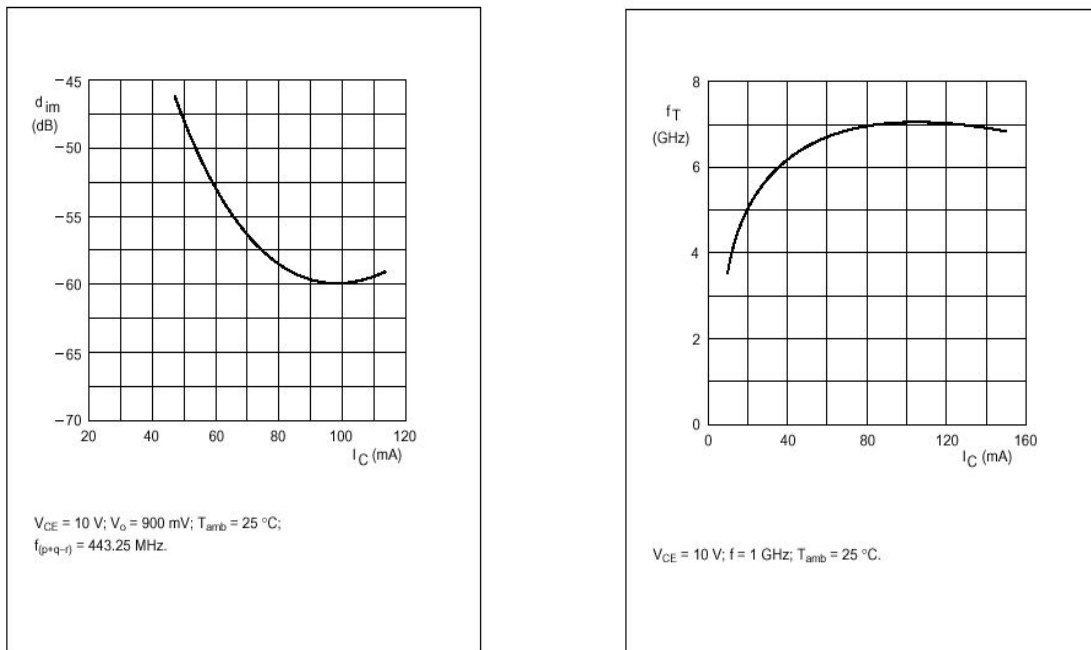
Devido às características superiores em termos de baixa distorção, os transistores

$Q_1$ ,  $Q_2$  e  $Q_3$ ,  $Q_4$  estão conectados de forma que  $Q_1$  e  $Q_3$  estejam na configuração emissor comum, e  $Q_2$  e  $Q_4$  estejam na configuração base comum ( $Q_1$ - $Q_2$ ,  $Q_3$ - $Q_4$  estão na configuração cascode ,emissor comum – base comum). Como  $Q_1$  está em série com  $Q_2$ , (emissor de  $Q_2$  em série com o coletor de  $Q_1$ ) e o mesmo raciocínio é válido para  $Q_4$ - $Q_3$ , as correntes quiescentes dos transistores,  $\bar{I}_c$ , são praticamente as mesmas.  $\bar{I}_c$  é escolhida para o ponto de mínima intermodulação de terceira ordem simples. Como neste estudo, especificamente, o que se deseja é analisar um amplificador de CATV, ultra-linear, compatível com os módulos amplificadores, existentes, para que sejam obtidas as mesmas características de potência de saída dos módulos amplificadores disponíveis, o transistor que atende ao nível de potência e resposta de frequência é o BFG135. Este transistor possui corrente  $\bar{I}_c$  para mínima distorção de terceira ordem de 100 mA com uma potência de saída de 59dBmV (900mV) com distorções de -60dBc e uma frequência de transição de 7 GHz. O método utilizado para medida das distorções de terceira ordem é o DIN45004B. A Figura 4.4 mostra a configuração de teste para medida de intermodulação de terceira ordem de acordo com a norma DIN 45004B.



**Figura 4.4** - Configuração para medida do  $V_{o\text{ DIN45004B}}$

Pela Figura 4.5 pode-se obter o ponto ótimo de polarização para mínima distorção de terceira ordem, e o ponto ótimo para máxima  $f_T$ . Observa-se que a máxima  $f_T$  e mínima distorção de terceira ordem ocorrem aproximadamente para a mesma corrente de coletor, 100 mA.



a) Intermodulação de terceira ordem em função da corrente de coletor para o BFG135

b) Frequência de transição em função da corrente de coletor para o BFG135

**Figura 4.5** – a)  $V_{oDIN45004B}$  para o BFG135  
b) Frequência de transição

O transformador  $T_1$  da Figura 4.3 é responsável pelo acoplamento do sinal de entrada às bases de  $Q_1$  e  $Q_3$  com inversão de fase de  $180^\circ$ . O transformador  $T_2$  é um transformador híbrido de 3 enrolamentos, responsável pela soma em fase dos sinais fornecidos por  $Q_2$  e  $Q_4$ . Os capacitores  $C_1, C_2, C_3, C_4$ , são capacitores de desacoplamento, com valores de 20 kpF. Os resistores  $RG_1, RG_2, Re_1, Re_2, Rb, Rpl_5, Rpl_6$ , são responsáveis pelo ganho, impedância de entrada e saída, como deduzido anteriormente. O resistor  $Rb$  influencia o ganho e auxilia no balanceamento do amplificador, reduzindo as distorções de ordem par. O resistor  $Rb$ , se os transistores estiverem equilibrados, não influenciará a polarização DC, pois liga pontos de mesmo potencial. Em termos de polarização,  $T_1$  também

força as polarizações das bases de  $Q_1$ , e  $Q_3$  serem iguais e assim contribui para o balanceamento CC das duas metades do circuito, com uma conseqüente melhora do cancelamento das distorções de segunda ordem ( $IM_2$ ). Os resistores  $R_{pl1}$ ,  $R_{pl2}$ ,  $R_{pl3}$ ,  $R_{pl4}$ , têm influência apenas no ponto de polarização do amplificador, pois estão desacoplados. As capacitâncias parasitas  $C_{c1}$  e  $C_{c2}$  representam as capacitâncias formadas entre as aletas de dissipação do terminal de coletor e o plano de terra. Estas capacitâncias dependem também do substrato utilizado na confecção do circuito. O circuito é projetado para apresentar uma impedância de saída de  $150 \Omega$  nos terminais de coletor. Assim, pequenas capacitâncias comprometem a sua resposta em altas freqüências. As mesmas capacitâncias formadas pelos terminais de coletor de  $Q_1$  e  $Q_3$ , podem ser negligenciadas, devido ao ponto de baixa impedância apresentado pelo circuito de base comum de  $Q_2$  e  $Q_4$ . De acordo com a Figura 3.6 a impedância em baixa freqüência entre emissor e terra será:

$$r_e = r_{b'e} // \frac{1}{g_m}$$

$$\text{Para o BFG135} \quad r_{b'e} = \frac{h_{fe}}{g_m} = \frac{130}{3,85 A/V} = 33,8 \Omega$$

$$g_m = \frac{\bar{I}_C}{26 mV} = \frac{0,1 A}{26 mV} = 3,85 A/V$$

$$r_e = r_{b'e} // \frac{1}{g_m} = 0,25 \Omega$$

As capacitâncias parasitas da ordem de alguns picofarads não terão influência, entre emissor e terra dos transistores de saída. Os capacitores  $C_{comp1}$  e  $C_{comp2}$  são colocados de forma a linearizar a resposta em freqüência e estabilizar o amplificador e altas freqüências. As capacitâncias  $C_{p1}$ ,  $C_{ps1}$ ,  $C_{ps'1}$ ,  $C_{s1}$ ,  $C_{p2}$ ,  $C_{p2'}$ ,  $C_{ps2}$ ,  $C_{ps2'}$  e  $C_{s2}$  são as capacitâncias parasitas dos transformadores. Junto com  $C_{c1}$  e  $C_{c2}$  são os principais limitadores da resposta em alta freqüência do amplificador, como será observado através das simulações.

## 4.4– Aplicando o Método Nodal

Uma vez que os principais elementos parasitas, responsáveis pela degradação do desempenho do amplificador de RF foram identificados e modelados, o próximo passo será seguir os procedimentos anteriormente delineados para a aplicação do método nodal.

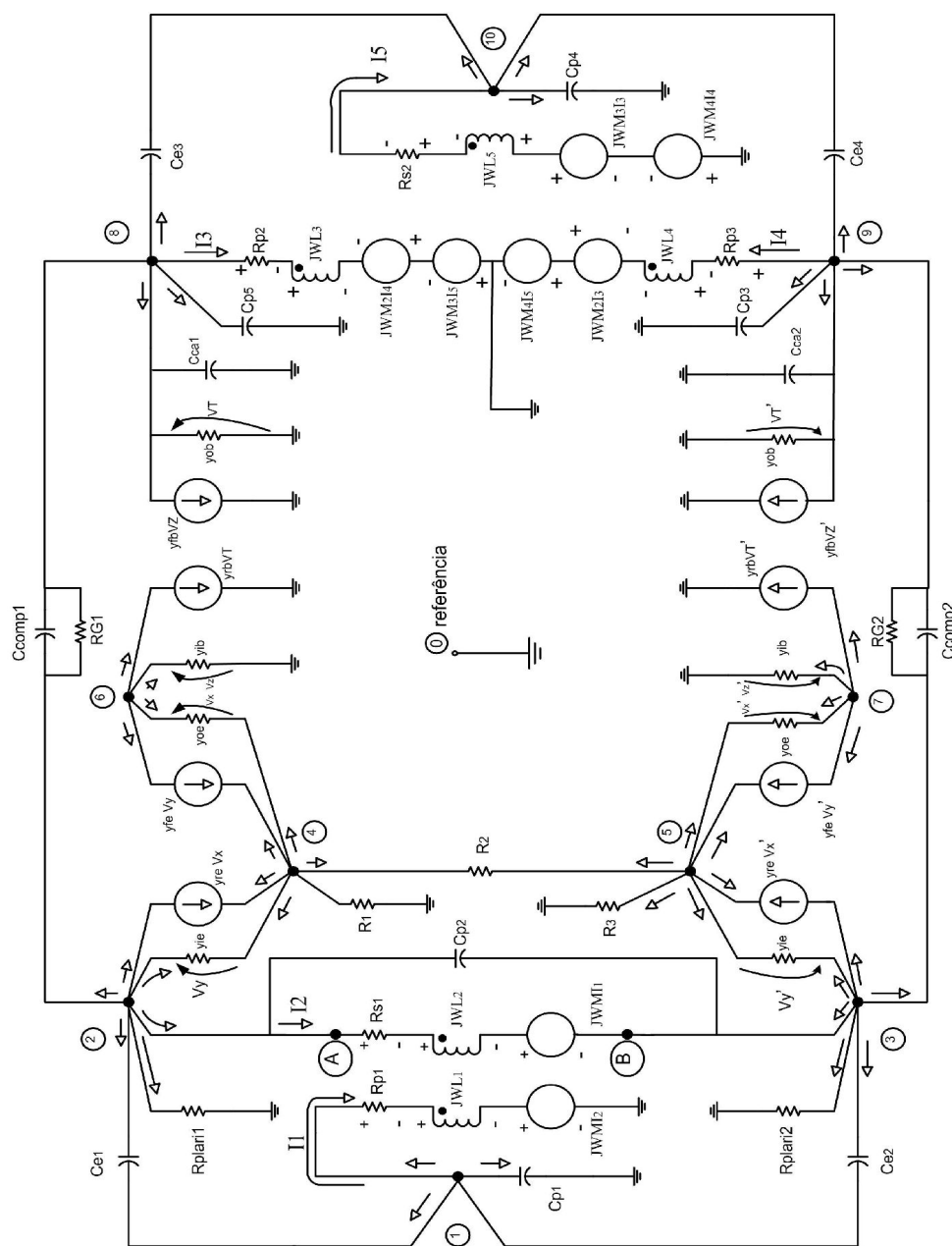
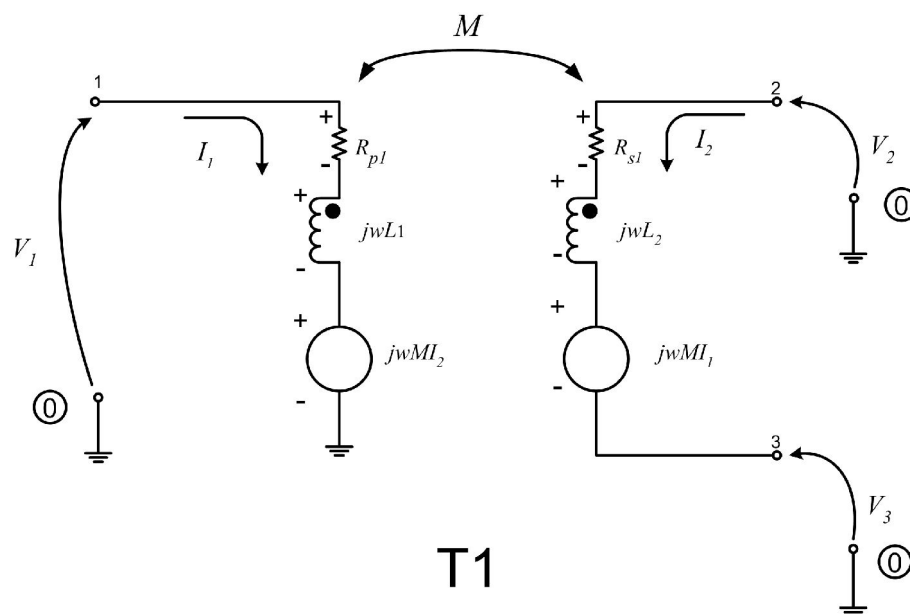


Figura 4.6– Amplificador Modelado

Para este fim, o circuito da Figura 4.3 deve ser redesenhado, substituindo os componentes por seus circuitos equivalentes, conforme Figura 4.6. Os transformadores  $T_1$  e  $T_2$  merecem cuidado especial na aplicação direta do método nodal, pois para que o sistema de equações nodais possa ser resolvido, as únicas incógnitas devem ser as tensões nodais. Assim, para equacionar o sistema as correntes pelo primário e secundário são relacionadas as tensões nodais em seus terminais. Na Figura 4.7, o transformador  $T_1$  é redesenhado com as tensões nodais aplicadas em seus terminais.



**Figura 4.7** – Transformador  $T_1$  modelado

Aplicando-se a 2ª Lei de Kirchhoff ao primário e secundário de  $T_1$ :

$$V_1 = I_1 R_{p1} + I_1 j\omega L_1 + I_2 j\omega M$$

$$-V_3 + V_2 = I_2 R_{s1} + I_2 j\omega L_2 + I_1 j\omega M$$

$$I_1 \{R_{p1} + j\omega L_1\} + I_2 \{j\omega M\} = V_1$$

$$I_1 \{j\omega M\} + I_2 \{R_{s1} + j\omega L_2\} = V_2 - V_3$$

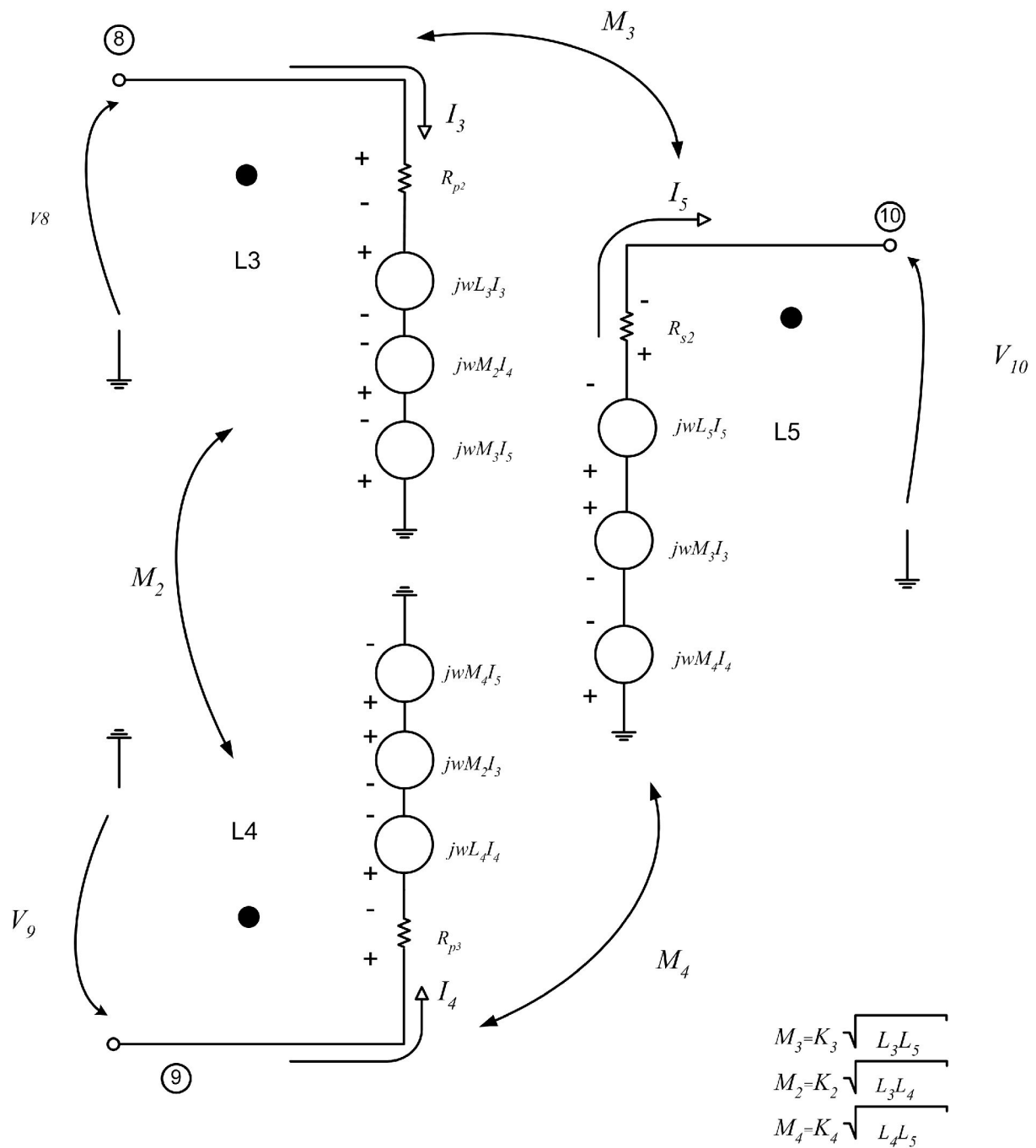
$$I_1 = \frac{\begin{bmatrix} V_1 & j\omega M \\ V_2 - V_3 & R_{S1} + j\omega L_2 \end{bmatrix}}{\begin{bmatrix} R_{p1} + j\omega L_1 & j\omega M \\ j\omega M & R_{S1} + j\omega L_2 \end{bmatrix}}$$

$$I_2 = \frac{\begin{bmatrix} R_{p1} + j\omega L_1 & V_1 \\ j\omega M & V_2 - V_3 \end{bmatrix}}{\begin{bmatrix} R_{p1} + j\omega L_1 & j\omega M \\ j\omega M & R_{S1} + j\omega L_2 \end{bmatrix}}$$

$$I_1 = \frac{V_1(R_{S1} + j\omega L_2) - (V_2 - V_3)j\omega M}{(R_{p1} + j\omega L_1)(R_{S1} + j\omega L_2) + \omega^2 M^2} \quad (82)$$

$$I_2 = \frac{(R_{p1} + j\omega L_1)(V_2 - V_3) - j\omega M V_1}{(R_{p1} + j\omega L_1)(R_{S1} + j\omega L_2) + \omega^2 M^2} \quad (83)$$

As equações (82) e (83) relacionam as correntes do primário de  $T_1$  ( $I_1$ ) e secundário de  $T_1$  ( $I_2$ ) com as tensões dos nós 1,2 e 3 . O mesmo raciocínio é utilizado para o transformador  $T_2$ . A Figura 4.8 mostra o transformador  $T_2$  redesenhado com as tensões dos nós 8,9, e 10 aplicados em seus terminais.



**Figura 4.8** – Transformador T2 modelado ou Transformador híbrido de 3 enrolamentos



Aplicando-se a 2ª Lei de Kirchhoff aos três enrolamentos:

$$\begin{aligned} I_3 R_{p2} + j\omega L_3 I_3 - j\omega M_3 I_5 - j\omega M_2 I_4 &= V_8 \\ -j\omega M_2 I_3 + j\omega M_4 I_5 + j\omega L_4 I_4 + I_4 R_{p3} &= V_9 \\ -I_5 R_{S2} - I_5 j\omega L_5 + j\omega M_3 I_3 - j\omega M_4 I_4 &= V_{10} \end{aligned}$$

reagrupando

$$\begin{aligned} I_3 \{R_{p2} + j\omega L_3\} + I_4 \{-j\omega M_2\} + I_5 \{-j\omega M_3\} &= V_8 \\ I_3 \{-j\omega M_2\} + I_4 \{R_{p3} + j\omega L_4\} + I_5 \{j\omega M_4\} &= V_9 \\ I_3 \{-j\omega M_3\} + I_4 \{-j\omega M_4\} + I_5 \{-j\omega L_5 - R_{S2}\} &= V_{10} \end{aligned}$$

O sistema acima na forma matricial:

$$\begin{bmatrix} R_{p2} + j\omega L_3 & -j\omega M_2 & -j\omega M_3 \\ -j\omega M_2 & R_{p3} + j\omega L_4 & j\omega M_4 \\ j\omega M_3 & -j\omega M_4 & -j\omega L_5 - R_{S2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_3 \\ I_4 \\ I_5 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_8 \\ V_9 \\ V_{10} \end{bmatrix}$$

daí:

$$I_3 = \frac{\begin{bmatrix} V_8 & -j\omega M_2 & -j\omega M_3 \\ V_9 & R_{p3} + j\omega L_4 & j\omega M_4 \\ V_{10} & -j\omega M_4 & -j\omega L_5 - R_{S2} \end{bmatrix}}{\begin{bmatrix} R_{p2} + j\omega L_3 & -j\omega M_2 & -j\omega M_3 \\ -j\omega M_2 & R_{p3} + j\omega L_4 & j\omega M_4 \\ j\omega M_3 & -j\omega M_4 & -j\omega L_5 - R_{S2} \end{bmatrix}} = \Delta b = \Delta a$$

chamando o determinante do denominador de  $I_3$  de  $\Delta a$  e o numerador de  $\Delta b$ .

Resolvendo o determinante do numerador de  $I_3$  pela regra de Sarrus:

$$\begin{aligned} &+ V_{10}(R_{p3} + j\omega L_4)(j\omega M_3) + V_8(j\omega M_4)(j\omega M_4) + \dots \\ &\dots + V_9(j\omega M_2)(-j\omega L_5 - R_{S2}) + V_8(R_{p3} + j\omega L_4)(-j\omega L_5 - R_{S2}) + \dots \\ &\dots - V_{10}(j\omega M_2)(j\omega M_4) + V_9(j\omega M_3)(j\omega M_4) = \Delta b \end{aligned}$$

reagrupando

$$\begin{aligned}
 \Delta b &= V_8 \{-\omega^2 M_4^2 + (R_{p3} + j\omega L_4)(-j\omega L_5 - R_{S2})\} + \dots \\
 &\dots + V_9 \{(j\omega M_2)(-j\omega L_5 - R_{S2}) + (j\omega M_3)(j\omega M_4)\} + \dots \\
 &\dots + V_{10} \{(R_{p3} + j\omega L_4)(j\omega M_3) - (j\omega M_2)(j\omega M_4)\} \\
 I_3 &= \frac{V_8}{\Delta a} \{-\omega^2 M_4^2 + (R_{p3} + j\omega L_4)(-j\omega L_5 - R_{S2})\} + \dots \\
 &\dots + \frac{V_9}{\Delta a} \{(j\omega M_2)(-j\omega L_5 - R_{S2}) + (j\omega M_3)(j\omega M_4)\} + \dots \\
 &\dots + \frac{V_{10}}{\Delta a} \{(R_{p3} + j\omega L_4)(j\omega M_3) - (j\omega M_2)(j\omega M_4)\} \\
 I_3 &= \frac{V_8}{\Delta a} X + \frac{V_9}{\Delta a} Y + \frac{V_{10}}{\Delta a} Z
 \end{aligned} \tag{84}$$

onde

$$\begin{aligned}
 X &= \{-\omega^2 M_4^2 + (R_{p3} + j\omega L_4)(-j\omega L_5 - R_{S2})\} \\
 Y &= \{(j\omega M_2)(-j\omega L_5 - R_{S2}) + (j\omega M_3)(j\omega M_4)\} \\
 Z &= \{(R_{p3} + j\omega L_4)(j\omega M_3) - (j\omega M_2)(j\omega M_4)\}
 \end{aligned}$$

$I_3$  está em função das tensões nodais e dos componentes do transformador  $T_2$ .

$I_4$  pode ser calculado por:

$$I_4 = \frac{\begin{bmatrix} R_{p2} + j\omega L_3 & V_8 & -j\omega M_3 \\ -j\omega M_2 & V_9 & j\omega M_4 \\ j\omega M_3 & V_{10} & -j\omega L_5 - R_{S2} \end{bmatrix}}{\Delta a} = \Delta c$$

Resolvendo o determinante do numerador pelo método de Sarrus e reagrupando, resulta:

$$\begin{aligned}
 \Delta c &= V_8 \{(j\omega M_2)(-j\omega L_5 - R_{S2}) + (j\omega M_4)(j\omega M_3)\} + \dots \\
 &\dots + V_9 \{(j\omega M_3)(j\omega M_3) + (R_{p2} + j\omega L_3)(-j\omega L_5 - R_{S2})\} + \dots \\
 &\dots + V_{10} \{-(j\omega M_4)(R_{p2} + j\omega L_3) + (j\omega M_3)(j\omega M_2)\}
 \end{aligned}$$

Daí:

$$I_4 = \frac{V_8 T}{\Delta a} + \frac{V_9 U}{\Delta a} + \frac{V_{10} V}{\Delta a} \quad (85)$$

onde:

$$T = \{(j\omega M_2)(-j\omega L_5 - R_{S2}) + (j\omega M_4)(j\omega M_3)\}$$

$$U = \{(j\omega M_3)(j\omega M_3) + (R_{p2} + j\omega L_3)(-j\omega L_5 - R_{S2})\}$$

$$V = \{-(j\omega M_4)(R_{p2} + j\omega L_3) + (j\omega M_3)(j\omega M_2)\}$$

Note que  $I_4$  está em função apenas das tensões nodais e dos componentes do circuito de  $T_2$ .

Finalmente, pode-se calcular  $I_5$  de forma similar:

$$I_5 = \frac{\begin{bmatrix} R_{p2} + j\omega L_3 & -j\omega M_2 & V_8 \\ -j\omega M_2 & R_{p3} + j\omega L_4 & V_9 \\ j\omega M_3 & -j\omega M_4 & V_{10} \end{bmatrix}}{\Delta a} = \Delta d$$

Resolvendo o determinante do numerador de  $I_5$  pelo método de Sarrus:

$$\begin{aligned} \Delta d &= -V_8(j\omega M_3)(R_{p3} + j\omega L_4) + j\omega M_4 V_9(R_{p2} + j\omega L_3) + \dots \\ &\dots - V_{10}(j\omega M_2)(j\omega M_2) + V_{10}(R_{p2} + j\omega L_3)(R_{p3} + j\omega L_4) + \dots \\ &\dots - V_9(j\omega M_2)(j\omega M_3) + V_8(j\omega M_2)(j\omega L_4) \end{aligned}$$

Reagrupando

$$\begin{aligned} \Delta d &= V_8 \{(j\omega M_2)(j\omega M_4) - (j\omega M_3)(R_{p3} + j\omega L_4)\} + \dots \\ &\dots + V_9 \{j\omega M_4(R_{p2} + j\omega L_3) - (j\omega M_2)(j\omega M_3)\} + \dots \\ &\dots + V_{10} \{(R_{p2} + j\omega L_3)(R_{p3} + j\omega L_4) - (j\omega M_2)(j\omega M_2)\} \end{aligned}$$

Daí:

$$I_5 = \frac{V_8}{\Delta a} \alpha + \frac{V_9}{\Delta a} \beta + \frac{V_{10}}{\Delta a} \gamma \quad (86)$$

onde:

$$\alpha = \{(j\omega M_2)(j\omega M_4) - (j\omega M_3)(R_{p3} + j\omega L_4)\}$$

$$\beta = \{j\omega M_4(R_{p2} + j\omega L_3) - (j\omega M_2)(j\omega M_3)\}$$

$$\gamma = \{(R_{p2} + j\omega L_3)(R_{p3} + j\omega L_4) + \omega^2 M_2^2\}$$

Note que  $I_5$  está em função apenas das tensões nodais e dos componentes do circuito de  $T_2$ .

Escreve-se agora as equações para os nós de 1 a 10, utilizando a Primeira Lei de Kirchhoff.

Aplicando a 1ª Lei de Kirchhoff ao nó 1 tem-se:

Nó 1

$$\frac{V_1 - V_3}{-j \frac{1}{\omega c_{e2}}} + \frac{V_1 - V_2}{-j \frac{1}{\omega c_{e1}}} + \frac{V_1}{-j \frac{1}{\omega c_{p1}}} + I_1 = 0 \quad (87)$$

(82) em (87)

$$\frac{V_1 - V_3}{-j \frac{1}{\omega c_{e2}}} + \frac{V_1 - V_2}{-j \frac{1}{\omega c_{e1}}} + \frac{V_1}{-j \frac{1}{\omega c_{p1}}} + \frac{V_1(R_{S1} + j\omega L_2) - (V_2 - V_3)j\omega M}{(R_{p1} + j\omega L_1)(R_{S1} + j\omega L_2) + \omega^2 M^2} = 0$$

reagrupando

$$\{j\omega c_{e2}\}V_1 + \{-j\omega c_{e2}\}V_3 + \{j\omega c_{e1}\}V_1 + \{-j\omega c_{e1}\}V_2 + \dots$$

$$\dots + \{j\omega c_{p1}\}V_1 + \left\{ \frac{R_{S1} + j\omega L_2}{(R_{p1} + j\omega L_1)(R_{S1} + j\omega L_2) + \omega^2 M^2} \right\} V_1 + \dots$$

$$\dots + \left\{ \frac{-j\omega M}{(R_{p1} + j\omega L_1)(R_{S1} + j\omega L_2) + \omega^2 M^2} \right\} V_2 + \dots$$

$$\dots + \left\{ \frac{j\omega M}{(R_{p1} + j\omega L_1)(R_{S1} + j\omega L_2) + \omega^2 M^2} \right\} V_3 = 0$$

$$\begin{aligned}
& \left\{ j\omega c_{e2} + j\omega c_{e1} + j\omega c_{p1} \frac{R_{S1} + j\omega L_2}{\{R_{p1} + j\omega L_1\}\{R_{S1} + j\omega L_2\} + \omega^2 M^2} \right\} V_1 + \dots \\
& \dots + \left\{ -j\omega c_{e1} - j \frac{\omega M}{\{R_{p1} + j\omega L_1\}\{R_{S1} + j\omega L_2\} + \omega^2 M^2} \right\} V_2 + \dots \\
& \dots + \left\{ -j\omega c_{e2} + j \frac{\omega M}{\{R_{p1} + j\omega L_1\}\{R_{S1} + j\omega L_2\} + \omega^2 M^2} \right\} V_3 + \dots \\
& \dots + 0V_4 + 0V_5 + 0V_6 + 0V_7 + 0V_8 + 0V_{10} = 0
\end{aligned}$$

Aplicando a 1ª Lei de Kirchhoff ao Nó 2

$$\begin{aligned}
& \frac{V_2 - V_1}{-j \frac{1}{\omega c_{e1}}} + \frac{V_2}{R_{polar1}} + \frac{(R_{p1} + j\omega L_1)(V_2 - V_3)}{(R_{p1} + j\omega L_1)(R_{S1} + j\omega L_2) + \omega^2 M^2} + \dots \\
& \dots - j \frac{\omega M V_1}{(R_{p1} + j\omega L_1)(R_{S1} + j\omega L_2) + \omega^2 M^2} + \frac{V_2 - V_3}{-j \frac{1}{\omega c_{p2}}} + \dots \\
& \dots + (V_2 - V_4)y_{ie} + y_{re}(V_6 - V_4) + \frac{(V_2 - V_8)}{RG_1} + \frac{V_2 - V_8}{-j \frac{1}{\omega c_{comp1}}} = 0
\end{aligned}$$

Agrupando

$$\begin{aligned}
& \left\{ -j\omega c_{e1} - j \frac{\omega M}{(R_{p1} + j\omega L_1)(R_{S1} + j\omega L_2) + \omega^2 M^2} \right\} V_1 + \dots \\
& \dots + \left\{ j\omega c_{e1} + \frac{R_{p1} + j\omega L_1}{(R_{p1} + j\omega L_1)(R_{S1} + j\omega L_2) + \omega^2 M^2} + j\omega c_{p2} + y_{ie} + \frac{1}{RG_1} + \frac{1}{R_{polar1}} + j\omega c_{comp1} \right\} V_2 + \dots \\
& \dots + \left\{ \frac{-(R_{p1} + j\omega L_1)}{(R_{p1} + j\omega L_1)(R_{S1} + j\omega L_2) + \omega^2 M^2} - j\omega c_{p2} \right\} V_3 + \{ -y_{ie} - y_{re} \} V_4 + \{ y_{re} \} V_6 + \dots \\
& \dots + \left\{ \frac{1}{RG_1} - j\omega c_{comp1} \right\} V_8 = 0
\end{aligned} \tag{88}$$

Aplicando a 1ª Lei de Kirchhoff ao Nó 4

$$\frac{V_4}{R_1} + \frac{V_4 - V_5}{R_2} + (V_4 - V_2)y_{ie} - y_{re}(V_5 - V_4) - y_{fe}(V_2 - V_4) + \dots$$

$$\dots + (V_4 - V_6)y_{oe} = 0$$

Agrupando:

$$\{-y_{ie} - y_{fe}\}V_2 + \left\{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + y_{ie} + y_{re} + y_{fe} + y_{oe}\right\}V_4 + \dots$$

$$\dots + \left\{-\frac{1}{R_2}\right\}V_5 + \{-y_{re} - y_{oe}\}V_6 = 0 \quad (89)$$

Aplicando a 1ª Lei de Kirchhoff ao Nó 6

$$(V_2 - V_4)y_{fe} + (V_6 - V_4)y_{oe} + V_6 y_{ib} + y_{rb}V_8 = 0$$

Agrupando:

$$\{y_{fe}\}V_2 + \{-y_{fe} - y_{oe}\}V_4 + \{y_{oe} + y_{ib}\}V_6 + \{y_{rb}\}V_8 = 0 \quad (90)$$

Aplicando a 1ª Lei de Kirchhoff ao Nó 8

$$\frac{(V_8 - V_2)}{RG_1} + \frac{(V_8 - V_2)}{-j\frac{1}{\omega C_{comp1}}} + y_{fb}V_6 + V_8 y_{ob} + \frac{V_8}{-j\frac{1}{\omega C_{cal}}} + \dots$$

$$\dots + \frac{V_8}{-j\frac{1}{\omega C_{p5}}} + \frac{V_8 - V_{10}}{-j\frac{1}{\omega C_{e3}}} + I_3 = 0 \quad (91)$$

(84) em (91) e agrupando:

$$\begin{aligned}
& V_2 \left\{ -\frac{1}{RG_1} - j\omega c_{comp1} \right\} + \{y_{fb}\} V_6 + \dots \\
& \dots + \left\{ y_{ob} + j\omega c_{ca1} + j\omega c_{p5} + j\omega c_{e3} + \frac{x}{\Delta a} + \frac{1}{RG_1} + j\omega c_{comp1} \right\} V_8 + \\
& \dots + \left\{ \frac{y}{\Delta a} \right\} V_9 + \left\{ -j\omega c_{e3} + \frac{Z}{\Delta a} \right\} V_{10} = 0
\end{aligned} \tag{92}$$

Aplicando a 1ª Lei de Kirchhoff ao Nó 10

$$\frac{V_{10}-V_8}{-j\frac{1}{\omega c_{e3}}} + \frac{V_{10}-V_9}{-j\frac{1}{\omega c_{ce4}}} + \frac{V_{10}}{-j\frac{1}{\omega c_{p4}}} - I_5 = 0 \tag{93}$$

(86) em (93) e reagrupando:

$$V_8 \left\{ -j\omega c_{e3} - \frac{\alpha}{\Delta a} \right\} + V_9 \left\{ -j\omega c_{e4} - \frac{\beta}{\Delta a} \right\} + V_{10} \left\{ j\omega c_{e3} + j\omega c_{e4} + j\omega c_{p4} - \frac{\gamma}{\Delta a} \right\} = 0 \tag{94}$$

Aplicando a 1ª Lei de Kirchhoff ao Nó 9 temos:

$$\frac{V_9-V_3}{RG_2} + \frac{V_9-V_3}{-j\frac{1}{\omega c_{comp2}}} + y_{fb} V_7 + V_9 y_{ob} + \frac{V_9}{-j\frac{1}{\omega c_{p3}}} + \frac{V_9}{-j\frac{1}{\omega c_{ca2}}} + \frac{V_9-V_{10}}{-j\frac{1}{\omega c_{e4}}} + I_4 = 0 \tag{95}$$

(85) em (95) e reagrupando:

$$\begin{aligned}
& V_3 \left\{ -\frac{1}{RG_2} - j\omega c_{comp2} \right\} + V_7 \{y_{fb}\} + V_8 \left\{ \frac{T}{\Delta a} \right\} + \dots \\
& \dots + V_9 \left\{ \frac{1}{RG_2} + j\omega c_{comp2} + y_{ob} + j\omega c_{p3} + j\omega c_{ca2} + j\omega c_{e4} + \frac{U}{\Delta a} \right\} + \dots \\
& \dots + V_{10} \left\{ \frac{V}{\Delta a} - j\omega c_{e4} \right\} = 0
\end{aligned} \tag{96}$$

Aplicando a 1ª Lei de Kirchhoff ao Nó 7 resulta:

$$y_{fe}(V_3 - V_5) + (V_7 - V_5)y_{oe} + V_7 y_{ib} + y_{rb} V_9 = 0$$

$$\{y_{fe}\} V_3 + \{-y_{fe} - y_{oe}\} V_5 + \{y_{oe} + y_{ib}\} V_7 + \{y_{rb}\} V_9 = 0$$

Aplicando a 1ª Lei de Kirchhoff ao Nó 5 resulta:

$$\begin{aligned} \frac{V_5}{R_3} + \frac{V_5 - V_4}{R_2} + (V_5 - V_3)(y_{ie}) - y_{re}(V_7 - V_5) - y_{fe}(V_3 - V_5) + \dots \\ \dots + y_{oe}(V_5 - V_7) = 0 \end{aligned}$$

reagrupando:

$$V_3 \{-y_{ie} - y_{fe}\} + V_4 \left\{ \frac{-1}{R_2} \right\} + V_5 \left\{ \frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_2} + y_{ie} + y_{re} + y_{fe} + y_{oe} \right\} + V_7 \{-y_{re} - y_{oe}\} = 0 \quad (97)$$

Aplicando a 1ª Lei de Kirchhoff ao Nó 3 resulta:

$$\frac{V_3 - V_1}{-j \frac{1}{\omega C_{e2}}} + \frac{V_3}{R_{polari2}} - I_2 + \frac{V_3 - V_2}{-j \frac{1}{\omega C_{p2}}} + (V_3 - V_5)y_{ie} + y_{re}(V_7 - V_5) + \frac{V_3 - V_9}{RG_2} + \frac{V_3 - V_9}{-j \frac{1}{\omega C_{comp2}}} = 0 \quad (98)$$

(83) em (98)

$$\begin{aligned} \frac{V_3 - V_1}{-j \frac{1}{\omega C_{e2}}} + \frac{V_3}{R_{polari2}} + \left\{ \frac{-(R_{pl} j\omega L_1)V_2}{(R_{pl} + j\omega L_1)(R_{sl} + j\omega L_2) + \omega^2 M^2} + \frac{(R_{pl} + j\omega L_1)V_3}{(R_{pl} + j\omega L_1)(R_{sl} + j\omega L_2) + \omega^2 M^2} + \dots \right. \\ \left. \dots + \frac{j\omega M V_1}{(R_{pl} + j\omega L_1)(R_{sl} + j\omega L_2) + \omega^2 M^2} \right\} + \frac{V_3 - V_2}{-j \frac{1}{\omega C_{p2}}} + (V_3 - V_5)y_{ie} + y_{re}(V_7 - V_5) + \dots \\ \dots + \frac{V_3 - V_9}{RG_2} + \frac{V_3 - V_9}{-j \frac{1}{\omega C_{comp2}}} = 0 \end{aligned}$$

Reagrupando:



$$\begin{aligned}
& V_1 \left\{ -j\omega c_{e2} + \frac{j\omega M}{(R_{p1} + j\omega L_1)(R_{s1} + j\omega L_2) + \omega^2 M^2} \right\} + V_2 \left\{ \frac{-(R_{p1} + j\omega L_1)}{(R_{p1} + j\omega L_1)(R_{s1} + j\omega L_2) + \omega^2 M^2} - j\omega c_{p2} \right\} + \dots \\
& \dots + V_3 \left\{ j\omega c_{e2} + \frac{R_{p1} + j\omega L_1}{(R_{p1} + j\omega L_1)(R_{s1} + j\omega L_2) + \omega^2 M^2} + j\omega c_{p2} + y_{ie} + \frac{1}{R_{polari2}} + \frac{1}{RG_2} + j\omega c_{comp2} \right\} + \dots \\
& + V_5 \{-y_{ie} - y_{re}\} + V_7 \{y_{re}\} + V_9 \left\{ \frac{-1}{RG_2} - j\omega c_{comp2} \right\} = 0 \quad (98)
\end{aligned}$$

A matriz de condutância nodal será elaborada , renomeando todos os coeficientes das equações nodais de número 1 a 10.

Chamando :

$$G_1 = j\omega c_{e2} + j\omega c_{e1} + j\omega c_{p1} + \frac{R_{s1} + j\omega L_2}{DG_1} \quad , \text{ onde } DG_1 = (R_{p1} + j\omega L_1)(R_{s1} + j\omega L_2) + \omega^2 M^2$$

$$G_2 = -j\omega c_{e1} - \frac{j\omega M}{DG_1} \quad , \text{ onde } M = K_1 \sqrt{L_1 \cdot L_2}$$

$$G_3 = -j\omega c_{e2} + \frac{j\omega M}{(R_{p1} + j\omega L_1)(R_{s1} + j\omega L_2) + \omega^2 M^2}$$

$$G_4 = -j\omega c_{e1} - \frac{j\omega M}{DG_1}$$

$$G_5 = \frac{1}{R_{polari1}} + j\omega c_{e1} + \frac{(R_{p1} + j\omega L_1)}{DG_1} + j\omega c_{p2} + y_{ie} + \frac{1}{RG_1} + j\omega c_{comp1}$$

$$G_6 = -\frac{(R_{p1} + j\omega L_1)}{DG_1} - j\omega c_{p2}$$

$$G_7 = -y_{ie} - y_{re} \quad ; \quad G_8 = y_{re} \quad ; \quad G_9 = -\frac{1}{RG_1} - j\omega c_{comp1}$$

$$G_{10} = -j\omega c_{e2} + j \frac{\omega M}{DG_1} \quad ;$$

$$G_{11} = -\frac{(R_{p1} j\omega L_1)}{DG_1} - j\omega c_{p2} \quad ;$$

$$G_{12} = j\omega c_{e2} + \frac{R_{p1} + j\omega L_1}{DG_1} + \frac{1}{R_{polari2}} + j\omega c_{p2} + y_{ie} + \frac{1}{RG_2} + j\omega c_{comp2} \quad ;$$

$$G_{13} = -y_{ie} - y_{re} \quad ; \quad G_{14} = y_{re} \quad ; \quad G_{15} = -\frac{1}{RG_2} - j\omega c_{comp2} \quad ;$$

$$G_{16} = -y_{ie} - y_{fe} \quad ; \quad G_{17} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + y_{ie} + y_{re} + y_{fe} + y_{oe} \quad ;$$

$$G_{18} = -\frac{1}{R_2} \quad ; \quad G_{19} = -y_{re} - y_{oe} \quad ; \quad G_{20} = -y_{ie} - y_{fe} \quad ;$$

$$G_{21} = -\frac{1}{R_2} \quad ; \quad G_{22} = \frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_2} + y_{ie} + y_{re} + y_{fe} + y_{oe} \quad ;$$

$$G_{23} = -y_{re} - y_{oe} \quad ; \quad G_{24} = y_{fe} \quad ; \quad G_{25} = -y_{fe} - y_{oe} \quad ; \quad G_{26} = y_{oe} + y_{ib}$$

$$G_{27} = y_{rb} \quad ; \quad G_{28} = y_{fe} \quad ; \quad G_{29} = -y_{fe} - y_{oe} \quad ; \quad G_{30} = y_{oe} + y_{ib}$$

$$G_{31} = y_{rb} \quad ; \quad G_{32} = -\frac{1}{RG_1} - j\omega c_{comp1} \quad ;$$

$$G_{33} = y_{fb} \quad ; \quad G_{34} = y_{ob} + j\omega c_{ca1} + j\omega c_{p5} + j\omega c_{e3} + \frac{X}{\Delta a} + \frac{1}{RG_1} + j\omega c_{comp1}$$

$$G_{35} = \frac{y}{\Delta a} \quad ; \quad G_{36} = -j\omega c_{e3} + \frac{Z}{\Delta a} \quad ; \quad G_{37} = -\frac{1}{RG_2} - j\omega c_{comp2}$$

$$G_{38} = y_{fb} \quad ; \quad G_{39} = \frac{T}{\Delta a} \quad ;$$

$$G_{40} = \frac{1}{RG_2} + j\omega c_{comp2} + y_{ob} + j\omega c_{cp3} + j\omega c_{ca2} + j\omega c_{e4} + \frac{U}{\Delta a}$$

$$G_{41} = \frac{V}{\Delta a} - j\omega c_{e4} \quad ; \quad G_{42} = -j\omega c_{e3} - \frac{\alpha}{\Delta a}$$

$$G_{43} = -j\omega c_{e4} - \frac{\beta}{\Delta a} \quad ;$$

$$G_{44} = j\omega c_{e3} + j\omega c_{e4} + j\omega c_{p4} - \frac{\gamma}{\Delta a} \quad ;$$

As equações nodais serão dispostas a formar um sistema de equações, como mostrado a seguir :

1	2	3	4	5	6	7	8	9	10		
$G_1 \cdot V_1$	$+ G_2 \cdot V_2$	$+ G_3 \cdot V_3$	$+ 0$	$+ 0$	$+ 0$	$+ 0$	$+ 0$	$+ 0$	$+ 0$	$= 0$	Nº 1
$G_4 \cdot V_1$	$+ G_5 \cdot V_2$	$+ G_6 \cdot V_3$	$+ G_7 \cdot V_4$	$+ 0$	$+ G_8 \cdot V_6$	$+ 0$	$+ G_9 \cdot V_8$	$+ 0$	$+ 0$	$= 0$	Nº 2
$G_{10} \cdot V_1$	$+ G_{11} \cdot V_2$	$+ G_{12} \cdot V_3$	$+ 0$	$+ G_{13} \cdot V_5$	$+ 0$	$+ G_{14} \cdot V_7$	$+ 0$	$+ G_{15} \cdot V_9$	$+ 0$	$= 0$	Nº 3
$0$	$+ G_{16} \cdot V_2$	$+ 0$	$+ G_{17} \cdot V_4$	$+ G_{18} \cdot V_5$	$+ G_{19} \cdot V_6$	$+ 0$	$+ 0$	$+ 0$	$+ 0$	$= 0$	Nº 4
$0$	$+ 0$	$+ G_{20} \cdot V_3$	$+ G_{21} \cdot V_4$	$+ G_{22} \cdot V_5$	$+ 0$	$+ G_{23} \cdot V_7$	$+ 0$	$+ 0$	$+ 0$	$= 0$	Nº 5
$0$	$+ G_{24} \cdot V_2$	$+ 0$	$+ G_{25} \cdot V_4$	$+ 0$	$+ G_{26} \cdot V_6$	$+ 0$	$+ G_{27} \cdot V_8$	$+ 0$	$+ 0$	$= 0$	Nº 6
$0$	$+ 0$	$+ G_{28} \cdot V_3$	$+ 0$	$+ G_{29} \cdot V_5$	$+ 0$	$+ G_{30} \cdot V_7$	$+ 0$	$+ G_{31} \cdot V_9$	$+ 0$	$= 0$	Nº 7
$0$	$+ G_{32} \cdot V_2$	$+ 0$	$+ 0$	$+ 0$	$+ G_{33} \cdot V_6$	$+ 0$	$+ G_{34} \cdot V_8$	$+ G_{35} \cdot V_9$	$+ G_{36} \cdot V_{10}$	$= 0$	Nº 8
$0$	$+ 0$	$+ G_{37} \cdot V_3$	$+ 0$	$+ 0$	$+ 0$	$+ G_{38} \cdot V_7$	$+ G_{39} \cdot V_8$	$+ G_{40} \cdot V_9$	$+ G_{41} \cdot V_{10}$	$= 0$	Nº 9
$0$	$+ 0$	$+ 0$	$+ 0$	$+ 0$	$+ 0$	$+ 0$	$+ G_{42} \cdot V_8$	$+ G_{43} \cdot V_9$	$+ G_{44} \cdot V_{10}$	$= 0$	Nº 10

**Figura 4.9** - Amplificador de RF faixa larga representado na forma de um sistema de equações nodais

Em notação matricial o sistema toma a forma:

$$\begin{bmatrix} G_1 & G_2 & G_3 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ G_4 & G_5 & G_6 & G_7 & 0 & G_8 & 0 & G_9 & 0 & 0 \\ G_{10} & G_{11} & G_{12} & 0 & G_{13} & 0 & G_{14} & 0 & G_{15} & 0 \\ 0 & G_{16} & 0 & G_{17} & G_{18} & G_{19} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & G_{20} & G_{21} & G_{22} & 0 & G_{23} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & G_{24} & 0 & G_{25} & 0 & G_{26} & 0 & G_{27} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & G_{28} & 0 & G_{29} & 0 & G_{30} & 0 & G_{31} & 0 \\ 0 & G_{32} & 0 & 0 & 0 & G_{33} & 0 & G_{34} & G_{35} & G_{36} \\ 0 & 0 & G_{37} & 0 & 0 & 0 & G_{38} & G_{39} & G_{40} & G_{41} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & G_{42} & G_{43} & G_{44} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \\ V_4 \\ V_5 \\ V_6 \\ V_7 \\ V_8 \\ V_9 \\ V_{10} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

**Figura 4.10** – Equações nodais na forma matricial

$$Y \cdot V = I$$

onde:

A matriz Y é chamada Matriz de Admitâncias nodais

V é a matriz das tensões nodais

I é a matriz das correntes nodais

De posse deste sistema de equações, representativo de uma rede nodal de 10 acessos, e através do algoritmo de Gauss-Jordan, esta rede será reduzida para 2 acessos, Entrada e Saída.

## Redução de uma Rede Nodal de N Acessos Para Uma Rede de Dois Acessos

### Capítulo 5

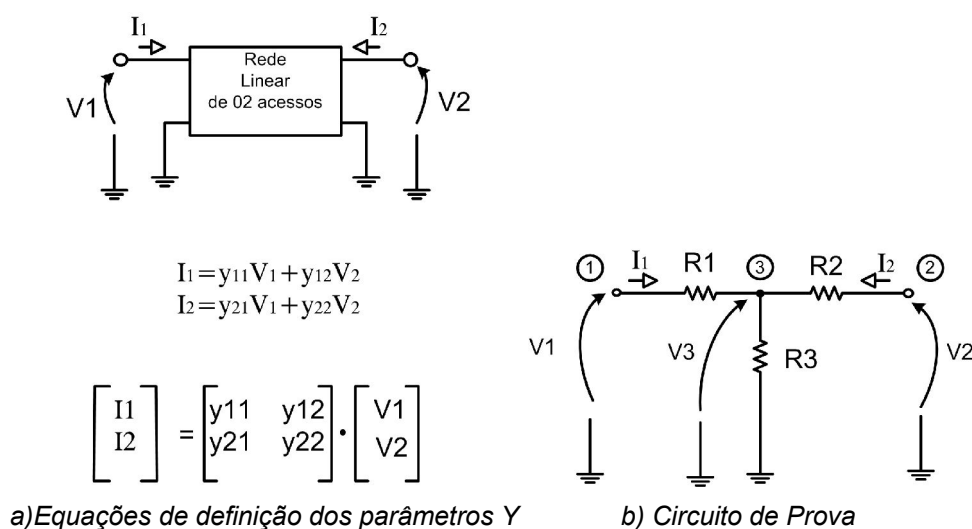
#### 5.1 – Introdução

A análise de redes contendo N acessos pode ser simplificada se as redes forem reduzidas para apenas dois acessos. Isto pode ser conseguido, aplicando-se sucessivamente o algoritmo de Gauss-Jordan ao sistema de N equações nodais, representativo desta rede de N acessos. Para ilustrar a aplicação deste método, seja o seguinte circuito do qual se deseja obter a matriz  $y$  equivalente. Pode-se obter a matriz  $y$  de duas formas:

- Método analítico – aplicando as equações de definição dos parâmetros  $y$  ao circuito.
- Método computacional – pelo método de Gauss-Jordan aplicado às equações nodais.

#### 5.2 – Método analítico para obtenção dos parâmetros $y$

É efetuado através da aplicação das equações de definição dos parâmetros  $y$  ao circuito. Na Figura 5.1 é mostrado o circuito de prova que será utilizado para a aplicação do método analítico e o método computacional.



**Figura 5.1** - Método analítico para obtenção dos parâmetros  $y$

Aplicando as equações de definição dos parâmetros  $y$  ao circuito de prova, tem-se:

$$y_{11} = \frac{I_1}{V_1} \Bigg]_{V_2=0} = \frac{R_3 + R_2}{R_1 R_3 + R_2 R_1 + R_3 R_2} ; \quad (99)$$

$$y_{12} = \frac{I_1}{V_2} \Bigg]_{V_1=0} = \frac{-R_3}{R_1 R_2 + R_2 R_3 + R_1 R_3} ; \quad (100)$$

$$y_{21} = \frac{I_2}{V_1} \Bigg]_{V_2=0} = \frac{-R_3}{R_1 R_2 + R_1 R_3 + R_2 R_3} ; \quad (101)$$

$$y_{22} = \frac{I_2}{V_2} \Bigg]_{V_1=0} = \frac{R_1 + R_3}{R_1 R_2 + R_2 R_3 + R_1 R_3} ; \quad (102)$$

### 5.3–Método Computacional : Método de Gauss-Jordan aplicado às equações nodais

Escrevendo as equações nodais para o circuito de prova da Figura 5.1 b) tem-se :

$$\frac{V_1 - V_3}{R_1} - I_1 = 0 \Rightarrow \frac{V_1}{R_1} - \frac{V_3}{R_1} = I_1$$

$$\left\{\frac{1}{R_1}\right\}V_1 + \{0\}V_2 + \left\{-\frac{1}{R_1}\right\}V_3 = I_1 \quad (103)$$

$$\frac{V_2 - V_3}{R_2} - I_2 = 0 \Rightarrow \frac{V_2}{R_2} - \frac{V_3}{R_2} = I_2$$

$$\{0\}V_1 + \left\{\frac{1}{R_2}\right\}V_2 + \left\{-\frac{1}{R_2}\right\}V_3 = I_2 \quad (104)$$

$$\frac{V_3 - V_1}{R_1} + \frac{V_3}{R_3} + \frac{V_3 - V_2}{R_2} = 0 \quad \text{reagrupando:}$$

$$\frac{V_3}{R_1} - \frac{V_1}{R_1} + \frac{V_3}{R_3} + \frac{V_3}{R_2} - \frac{V_2}{R_2} = 0$$

$$\left\{-\frac{1}{R_1}\right\}V_1 + \left\{-\frac{1}{R_2}\right\}V_2 + \left\{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3}\right\}V_3 = 0 \quad (105)$$

$$\left\{\frac{1}{R_1}\right\}V_1 + \{0\}V_2 + \left\{-\frac{1}{R_1}\right\}V_3 = I_1 \quad (103)$$

$$\{0\}V_1 + \left\{\frac{1}{R_2}\right\}V_2 + \left\{-\frac{1}{R_2}\right\}V_3 = I_2 \quad (104)$$

$$\left\{-\frac{1}{R_1}\right\}V_1 + \left\{-\frac{1}{R_2}\right\}V_2 + \left\{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3}\right\}V_3 = 0 \quad (105)$$

Para eliminar o termo de número 3, deve-se escolher a equação 105 como a equação resolvente e o coeficiente de  $V_3$  desta equação  $\left\{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3}\right\}$  como elemento resolvente. Dividindo-se ambos os membros da igualdade da equação resolvente pelo elemento resolvente, tem-se:

$$\left\{\frac{-\frac{1}{R_1}}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3}}\right\}V_1 + \left\{\frac{-\frac{1}{R_2}}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3}}\right\}V_2 + V_3 = 0 \quad (106)$$

$$\left\{\frac{1}{R_1}\right\}V_1 + \{0\}V_2 + \left\{-\frac{1}{R_1}\right\}V_3 = I_1 \quad (103)$$

$$\{0\}V_1 + \left\{\frac{1}{R_2}\right\}V_2 + \left\{-\frac{1}{R_2}\right\}V_3 = I_2 \quad (104)$$

Multiplicando a equação resolvente (106) pelos coeficientes de  $V_3$  de (104) e (103) com os sinais trocados, então somando-se as respectivas equações resultantes a (103) e (104) tem-se :

$$\left\{\frac{1}{R_1}\right\}V_1 + \{0\}V_2 + \left\{-\frac{1}{R_1}\right\}V_3 = I_1 \quad (103)$$

$$\left\{\frac{1}{R_1} \cdot \frac{-\frac{1}{R_2}}{\frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_3}}\right\}V_1 + \left\{\frac{1}{R_1} \cdot \frac{-\frac{1}{R_2}}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3}}\right\}V_2 + \left\{\frac{1}{R_1}\right\}V_3 = 0 \quad \frac{1}{R_1} * (106)$$

+

||

$$\left\{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_1} \cdot \frac{-\frac{1}{R_2}}{\frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_3}}\right\} \cdot V_1 + \left\{\frac{1}{R_1} \cdot \frac{-\frac{1}{R_2}}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3}}\right\} \cdot V_2 + 0 = I_1 \quad (107)$$

$$\{0\}V_1 + \left\{\frac{1}{R_2}\right\}V_2 + \left\{-\frac{1}{R_2}\right\}V_3 = I_2 \quad (104)$$

+

$$\left\{\frac{1}{R_2} \cdot \frac{-\frac{1}{R_1}}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3}}\right\} \cdot V_1 + \left\{\frac{1}{R_2} \cdot \frac{-\frac{1}{R_2}}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3}}\right\} \cdot V_2 + \left\{\frac{1}{R_2}\right\}V_3 = 0 \quad \frac{1}{R_2} * (106)$$

||

$$\left\{\frac{1}{R_2} \cdot \frac{-\frac{1}{R_1}}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3}}\right\} \cdot V_1 + \left\{\frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_2} \cdot \frac{-\frac{1}{R_2}}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3}}\right\} \cdot V_2 = I_2 \quad (108)$$

Como pode ser observado as equações (107) e (108) não possuem o termo  $V_3$ , o que significa que o acesso de número três foi eliminado.

$$\left\{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_1} \cdot \frac{-\frac{1}{R_1}}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3}}\right\} \cdot V_1 + \left\{\frac{1}{R_1} \cdot \frac{-\frac{1}{R_2}}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3}}\right\} \cdot V_2 = I_1 \quad (107)$$

$$\left\{\frac{1}{R_2} \cdot \frac{-\frac{1}{R_1}}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3}}\right\} \cdot V_1 + \left\{\frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_2} \cdot \frac{-\frac{1}{R_2}}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3}}\right\} \cdot V_2 = I_2 \quad (108)$$

Simplificando as equações (107) e (108) :

$$\left\{ \frac{R_3 + R_2}{R_2 \cdot R_3 + R_1 R_3 + R_1 \cdot R_2} \right\} \cdot V_1 + \left\{ \frac{-R_3}{R_2 R_3 + R_1 R_3 + R_1 R_2} \right\} \cdot V_2 = I_1 \quad (109)$$

$$\left\{ \frac{-R_3}{R_2 \cdot R_3 + R_1 R_3 + R_1 \cdot R_2} \right\} \cdot V_1 + \left\{ \frac{R_3 + R_1}{R_2 R_3 + R_1 R_3 + R_1 R_2} \right\} \cdot V_2 = I_2 \quad (110)$$

Pode ser observado, comparando-se (99), (100), (101), (102) a (109) e (110), que a redução de ordem da matriz nodal pelo método de Gauss-Jordan, leva aos mesmos resultados que a aplicação das equações de definição dos parâmetros y ao circuito.

Pode-se concluir que :

- Para análise de circuitos envolvendo um grande número de nós, a manipulação algébrica das equações é impraticável. Porém, a utilização do Método Gauss-Jordan é muito eficiente desde que se utilizem computadores.

- Para um sistema com N nós , deve-se aplicar N – 2 vezes o algoritmo de Gauss-Jordan, deixando-se de escolher como equações resolventes e elementos resolventes, os dois nós considerados como entrada e saída .

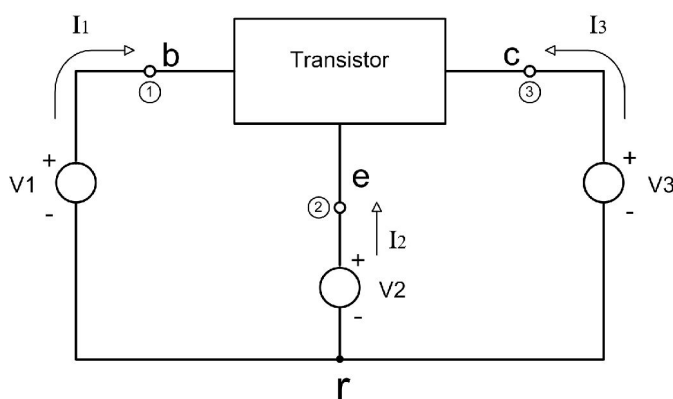


## Matriz Admitância Indefinida

### Capítulo 6

A análise do amplificador cascode ficou simplificada porque se considerou que os parâmetros  $y$  do transistor de saída foram dados em base-comum. O método utilizado para se converter os parâmetros  $y$  nas configurações emissor-comum, base-comum e coletor-comum é através da matriz admitância indefinida. No caso deste estudo, o conceito da matriz admitância indefinida [15], é utilizado para simplificação da modelagem do circuito. No passado, este conceito foi utilizado para superar as dificuldades técnicas dos equipamentos de medida de parâmetros  $y$  nas diversas configurações [16].

A Figura 6.1 mostra um transistor excitado por três fontes de tensão  $V_1$ ,  $V_2$ ,  $V_3$ , (variáveis independentes), e as respectivas correntes  $I_1$ ,  $I_2$ ,  $I_3$  (variáveis dependentes). Pode-se considerar este circuito, como uma rede de 3 acessos e representá-lo através de sua matriz nodal de 3 nós. O terminal 1 é a base, 2 o emissor, 3 o coletor.



**Figura 6.1** – Circuito para análise da Matriz admitância indefinida

Pode-se escrever as equações nodais para os três nós, com o nó  $r$  escolhido como referência:

$$\begin{aligned}
 y_{11}V_1 + y_{12}V_2 + y_{13}V_3 &= I_1 \\
 y_{21}V_1 + y_{22}V_2 + y_{23}V_3 &= I_2 \\
 y_{31}V_1 + y_{32}V_2 + y_{33}V_3 &= I_3
 \end{aligned}
 \tag{111}$$

Aplicando a 1ª Lei de Kirchhoff ao nó  $r$  :

$$I_1 + I_2 + I_3 = 0 \quad (112)$$

Fazendo  $V_2 = V_3 = 0$  em (111)

$$\begin{aligned} I_1 &= y_{11}V_1 \\ I_2 &= y_{21}V_1 \\ I_3 &= y_{31}V_1 \end{aligned} \quad (113)$$

Substituindo (113) em (112) :

$$y_{11}V_1 + y_{21}V_1 + y_{31}V_1 = 0$$

desde que  $V_1 \neq 0$

$$y_{11} + y_{21} + y_{31} = 0 \quad (114)$$

A equação 114 prova que a soma da 1ª coluna da matriz admitância indefinida é igual a zero. Da mesma forma se  $V_1 = V_3 = 0$  em (111) :

$$(y_{12} + y_{22} + y_{32}) V_2 = 0$$

desde que  $V_2 \neq 0$

$$y_{12} + y_{22} + y_{32} = 0 \quad (115)$$

A soma dos elementos da 2ª coluna da Matriz Admitância indefinida é igual a zero e finalmente, se  $V_1 = V_2 = 0$  em (111) :

$$y_{13}V_3 = I_1 \quad y_{23}V_3 = I_2 \quad y_{33}V_3 = I_3 \quad (116)$$

$$(116) \text{ em } (112)$$

$$(y_{13} + y_{23} + y_{33})V_3 = 0$$

desde que  $V_3 \neq 0$

$$(y_{13} + y_{23} + y_{33}) = 0 \quad (117)$$

Assim, com base nas equações (114), (115) e (117) pode-se afirmar que a soma dos elementos de qualquer coluna da Matriz Admitância Indefinida é igual a zero, o que representa a 1ª Propriedade .

Se  $V_1 = V_2 = V_3 = V_0$ , que em outras palavras, significa que os terminais do transistor estão sob o mesmo potencial, isto implica que :

$$I_1 = I_3 = I_2 = 0 \quad (118)$$

(118) em (111)

$$y_{11}V_0 + y_{12}V_0 + y_{13}V_0 = 0$$

$$y_{21}V_0 + y_{22}V_0 + y_{23}V_0 = 0 \quad (119)$$

$$y_{31}V_0 + y_{32}V_0 + y_{33}V_0 = 0$$

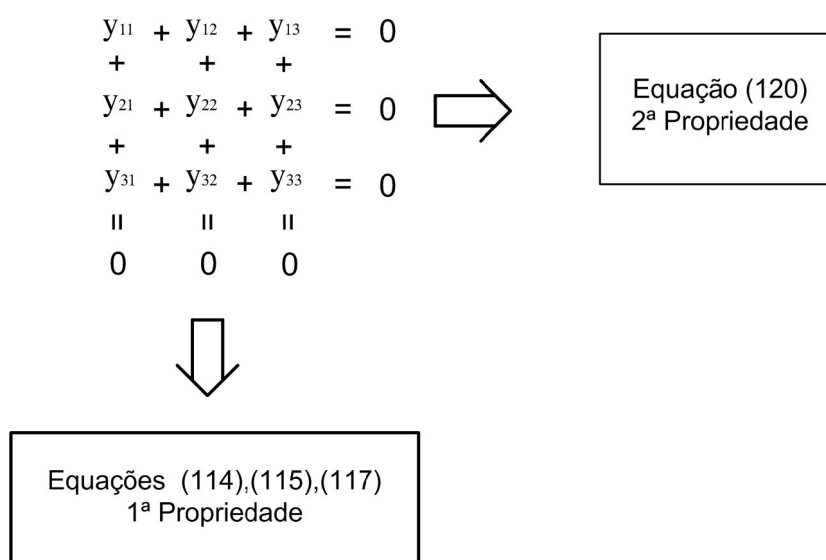
desde que  $V_0 \neq 0$

$$y_{11} + y_{12} + y_{13} = 0$$

$$y_{21} + y_{22} + y_{23} = 0 \quad (120)$$

$$y_{31} + y_{32} + y_{33} = 0$$

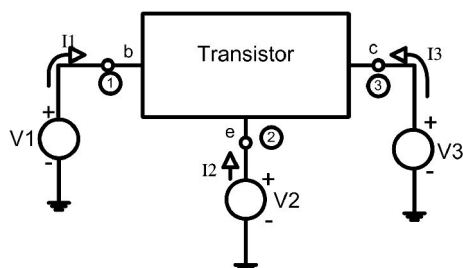
A equação (120) exprime matematicamente que a soma dos elementos de qualquer linha é igual a zero , o que representa a segunda propriedade .



**Figura 6.2 – Propriedades da Matriz de Admitância Indefinida**

Fica claro pela observação da Figura 6.2, que utilizando as propriedades da Matriz de Admitância Indefinida, se forem dados 04 parâmetros os outros 05 podem ser calculados

pelas 1ª e 2ª propriedades . Em outras palavras, sendo dados os parâmetros  $y$  em emissor comum, pode-se calcular os parâmetros  $y$  em outras configurações. A correspondência entre os elementos da matriz admitância indefinida com os parâmetros  $y_e$ ,  $y_b$ ,  $y_c$ , é obtida com o auxílio da Figura (43) :



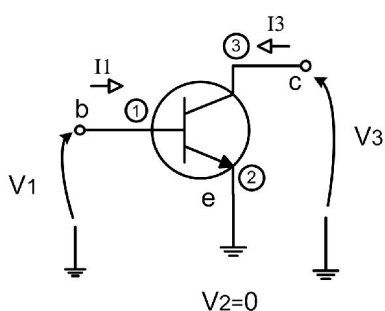
a) o transistor como dispositivo linear de 03 portas de acesso

$$I_1 = y_{11}V_1 + y_{12}V_2 + y_{13}V_3$$

$$I_2 = y_{21}V_1 + y_{22}V_2 + y_{23}V_3$$

$$I_3 = y_{31}V_1 + y_{32}V_2 + y_{33}V_3$$

b) Matriz admitância indefinida



c) o transistor na configuração emissor comum

Para emissor comum  $V_2=0$

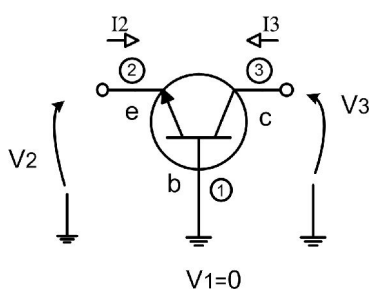
$$I_1 = f(V_1, V_2) \quad I_3 = f(V_1, V_3)$$

$$I_2 = f(V_1, V_3)$$

$$I_1 = y_{11}V_1 + y_{13}V_3$$

$$I_3 = y_{31}V_1 + y_{33}V_3$$

$$\begin{array}{cc} y_{11} = y_{ie} & y_{13} = y_{re} \\ y_{31} = y_{fe} & y_{33} = y_{oe} \end{array}$$



d) o transistor na configuração base comum

Para base comum  $V_1=0$

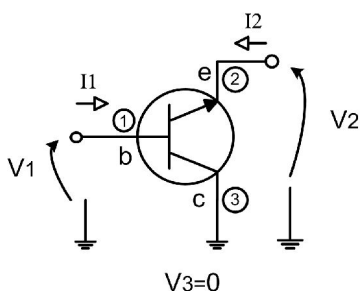
$$I_2 = f(V_2, V_3) \quad I_3 = f(V_2, V_3)$$

$$I_1 = f(V_2, V_3)$$

$$I_2 = y_{22}V_2 + y_{23}V_3$$

$$I_3 = y_{32}V_2 + y_{33}V_3$$

$$\begin{array}{cc} y_{22} = y_{ib} & y_{23} = y_{rb} \\ y_{32} = y_{fb} & y_{33} = y_{ob} \end{array}$$



e) o transistor na configuração emissor comum

Para coletor comum  $V_3=0$

$$I_1 = f(V_1, V_2) \quad I_2 = f(V_1, V_2)$$

$$I_3 = f(V_1, V_3)$$

$$I_1 = y_{11}V_1 + y_{12}V_2$$

$$I_2 = y_{21}V_1 + y_{22}V_2$$

$$\begin{array}{cc} y_{11} = y_{ic} & y_{12} = y_{rc} \\ y_{21} = y_{fc} & y_{22} = y_{oc} \end{array}$$

$$\begin{aligned}
 I_1 &= \begin{Bmatrix} y_{ic} \\ y_{ie} \\ y_{11} V_1 \end{Bmatrix} + \begin{Bmatrix} y_{rc} \\ y_{12} V_2 \end{Bmatrix} + \begin{Bmatrix} y_{re} \\ y_{13} V_3 \end{Bmatrix} \\
 I_2 &= \begin{Bmatrix} y_{fc} \\ y_{21} V_1 \end{Bmatrix} + \begin{Bmatrix} y_{ib} \\ y_{22} V_2 \end{Bmatrix} + \begin{Bmatrix} y_{rb} \\ y_{23} V_3 \end{Bmatrix} \\
 I_3 &= \begin{Bmatrix} y_{fe} \\ y_{31} V_1 \end{Bmatrix} + \begin{Bmatrix} y_{fb} \\ y_{32} V_2 \end{Bmatrix} + \begin{Bmatrix} y_{33} V_3 \\ y_{oe} \\ y_{ob} \end{Bmatrix}
 \end{aligned}$$

f) Correspondência entre os elementos da matriz admitância indefinida com os parâmetros  $y_e, y_b$  e  $y_c$ .

**Figura 6.3** – Passos para obtenção da correspondência entre os elementos da matriz admitância indefinida nas 03 configurações

Uma vez que os parâmetros da matriz de admitância indefinida foram identificados com alguns dos parâmetros das três configurações, os parâmetros  $y_b$  em função dos parâmetros  $y_e$ , podem ser obtidos, pela aplicação das propriedades 1ª e 2ª ao sistema de equações da Figura 6.3 f) :

$$y_{ie} + y_{fc} + y_{fe} = 0 \quad (121)$$

$$y_{rc} + y_{ib} + y_{fb} = 0 \quad (122)$$

$$y_{re} + y_{rb} + y_{oe} = 0 \quad 1^a \text{ Propriedade} \quad (123)$$

$$y_{re} + y_{rb} + y_{ob} = 0 \quad (124)$$

$$y_{ic} + y_{fc} + y_{fe} = 0 \quad (125)$$

$$y_{ie} + y_{rc} + y_{re} = 0 \quad (126)$$

$$y_{ic} + y_{rc} + y_{re} = 0 \quad 2^a \text{ Propriedade} \quad (127)$$

$$y_{fc} + y_{ib} + y_{rb} = 0 \quad (128)$$

$$y_{fe} + y_{fb} + y_{oe} = 0 \quad (129)$$

$$y_{fe} + y_{fb} + y_{ob} = 0 \quad (130)$$

$$\text{de (129)} \quad y_{fb} = -y_{fe} - y_{oe} \quad (131)$$

$$\text{de (130)} \quad y_{ob} = -y_{fe} - y_{fb} \quad (132)$$

(131) em (132)

$$y_{ob} = -y_{fe} - \{-y_{fe} - y_{oe}\} = -y_{fe} + y_{fe} + y_{oe}$$

$$y_{ob} = y_{oe} \quad (133)$$

$$\text{de (123)} \quad y_{rb} = -y_{re} - y_{oe} \quad (134)$$

$$\text{de (128)} \quad y_{ib} = -y_{fc} - y_{rb} \quad (135)$$

$$\text{de (121)} \quad y_{fc} = -y_{ie} - y_{fe} \quad (136)$$

(134) e (136) em (135)

$$y_{ib} = -\{-y_{ie} - y_{fe}\} - \{-y_{re} - y_{oe}\}$$

$$y_{ib} = y_{ie} + y_{fe} + y_{re} + y_{oe} \quad (137)$$

com (131), (133), (134) e (137), obtém-se a matriz  $y_b$  em função dos parâmetros  $y_e$

$$y_b = \begin{bmatrix} y_{ie} + y_{fe} + y_{re} + y_{oe} & -y_{re} - y_{oe} \\ -y_{fe} - y_{oe} & y_{oe} \end{bmatrix} \quad (138)$$

Esta matriz será utilizada no programa simulador do Anexo A desenvolvido para analisar o comportamento do circuito da Figura 4.6 .

# Simulação do Amplificador de RF Faixa Larga na Configuração Simétrica "Cascode "

---

## Capítulo 7

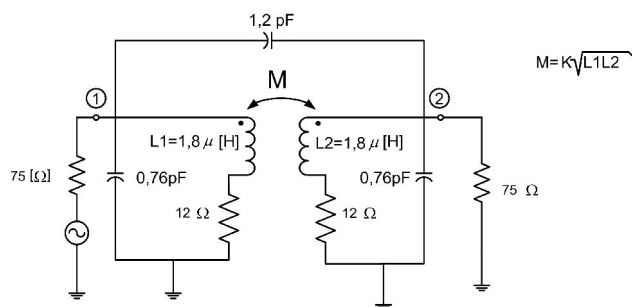
### 7.1 Introdução

Para simulação do amplificador foi escrito um programa utilizando-se um software matemático de distribuição livre: o Scilab [17] . O programa de simulação encontra-se listado no Anexo A "Amplificador de RF Faixa Larga". Os parâmetros dos transformadores de RF utilizados neste programa,  $C_{p1}$ ,  $C_{p2}$ ,  $C_{p3}$ ,  $C_{p4}$ ,  $C_{e1}$ ,  $C_{e2}$ ,  $C_{e3}$ ,  $C_{e4}$ ,  $K_1$ ,  $K_2$ ,  $K_3$ ,  $K_4$ ,  $R_{p1}$ ,  $R_{s1}$ ,  $R_{p3}$ ,  $R_{s2}$ ,  $L_1$ ,  $L_2$ ,  $L_3$ ,  $L_4$  e  $L_5$  ( Figura 4.6) foram estimados e medidos seguindo a metodologia de ensaio delineada no Anexo B . É observado que os principais fatores que limitam a resposta de frequência deste tipo de transformador, são as capacitâncias entre os enrolamentos do primário e secundário e o fator de acoplamento  $K$ . Estas limitações foram também observadas por Ruthroff [18] ,que propôs um transformador de RF faixa larga com linhas de transmissão para estender a faixa de frequência dos transformadores convencionais. A Figura 7.1 apresenta o resultado da simulação de um transformador faixa larga utilizando-se o programa desenvolvido no Anexo B.

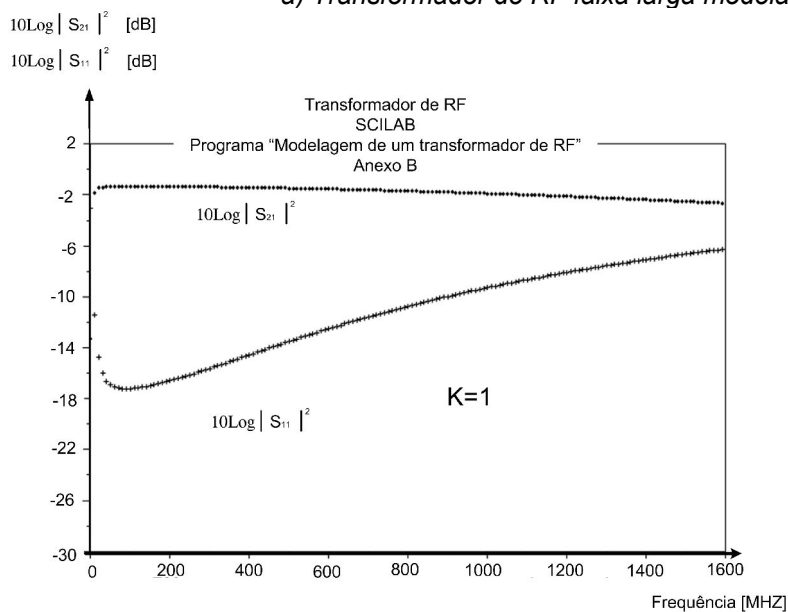
Observa-se grande variação da largura de faixa do transformador de RF com pequenas variações do coeficiente de acoplamento  $K$ . Os valores de  $K = 0,991$  foram estimados comparando os valores simulados com os ensaios práticos de transformadores. O valor de  $K=1$  (ideal), é mostrado apenas como comparação.

Uma vez obtidos os parâmetros dos transformadores, eles são introduzidos no programa de simulação do Anexo A juntamente com os valores de ajuste inicial de  $R_2$ ,  $R_3$  e  $R_1$ , necessários para se obter o ganho e as impedâncias de entrada e saída desejados.

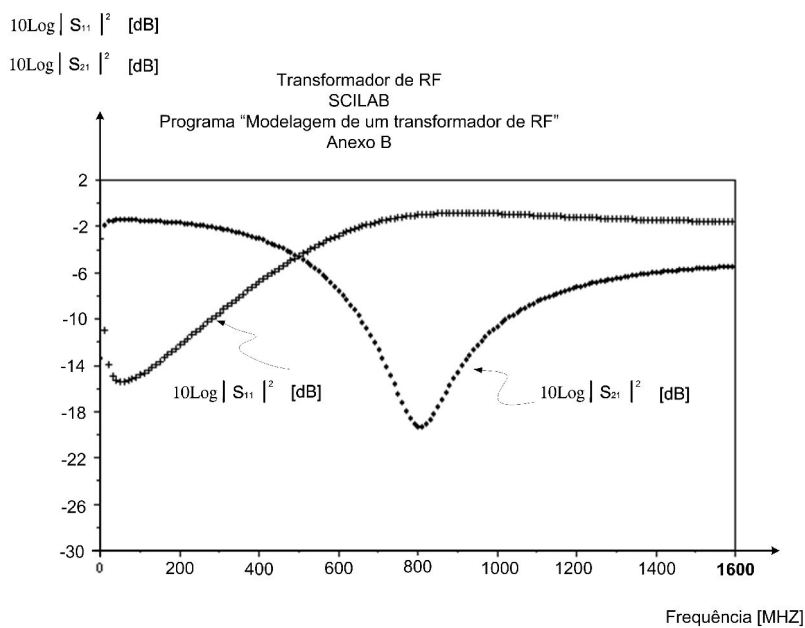




a) Transformador de RF faixa larga modelado



b) Simulação do transformador de RF faixa larga ,K=1



c) simulação K= 0,991

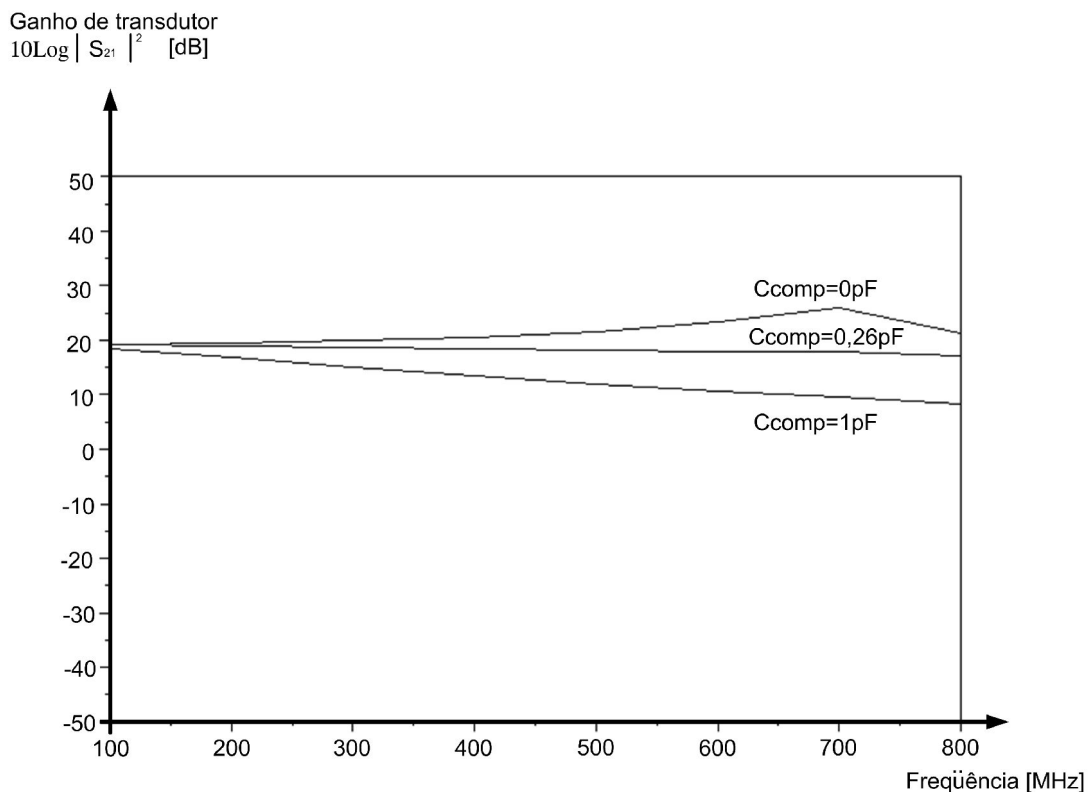
Figura 7.1 – Dependência da largura de faixa de um transformador de RF com o fator K.

## 7.2 - Resultados obtidos com a simulação

A Figura 7.2 esboça o ganho de transdutor para três valores do capacitor de compensação  $C_{comp}$  ( $C_{comp} = 0pF$ ,  $C_{comp} = 0,26pF$  e  $C_{comp} = 1pF$ ), obtidos com o auxílio do programa simulador do Anexo A. Com  $C_{comp} = 0pF$  observa-se um pólo na resposta em frequência em 700MHz que pode ser compensado com uma capacitância igual a :

$$C_{comp} = \frac{1}{2\pi \cdot 700 \cdot 10^6 \cdot RG_1} = \frac{1}{2\pi \cdot 700 \cdot 10^6 \cdot 750} \simeq 0,3 pF$$

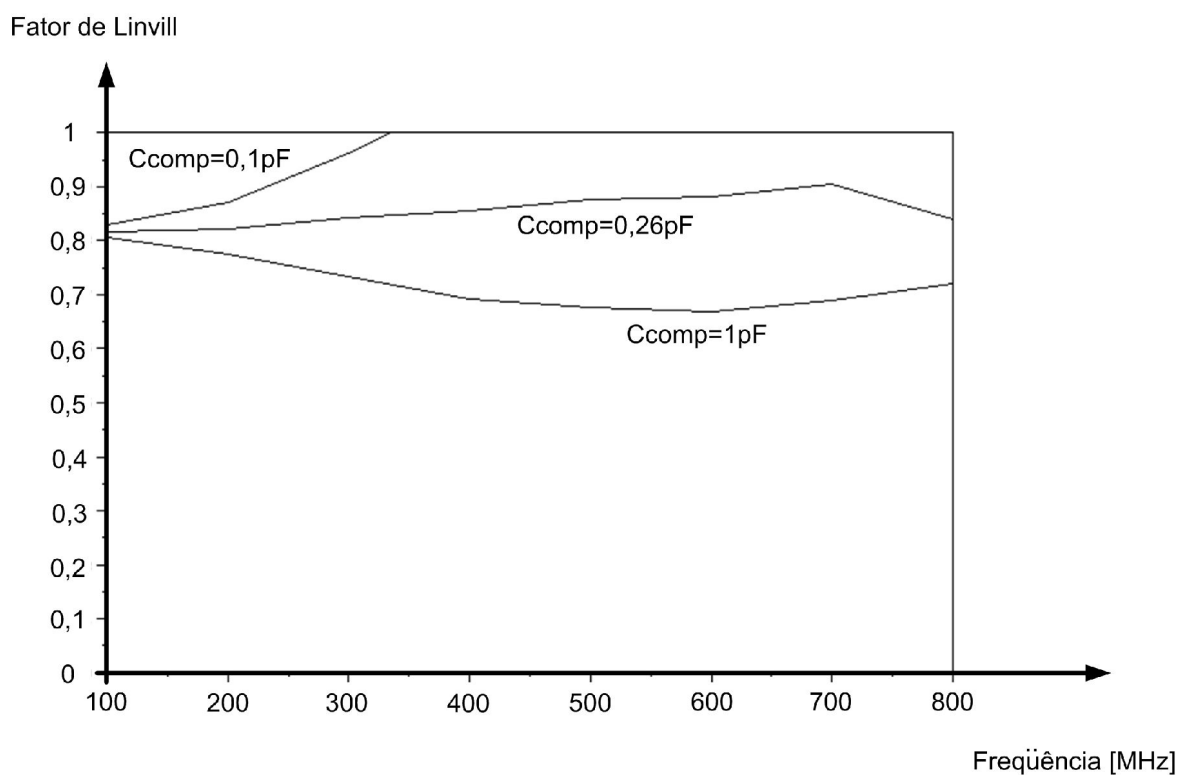
Com  $C_{comp}$  igual a 0,26pF foi obtido uma resposta em frequência mais plana .



**Figura 7.2**– Ganho de Transdutor em função da frequência para três valores de  $C_{comp}$

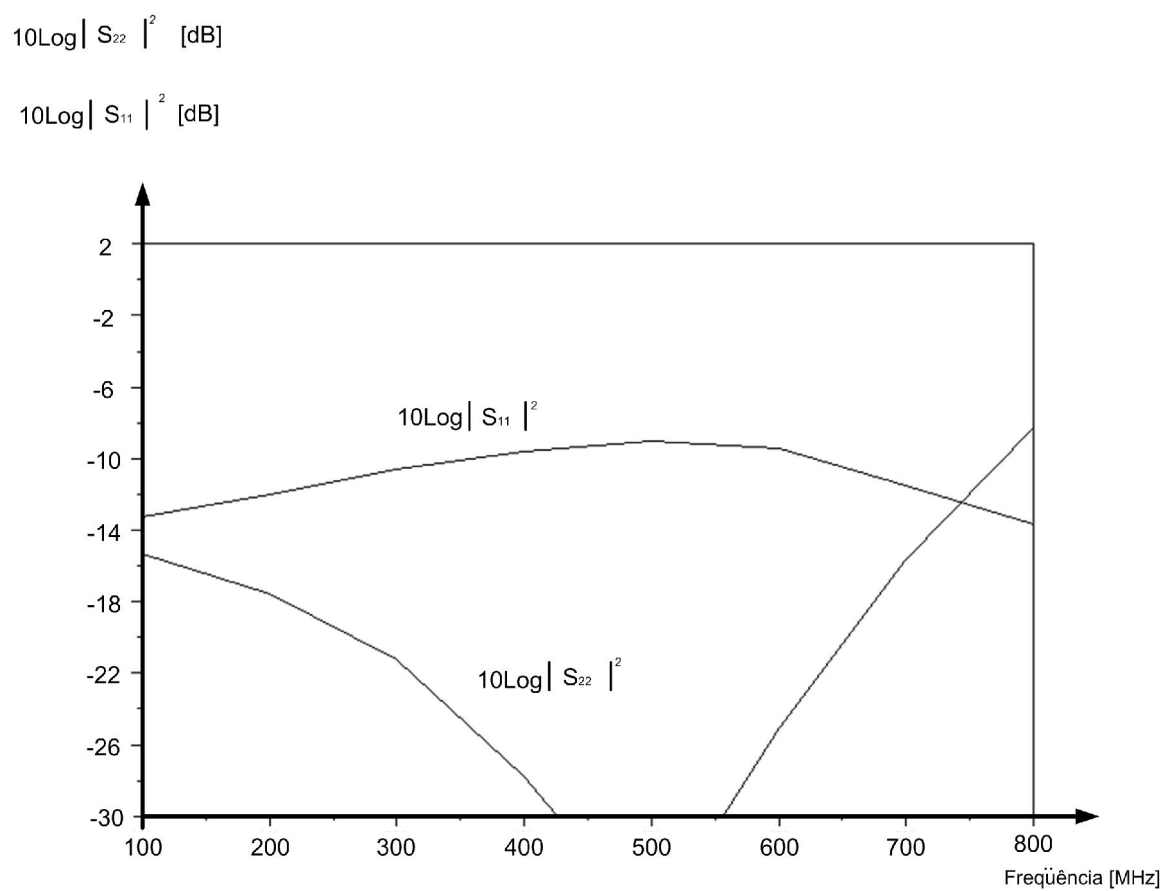
A Figura 7.3 esboça o Fator de Linvill em função da frequência para três valores do capacitor de compensação  $C_{comp}$ . Observa-se também que o capacitor  $C_{comp}$  estabiliza o amplificador em altas frequências. Para um amplificador ser incondicionalmente estável o fator de Linvill deve ser :

$$0 \leq \text{Fator de Linvill} < 1$$



**Figura 7.3** – Fator de Linvill em função da frequência para 03 valores de  $C_{comp}$

A Figura 7.4 esboça a perda por retorno de entrada e saída obtida dos parâmetros  $S_{11}$  e  $S_{22}$  com o auxílio simulador do Anexo A.

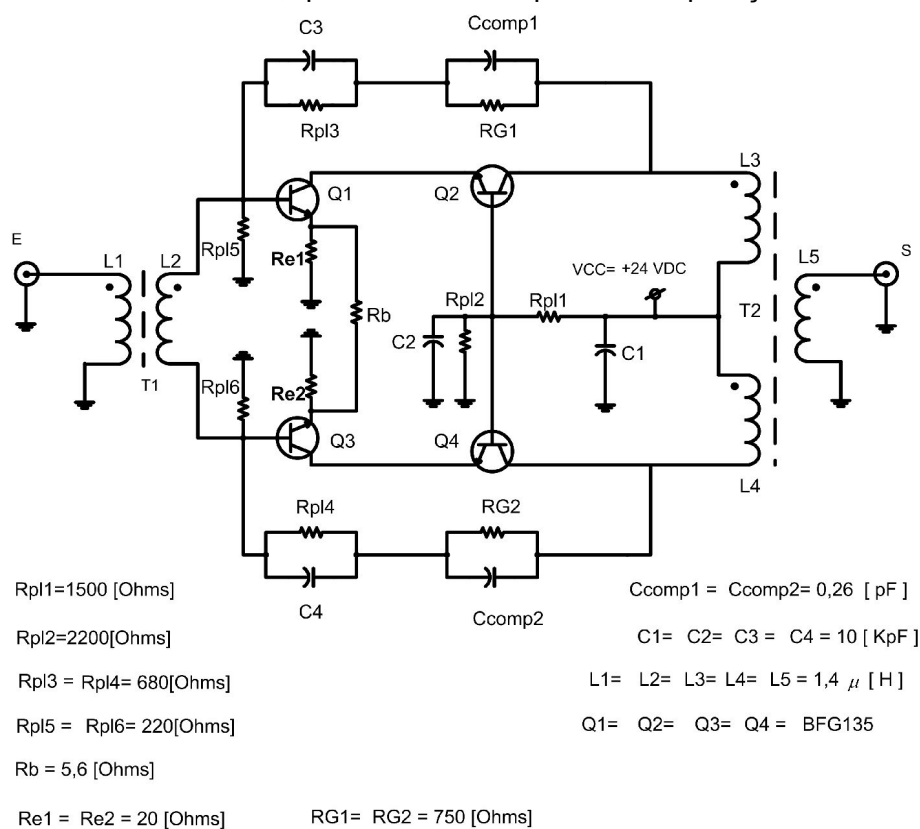


**Figura 7.4** – Perda por retorno de entrada e saída obtida dos coeficientes de reflexão  $S_{11}$  e  $S_{22}$ , Simulação.

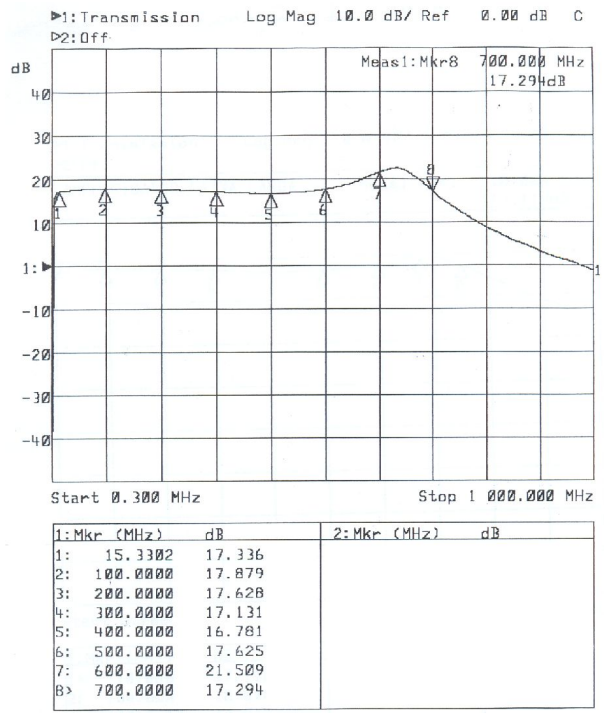
## Resultados Práticos

### Capítulo 8

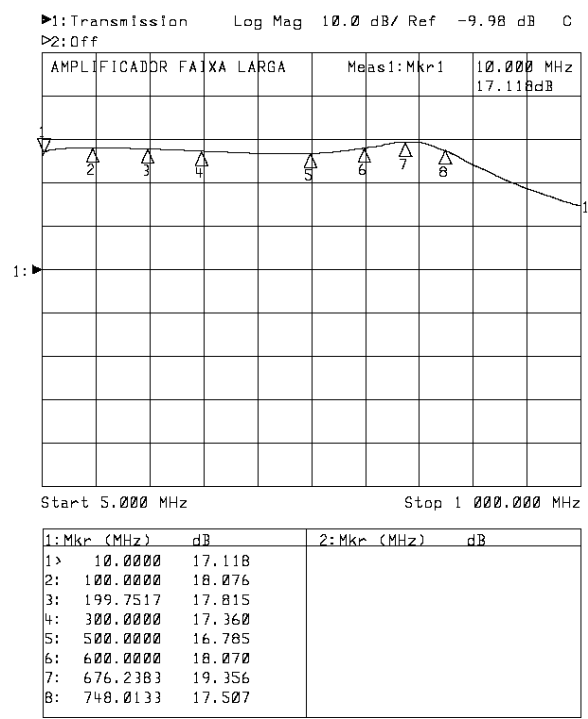
O circuito da Figura 8.1 foi montado em uma placa de circuito impresso em fibra de vidro com espessura de 0,8 mm e  $\epsilon_r = 4,4$  (constante dielétrica do substrato). Foram utilizados resistores para montagem em superfície (smd) com os valores práticos disponíveis. A polarização dos transistores foi ajustada para mínima intermodulação conforme a Figura 4.5 a), onde se observa que os valores de polarização para mínima intermodulação de 3ª ordem são obtidos quando  $I_c = 100mA$  e  $V_{ce} = 10V$ . A Figura 8.2 mostra o ganho de transdutor medido sem os capacitores de compensação  $C_{comp1}$  e  $C_{comp2}$ . Na Figura 8.3 o ganho de transdutor é novamente medido, porém, com os capacitores de compensação  $C_{comp1}$ ,  $C_{comp2}$  ajustados de maneira a produzir a melhor resposta em frequência. Na Figura 8.4 o ganho de transdutor é apresentado para faixa de frequências de 5MHz a 750MHz, que será a banda prática de operação do mesmo.



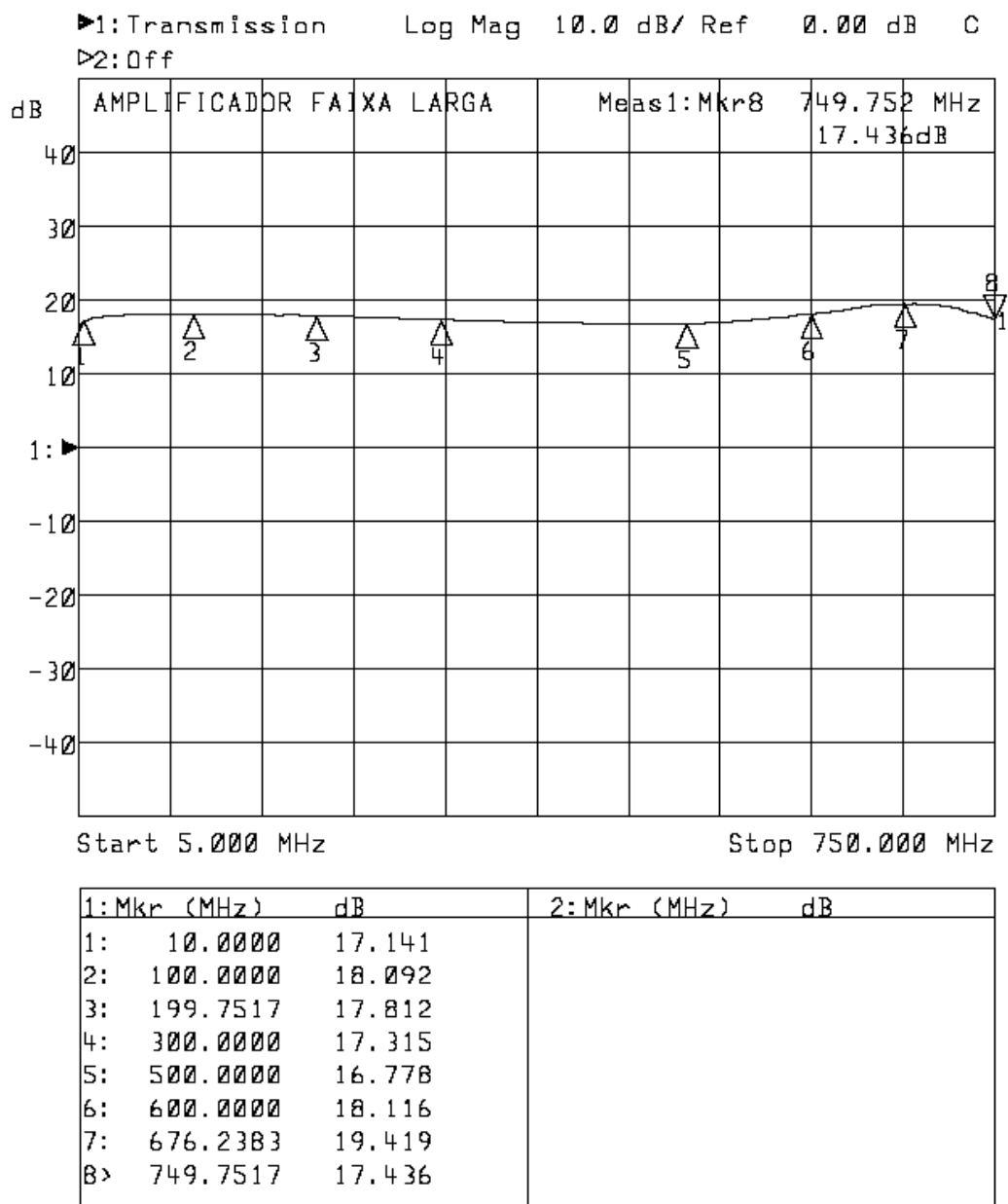
**Figura 8.1 – Amplificador RF faixa larga**



**Figura 8.2 – Ganho de transdutor medido com  $C_{comp} = 0$  pF**

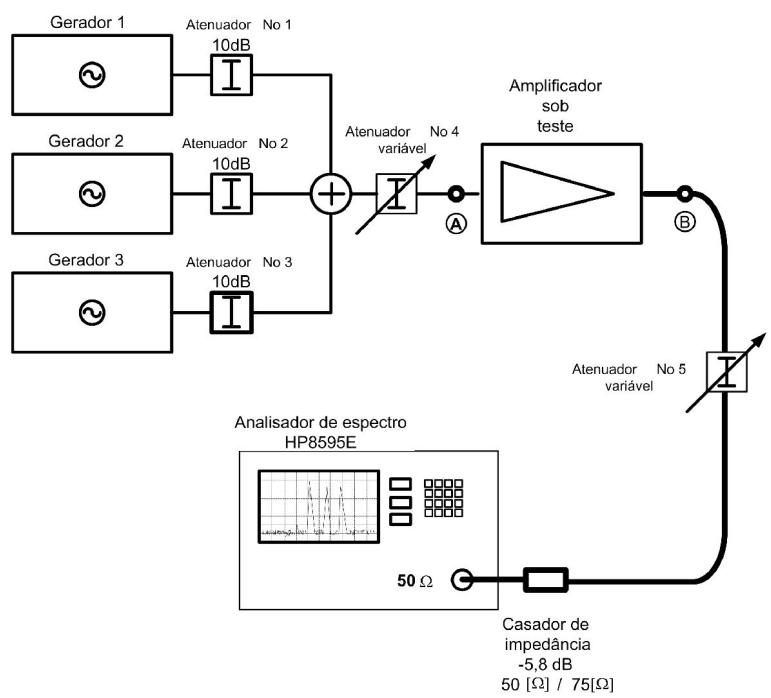


**Figura 8.3 – Ganho de transdutor medido com  $C_{comp} = 0,26$  pF**



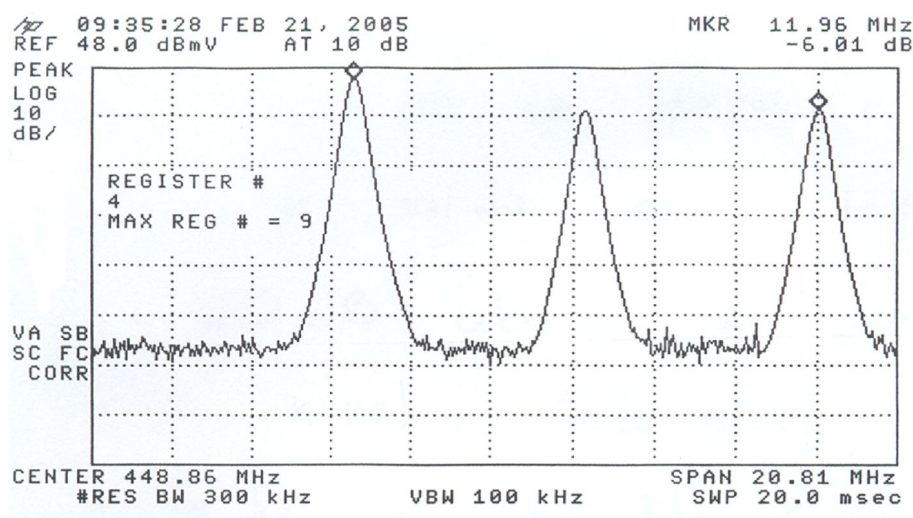
**Figura 8.4** – Ganho de transdutor medido para a faixa de freqüência prática de operação

Para medida da distorção de terceira ordem utilizando o método  $DIN_{45004B}$ . A seguinte configuração de medidas foi utilizada:



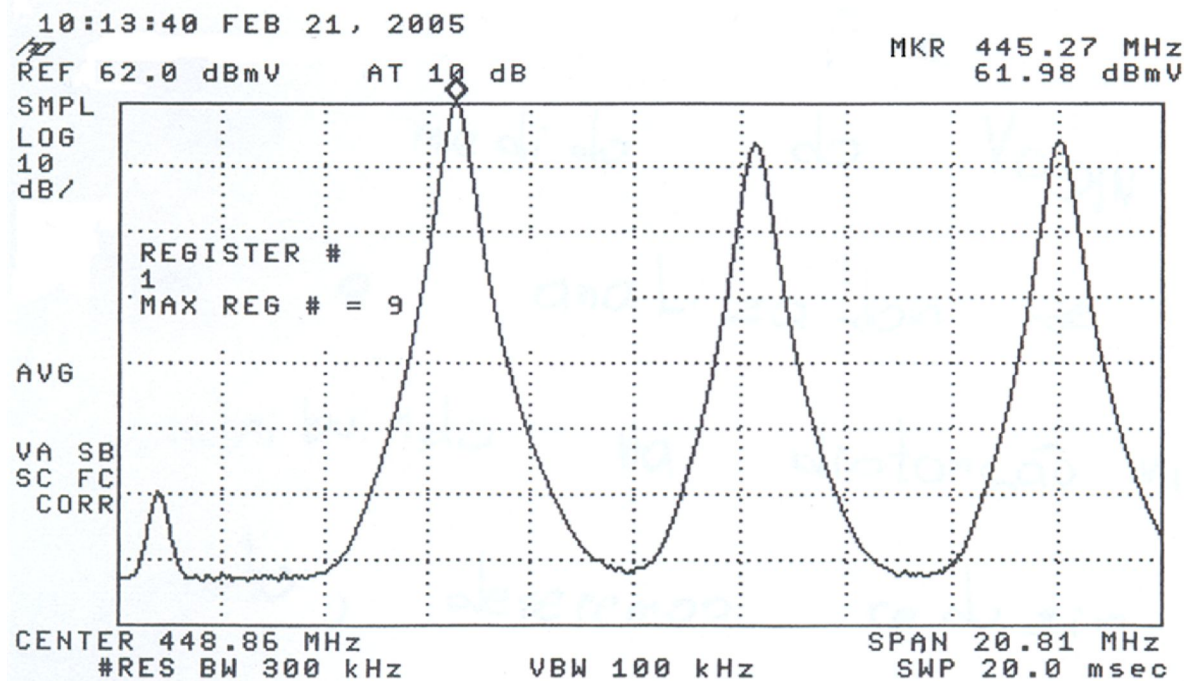
**Figura 8.5** – Configuração de medidas para distorção de 3ª ordem

Os níveis dos geradores 2 e 3 foram ajustados 6dB abaixo do gerador 1 ( Figura 8.6).



**Figura 8.6** – Sinal de teste para medida do  $VO_{DIN45004B}$  (ponto A).



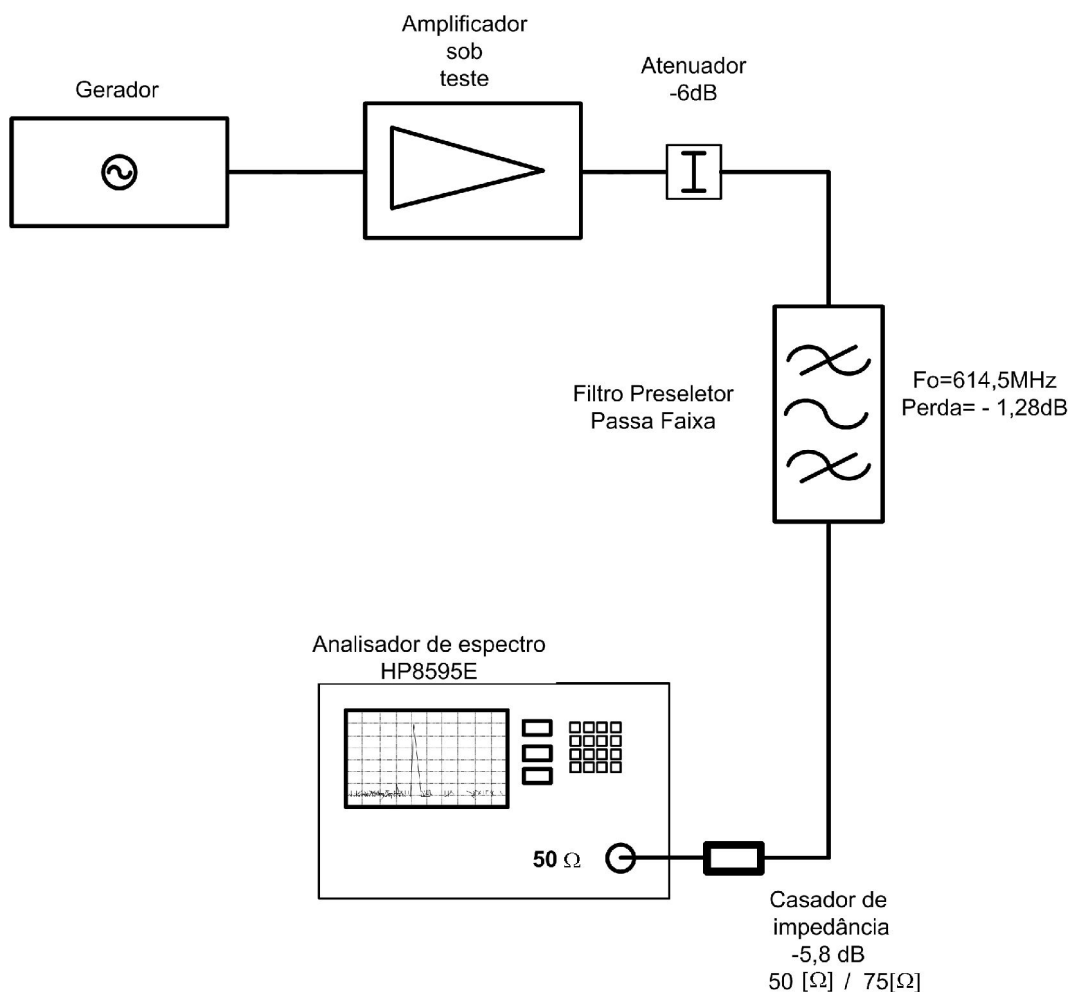


**Figura 8.7** – Nível de potência de saída para um distorção de terceira ordem de -60dBc (ponto B)

A função do atenuador variável No 4 da Figura 8.5 é controlar o nível de potência na entrada do amplificador sob teste. É ajustado de forma a produzir um nível de sinal de saída com intermodulação igual a 60dB abaixo da portadora de mais alto nível. Este nível de potência é anotado e resultará no  $V_{O_{DIN45004B}}$  pela seguinte equação :

$$V_{O_{DIN45004B}} = 1mV \cdot 10^{\frac{62}{20}} = 1,25 \quad [V_{rms}] \quad (139)$$

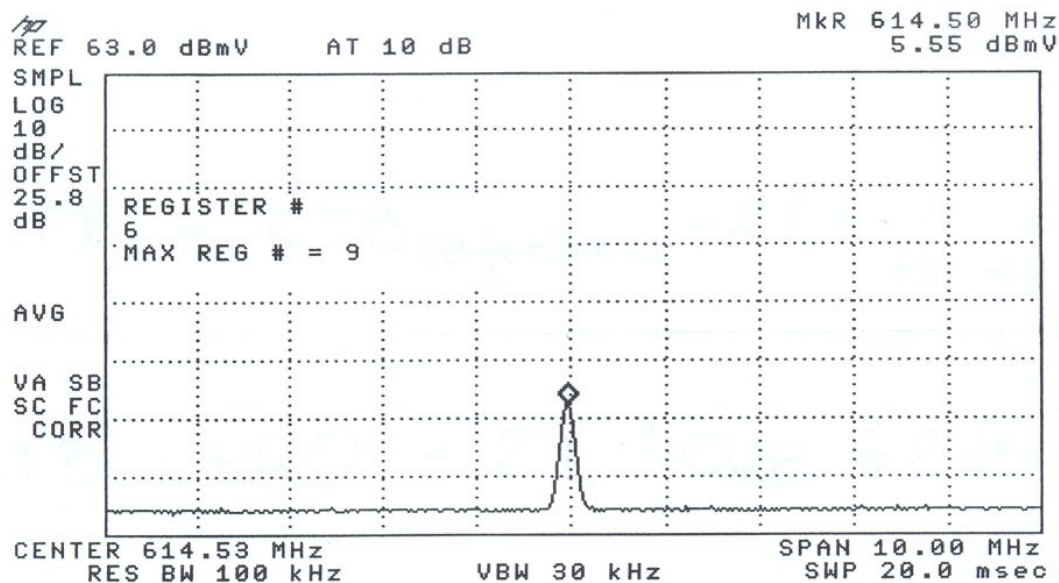
Para medida do  $V_{O_{DIN45004B}}$  tem-se que observar se o analisador de espectro não está contribuindo na distorção visualizada. Para tanto, deve-se reduzir a potência das portadoras em 1dB através do atenuador nº5 e verificar se o nível de intermodulação também é reduzida de 1dB. Se o nível da intermodulação cair na proporção de 1dB para um aumento da atenuação de 1dB, o analisador estará na faixa linear e não contribuirá para distorção medida. Em caso contrário, deve-se passar a atenuação interna do analisador de espectro para manual em 20dB, e repetir os testes anteriores. Para medida da distorção harmônica de segunda ordem (SSO, Single Second Order) foi utilizado um filtro pré-seletor para o analisador de espectro, como mostrado na Figura 8.8 e Figura 8.9.



**Figura 8.8 – Configuração para medição do SSO**

As perdas do filtro pré-seletor passa-faixa, atenuador de 6dB e do casador de impedância devem ser levadas em conta na medição, podendo ser realizada de forma automática com a função “reference offset” do HP85985E. As Figuras 8.9, 8.10 e 8.11 mostram respectivamente, o filtro pré-seletor, a fundamental e o segundo harmônico.





**Figura 8.11-** Sinal de saída do amplificador com o analisador de espectro sintonizado no segundo harmônico

$$\begin{aligned} \text{SSO}_{62,25\text{dBmV}} &= 62,25\text{dBmV} - 5,5\text{dBmV} \\ &= 56,75\text{dBc} \end{aligned}$$

Utilizando as equações desenvolvidas em [19], [20] e [21], pode-se calcular o desempenho do amplificador em termos de CTB e CSO com um carregamento de 110 pontadoras com um nível de potência de 40dBmV.

$$\text{CTB} = \text{CTB}_{\text{referência}} - 2 (\text{Nível de saída} - \text{Nível de referência}) \quad (140)$$

$$\text{CTB} = +60 - 2 (40\text{dBmV} - 62\text{dBmV})$$

$$\text{CTB} = +60 + 44 = 104\text{dBc}$$

Se o nível na saída do amplificador for reduzido em 22dB, o batimento de terceira ordem será reduzido para 104dB abaixo da portadora.

Para um carregamento de 110 canais, a maior concentração de batimentos compostos de terceira ordem cai sobre o canal de número 65, com um número total de batimentos compostos de 4.206, tabela "Beat Table" em [20].

$$\Delta CTB = 10 \log\left(\frac{\text{Número de batimentos } A}{\text{Número de batimentos } B}\right) \quad (141)$$

onde,  $\Delta CTB$  representa a variação de potência em termos de CTB entre dois sistemas, um operando com um número A de canais e outro com um número B de canais.

$$\Delta CTB = 10 \log\left(\frac{4206}{1}\right) = 36,23 \text{ dB}$$

$$CTB \left\{ \begin{array}{l} 110 \text{ canais} \\ 4206 \text{ batimentos no canal n}^\circ 65 \\ P_o = 40 \text{ dBmV/canal} \end{array} \right\} = \begin{array}{l} 104 \text{ dB} - 36,23 \text{ dB} = 67,77 \text{ dBc} \\ \text{ou} \\ -67,77 \text{ dBc} \end{array}$$

De forma similar utilizando as equações:

$$SSO = SSO_{\text{referência}} - (\text{Nível de saída} - \text{Nível de referência}) \quad (142)$$

$$\Delta CSO = 10 \log\left(\frac{\text{Número de batimentos de } A}{\text{Número de batimentos de } B}\right) \quad (143)$$

onde, SSO representa a relação em dB entre o nível da portadora e um único batimento de segunda ordem.

$$SSO = 56,75 - (40 \text{ dBmV} - 62,25 \text{ dBmV})$$

$$SSO = 79 \text{ dBc}$$

Para um carregamento de 110 canais, a maior concentração de batimentos de segunda ordem composta ocorre sobre o canal de número 119, tabela "Beat Table" em [20], com um número total de 45 batimentos.

Assim :

$$\Delta CSO = 10 \log\left(\frac{45}{1}\right) = 16,53 \text{ dB}$$

$$\text{CTB} \left\{ \begin{array}{l} 110 \text{ canais} \\ 45 \text{ batimentos no canal n}^\circ 119 \\ P_o = 40\text{dBmV/canal} \end{array} \right\} = 79\text{dB} - 16,53\text{dB} = 62,47\text{dBc} \\
 \text{ou} \quad -62,47\text{dBc}$$

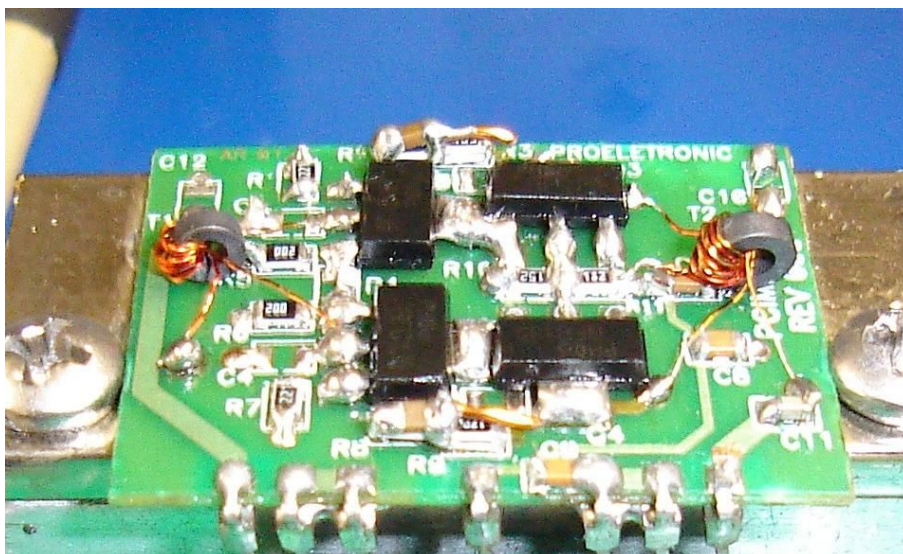
A tabela 4 apresenta os valores de ganho de transdutor, CTB e CSO para um carregamento de 110 canais a um nível de 40dBmV, para o MHW-7182B (50MHz – 750MHz) e para o amplificador implementado na forma discreta para este estudo.

*Tabela 4- Comparação do amplificador projetado com um dispositivo comercial*

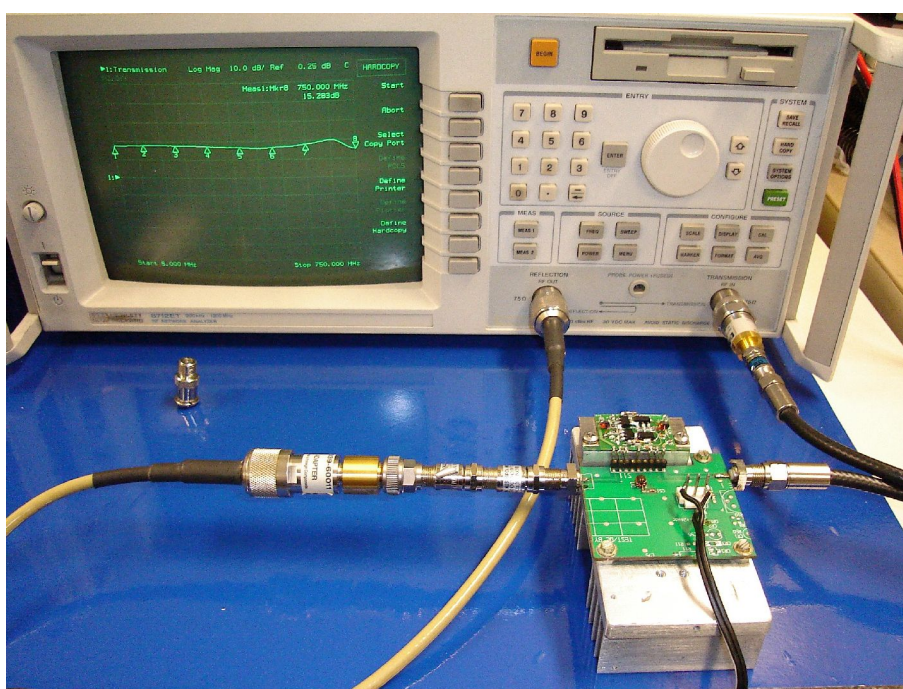
	<i><b>Amplificador RF Faixa Larga Simétrico “Cascode”</b></i>		<i><b>Módulo Híbrido Motorola MHW7182B</b></i>	
	Mínimo	Máximo	Mínimo	Máximo
GT	16,77dB	19,41dB	18dB	20dB
Planeza de resposta em frequência	+/- 1,32dB		+/- 1dB	
CTB à 40dBmV/canal 110 canais	-67dBc		Típico -68dBc	Máximo -66dBc
CSO à 40dBmV/canal 110 canais	-62,5dBc		Típico -70dBc	Máximo -63dBc
Tensão DC de Alimentação	24VDC		24VDC	
Consumo DC	220mA		180mA	240mA

Na Figura 8.12 e Figura 8.13 são mostrados detalhes do amplificador sob estudo.





**Figura 8.12** – Amplificador de RF Faixa Larga na Configuração Simétrica “Cascode”



**Figura 8.13** – Configuração para medida do ganho de Transdutor do Amplificador Simétrico “Cascode”

## Conclusões Finais

---

### Capítulo 9

As técnicas apresentadas para o projeto de um amplificador faixa larga de baixa distorção condizem com os resultados práticos obtidos, constituindo-se em excelente ponto de partida, para o desenvolvimento de amplificadores híbridos de RF na forma integrada.

Os seguintes aprimoramentos devem melhorar o desempenho do amplificador na forma integrada e discreta:

- Utilização de transformadores com linhas de transmissão do tipo Ruthroff[18], de forma a melhorar o desempenho do amplificador em altas frequências;
- Projeto das células amplificadoras com impedância de entrada e saída iguais a  $37,5\Omega$ , para minimizar o efeito das capacitâncias parasitas de coletor. As equações (73), (74) foram desenvolvidas para esta finalidade.
- Inclusão de uma malha de casamento de impedância na entrada e saída do amplificador para o casamento de impedância no extremo superior da faixa de frequência.
- Para melhoria do casamento de impedâncias em toda faixa de operação o circuito deve ser implementado na tecnologia de filme espesso ou filme fino, com os resistores ajustados nos seus valores ótimos.

A simulação do circuito será tão exata quanto mais precisos forem os dados que alimentam o simulador. Assim, mesmo tendo se conseguido boa concordância entre os resultados medidos e calculados, sempre será possível melhorar o modelo matemático e a extração dos parâmetros do circuito. Neste sentido a modelagem do transformador de RF pode ser aperfeiçoada tanto no tocante ao aperfeiçoamento do modelo, quanto no tocante ao método de extração de seus parâmetros. Na modelagem dos transformadores deste estudo não foram consideradas as perdas nos núcleos dos transformadores. As mesmas podem ser modeladas através de elementos resistivos colocados em paralelo com os terminais de entrada e saída. Com a utilização de um Analisador de Redes, é possível



realizar medidas dos parâmetros  $S$  do transformador em estudo em diversas frequências , solucionar o sistema de equações não lineares representativo do modelo deste transformador, alimentado com as medidas realizadas e obter-se um modelo mais preciso. Embora o circuito de um amplificador de RF na configuração simétrica “cascode ” seja relativamente simples , o projeto é bastante complexo, tendo em vista que enfoca malhas de correção de resposta em frequência e estabilidade , o projeto dos transformadores e as características de baixa distorção exigidas pela operação com centenas de canais.

## Programa " Amplificador de RF Faixa Larga na Configuração Simétrica Cascode"

### ANEXO A

O programa listado a seguir , escrito em Scilab , plota as curvas do Fator de Linvill , ganho de transdutor e perdas por retorno de entrada e saída do amplificador na configuração simétrica "cascode" da Figura 4.6 .

//Programa:

// "Amplificador de RF Faixa Larga na Configuração Simétrica Cascode"

```
ZO=75;

Cp1=1e-12;
Cp2=1e-12;
Cp5=1e-12;
Cp3=1e-12;
Cp4=1e-12;
Ce1=0.5e-12;
Ce2=0.5e-12;
Ce3=0.5e-12;
Ce4=0.5e-12;

K1=0.991; // Fator de acoplamento entre L1 e L2
K2=0.991; // Fator de acoplamento entre L3 e L4
K3=0.991; // Fator de acoplamento entre L3 e L5
K4=0.991; // Fator de acoplamento entre L4 e L5
Rp1=5; // Resistencia serie de L1
Rs1=5; // Resistencia serie de L2
Rp2=5;
Rp3=5;
Rs2=5;
L3=1.4e-6;
L4=1.4e-6;
L5=1.4E-6;
L1=1.4e-6; // Indutancia do primario de T1
L2=1.4e-6; // indutancia do secundario de T1
RG1=750;
RG2=750;
Ccomp1=0.26e-12;
Ccomp2=0.26e-12;
R1=20;
R3=20;
R2=5.6;
Rpolari1=220;
Rpolari2=220;
Cca1=.3e-12; //Capacitancia parasita entre a aleta de dissipacao do terminal de coletor e terra
// Nao e dada em manual pois depende do substrato
Cca2=.3e-12;

M=K1*(sqrt(L1*L2));
M2=K2*(sqrt(L3*L4));
M3=K3*(sqrt(L3*L5));
M4=K4*(sqrt(L4*L5));
```

```

//! Filename:   BFG135E.S2P           Version: 2.0
//! Philips part #: BFG135           Date: Jul 1990
//! Bias condition: Vce=10V, Ic=100mA

```

```

## MHz S MA R 50
//! Freq  S11    S21    S12    S22  !GUM [dB]

```

```

S40= [.674 -56.8 36.826 146.5 ; .022 65.7 .804 -39.9 ] ; //! 38.5
S100= [.559 -107.5 22.954 118.4 ; .037 52.1 .526 -75.6 ] ; //! 30.2
S200= [.524 -143.2 13.112 101.8 ; .049 50.1 .338 -106.2 ] ; //! 24.3
S300= [.517 -160.5 9.061 91.8 ; .061 52.5 .276 -125.2 ] ; //! 20.8
S400= [.521 -169.1 6.841 86.1 ; .073 57.0 .248 -138.7 ] ; //! 18.4
S500= [.519 -176.2 5.572 80.8 ; .086 59.1 .237 -149.1 ] ; //! 16.5
S600= [.526 177.5 4.675 76.4 ; .099 60.1 .231 -157.4 ] ; //! 15.0
S700= [.525 172.0 4.056 71.8 ; .112 60.0 .231 -164.2 ] ; //! 13.8
S800= [.529 167.0 3.559 68.4 ; .126 61.0 .234 -170.7 ] ; //! 12.7
S900= [.533 163.6 3.165 65.0 ; .139 61.0 .238 -176.8 ] ; //! 11.7
S1000= [.537 158.4 2.880 61.4 ; .152 60.8 .247 178.0 ] ; //! 10.9
S1200= [.552 151.0 2.438 54.1 ; .179 59.1 .269 169.1 ] ; //! 9.6
S1400= [.586 144.5 2.114 47.7 ; .202 57.1 .294 161.9 ] ; //! 8.7
S1600= [.597 138.8 1.865 42.2 ; .230 56.4 .318 155.3 ] ; //! 7.8
S1800= [.597 131.1 1.699 35.3 ; .259 52.3 .344 148.0 ] ; //! 7.1
S2000= [.615 123.1 1.603 30.1 ; .281 49.8 .374 141.3 ] ; //! 6.8
S2200= [.671 118.4 1.418 24.6 ; .304 47.1 .410 134.8 ] ; //! 6.4
S2400= [.694 113.9 1.280 21.4 ; .316 46.1 .444 129.0 ] ; //! 6.0
S2600= [.678 109.4 1.239 14.7 ; .348 41.8 .472 122.5 ] ; //! 5.6
S2800= [.686 101.9 1.107 8.8 ; .355 36.6 .491 115.3 ] ; //! 4.8
S3000= [.713 95.2 1.069 5.5 ; .374 34.9 .521 108.4 ] ; //! 5.0

```

```

SR40(1,1)=S40(1,1)*cos(S40(1,2)*%pi/180)+%i*S40(1,1)*sin(S40(1,2)*%pi/180);
SR40(2,1)=S40(1,3)*cos(S40(1,4)*%pi/180)+%i*S40(1,3)*sin(S40(1,4)*%pi/180);
SR40(1,2)=S40(2,1)*cos(S40(2,2)*%pi/180)+%i*S40(2,1)*sin(S40(2,2)*%pi/180);
SR40(2,2)=S40(2,3)*cos(S40(2,4)*%pi/180)+%i*S40(2,3)*sin(S40(2,4)*%pi/180);

```

```

SR100(1,1)=S100(1,1)*cos(S100(1,2)*%pi/180)+%i*S100(1,1)*sin(S100(1,2)*%pi/180);
SR100(2,1)=S100(1,3)*cos(S100(1,4)*%pi/180)+%i*S100(1,3)*sin(S100(1,4)*%pi/180);
SR100(1,2)=S100(2,1)*cos(S100(2,2)*%pi/180)+%i*S100(2,1)*sin(S100(2,2)*%pi/180);
SR100(2,2)=S100(2,3)*cos(S100(2,4)*%pi/180)+%i*S100(2,3)*sin(S100(2,4)*%pi/180);

```

```

SR200(1,1)=S200(1,1)*cos(S200(1,2)*%pi/180)+%i*S200(1,1)*sin(S200(1,2)*%pi/180);
SR200(2,1)=S200(1,3)*cos(S200(1,4)*%pi/180)+%i*S200(1,3)*sin(S200(1,4)*%pi/180);
SR200(1,2)=S200(2,1)*cos(S200(2,2)*%pi/180)+%i*S200(2,1)*sin(S200(2,2)*%pi/180);
SR200(2,2)=S200(2,3)*cos(S200(2,4)*%pi/180)+%i*S200(2,3)*sin(S200(2,4)*%pi/180);

```

```

SR300(1,1)=S300(1,1)*cos(S300(1,2)*%pi/180)+%i*S300(1,1)*sin(S300(1,2)*%pi/180);
SR300(2,1)=S300(1,3)*cos(S300(1,4)*%pi/180)+%i*S300(1,3)*sin(S300(1,4)*%pi/180);
SR300(1,2)=S300(2,1)*cos(S300(2,2)*%pi/180)+%i*S300(2,1)*sin(S300(2,2)*%pi/180);
SR300(2,2)=S300(2,3)*cos(S300(2,4)*%pi/180)+%i*S300(2,3)*sin(S300(2,4)*%pi/180);

```

```

SR400(1,1)=S400(1,1)*cos(S400(1,2)*%pi/180)+%i*S400(1,1)*sin(S400(1,2)*%pi/180);
SR400(2,1)=S400(1,3)*cos(S400(1,4)*%pi/180)+%i*S400(1,3)*sin(S400(1,4)*%pi/180);
SR400(1,2)=S400(2,1)*cos(S400(2,2)*%pi/180)+%i*S400(2,1)*sin(S400(2,2)*%pi/180);
SR400(2,2)=S400(2,3)*cos(S400(2,4)*%pi/180)+%i*S400(2,3)*sin(S400(2,4)*%pi/180);

```

```

SR500(1,1)=S500(1,1)*cos(S500(1,2)*%pi/180)+%i*S500(1,1)*sin(S500(1,2)*%pi/180);
SR500(2,1)=S500(1,3)*cos(S500(1,4)*%pi/180)+%i*S500(1,3)*sin(S500(1,4)*%pi/180);
SR500(1,2)=S500(2,1)*cos(S500(2,2)*%pi/180)+%i*S500(2,1)*sin(S500(2,2)*%pi/180);
SR500(2,2)=S500(2,3)*cos(S500(2,4)*%pi/180)+%i*S500(2,3)*sin(S500(2,4)*%pi/180);

```

```

SR600(1,1)=S600(1,1)*cos(S600(1,2)*%pi/180)+%i*S600(1,1)*sin(S600(1,2)*%pi/180);
SR600(2,1)=S600(1,3)*cos(S600(1,4)*%pi/180)+%i*S600(1,3)*sin(S600(1,4)*%pi/180);
SR600(1,2)=S600(2,1)*cos(S600(2,2)*%pi/180)+%i*S600(2,1)*sin(S600(2,2)*%pi/180);
SR600(2,2)=S600(2,3)*cos(S600(2,4)*%pi/180)+%i*S600(2,3)*sin(S600(2,4)*%pi/180);

```

```

SR700(1,1)=S700(1,1)*cos(S700(1,2)*%pi/180)+%i*S700(1,1)*sin(S700(1,2)*%pi/180);
SR700(2,1)=S700(1,3)*cos(S700(1,4)*%pi/180)+%i*S700(1,3)*sin(S700(1,4)*%pi/180);
SR700(1,2)=S700(2,1)*cos(S700(2,2)*%pi/180)+%i*S700(2,1)*sin(S700(2,2)*%pi/180);
SR700(2,2)=S700(2,3)*cos(S700(2,4)*%pi/180)+%i*S700(2,3)*sin(S700(2,4)*%pi/180);

```

```

SR800(1,1)=S800(1,1)*cos(S800(1,2)*%pi/180)+%i*S800(1,1)*sin(S800(1,2)*%pi/180);
SR800(2,1)=S800(1,3)*cos(S800(1,4)*%pi/180)+%i*S800(1,3)*sin(S800(1,4)*%pi/180);
SR800(1,2)=S800(2,1)*cos(S800(2,2)*%pi/180)+%i*S800(2,1)*sin(S800(2,2)*%pi/180);
SR800(2,2)=S800(2,3)*cos(S800(2,4)*%pi/180)+%i*S800(2,3)*sin(S800(2,4)*%pi/180);

```

```

SR900(1,1)=S900(1,1)*cos(S900(1,2)*%pi/180)+%i*S900(1,1)*sin(S900(1,2)*%pi/180);
SR900(2,1)=S900(1,3)*cos(S900(1,4)*%pi/180)+%i*S900(1,3)*sin(S900(1,4)*%pi/180);
SR900(1,2)=S900(2,1)*cos(S900(2,2)*%pi/180)+%i*S900(2,1)*sin(S900(2,2)*%pi/180);
SR900(2,2)=S900(2,3)*cos(S900(2,4)*%pi/180)+%i*S900(2,3)*sin(S900(2,4)*%pi/180);

```

```

SR1000(1,1)=S1000(1,1)*cos(S1000(1,2)*%pi/180)+%i*S1000(1,1)*sin(S1000(1,2)*%pi/180);
SR1000(2,1)=S1000(1,3)*cos(S1000(1,4)*%pi/180)+%i*S1000(1,3)*sin(S1000(1,4)*%pi/180);
SR1000(1,2)=S1000(2,1)*cos(S1000(2,2)*%pi/180)+%i*S1000(2,1)*sin(S1000(2,2)*%pi/180);
SR1000(2,2)=S1000(2,3)*cos(S1000(2,4)*%pi/180)+%i*S1000(2,3)*sin(S1000(2,4)*%pi/180);

```

```

//SR40(1,1), SR40(1,2), SR40(2,1), SR40(2,2);
S=[ SR100(1,1), SR100(1,2), SR100(2,1), SR100(2,2);
SR200(1,1), SR200(1,2), SR200(2,1), SR200(2,2);
SR300(1,1), SR300(1,2), SR300(2,1), SR300(2,2);
SR400(1,1), SR400(1,2), SR400(2,1), SR400(2,2);
SR500(1,1), SR500(1,2), SR500(2,1), SR500(2,2);
SR600(1,1), SR600(1,2), SR600(2,1), SR600(2,2);
SR700(1,1), SR700(1,2), SR700(2,1), SR700(2,2);
SR800(1,1), SR800(1,2), SR800(2,1), SR800(2,2);
SR900(1,1), SR900(1,2), SR900(2,1), SR900(2,2);
SR1000(1,1), SR1000(1,2), SR1000(2,1), SR1000(2,2)];

```

```
RRR=[0 0;0 0];
```

```

inicio=100;
delta=100;
fim=800;
F=inicio*10^6;

```

```
for C=inicio:delta:fim;
```

```
E=C/100;
```

```

D=1;
RRR(1,1)= S(E,D);
D=2;
RRR(1,2)= S(E,D);
D=3;
RRR(2,1)= S(E,D);
D=4;
RRR(2,2)= S(E,D);

```

Z1=RRR(1,1); // S11  
 Z2=RRR(1,2); // S12  
 Z3=RRR(2,1); // S21  
 Z4=RRR(2,2); // S22

//ttt=( (1+Z1)\*(1+Z4)- ( Z2\*Z3))\*50;

//TTT1=(1-Z1)\*(1+Z4)+(Z2\*Z3)/ ttt //YE11 YE200(1,1)  
 //TTT2=(-2\*Z2)/ttt; //YE12 YE200(1,2)  
 //TTT3=(-2\*Z3)/ttt; //YE21 YE200(2,1)  
 //TTT4=((1+Z1)\*(1-Z4)+(Z2\*Z3))/ttt; //YE22 YE200(2,2)  
 // YE200=[TTT1,TTT2;TTT3,TTT4]

RRR=[Z1,Z2;Z3,Z4];

I=[ 1 0 ;0 1 ] ;

YE200=((I-RRR)/(I+RRR))/50; // Conversao de Parametros S para Y emissor comum e base comum

YB200(1,1)= YE200(2,2)+YE200(1,2)+YE200(1,1)+YE200(2,1);

YB200(1,2)=-(YE200(2,2))-(YE200(1,2));

YB200(2,1)=-(YE200(2,1))-(YE200(2,2));

YB200(2,2)= YE200(2,2);

// Coeficientes da Matriz condutancia nodal

DG1=(Rp1+%i\*2\*%pi\*F\*L1)\*(Rs1+%i\*2\*%pi\*F\*L2)+(2\*%pi\*F\*M)^2;

G1=(%i\*2\*%pi\*F\*Ce2)+(%i\*2\*%pi\*F\*Ce1)+(%i\*2\*%pi\*F\*Cp1)+(Rs1+%i\*2\*%pi\*F\*L2)/DG1;

G2=(-%i\*2\*%pi\*F\*Ce1)-(%i\*2\*%pi\*F\*M)/DG1;

G3=(-%i\*2\*%pi\*F\*Ce2)+(%i\*2\*%pi\*F\*M)/DG1;

G4=G2;

G5=(1/Rpolari1)+(%i\*2\*%pi\*F\*Ce1)+((Rp1+%i\*2\*%pi\*F\*L1)/DG1)+(%i\*2\*%pi\*F\*Cp2)+YE200(1,1)+(1/RG1)+(%i\*2\*%pi\*F\*Ccomp1);

G6=(-(Rp1+%i\*2\*%pi\*F\*L1)/DG1)-(%i\*2\*%pi\*F\*Cp2);

G7=-YE200(1,1)-YE200(1,2);

G8=YE200(1,2);

G9=(-1/RG1)-(%i\*2\*%pi\*F\*Ccomp1);

G10=(-%i\*2\*%pi\*F\*Ce2)+(%i\*2\*%pi\*F\*M)/DG1;

G11=(-(Rp1+%i\*2\*%pi\*F\*L1)/DG1)-(%i\*2\*%pi\*F\*Cp2);

G12=(1/Rpolari2)+(%i\*2\*%pi\*F\*Ce2)+((Rp1+%i\*2\*%pi\*F\*L1)/DG1)+(%i\*2\*%pi\*F\*Cp2)+YE200(1,1)+(1/RG2)+(%i\*2\*%pi\*F\*Ccomp2);

G13=G7;

G14=YE200(1,2);

G15=(-1/RG2)-(%i\*2\*%pi\*F\*Ccomp2);

G16=-YE200(1,1)-YE200(2,1);

G17=(1/R1)+(1/R2)+YE200(1,1)+YE200(1,2)+YE200(2,1)+YE200(2,2);

G18=-1/R2;

G19=-YE200(1,2)-YE200(2,2);

G20=-YE200(1,1)-YE200(2,1);

G21=-1/R2;

G22=(1/R3)+(1/R2)+YE200(1,1)+YE200(1,2)+YE200(2,1)+YE200(2,2);

G23=-YE200(1,2)-YE200(2,2);

G24=YE200(2,1);

G25=-YE200(2,1)-YE200(2,2);

G26=YE200(2,2)+YB200(1,1);

G27=YB200(1,2);

G28=YE200(2,1);

G29=G25;

G30=G26;

G31=G27;

G32=(-1/RG1)-(i<sup>2</sup>\*F\*Ccomp1);

G33=YB200(2,1);

DELTA=(Rp2+i<sup>2</sup>\*F\*L3, (-i<sup>2</sup>\*F\*M2), (-i<sup>2</sup>\*F\*M3); (-i<sup>2</sup>\*F\*M2), (Rp3+i<sup>2</sup>\*F\*L4), (i<sup>2</sup>\*F\*M4); (i<sup>2</sup>\*F\*M3), (-i<sup>2</sup>\*F\*M4), (-i<sup>2</sup>\*F\*L5-Rs2)] ;

DELA=det(DELTA);

X=(-2\*i<sup>2</sup>\*F\*M4)^2+(Rp3+i<sup>2</sup>\*F\*L4)\*(-i<sup>2</sup>\*F\*L5-Rs2);

Y=((i<sup>2</sup>\*F\*M2)\*(-i<sup>2</sup>\*F\*L5-Rs2))+((i<sup>2</sup>\*F\*M3)\*(i<sup>2</sup>\*F\*M4));

Z=((Rp3+i<sup>2</sup>\*F\*L4)\*(i<sup>2</sup>\*F\*M3))-((i<sup>2</sup>\*F\*M2)\*(i<sup>2</sup>\*F\*M4));

ALFA=((i<sup>2</sup>\*F\*M2)\*(i<sup>2</sup>\*F\*M4))-((i<sup>2</sup>\*F\*M3)\*(Rp3+i<sup>2</sup>\*F\*L4));

BETA=((i<sup>2</sup>\*F\*M4)\*(Rp2+i<sup>2</sup>\*F\*L3))-((i<sup>2</sup>\*F\*M2)\*(i<sup>2</sup>\*F\*M3));

GAMA=((Rp2+i<sup>2</sup>\*F\*L3)\*(Rp3+i<sup>2</sup>\*F\*L4)+(2\*i<sup>2</sup>\*F\*M2)^2);

U=((i<sup>2</sup>\*F\*M3)\*(i<sup>2</sup>\*F\*M3))+((Rp2+i<sup>2</sup>\*F\*L3)\*(-i<sup>2</sup>\*F\*L5-Rs2));

V=(-i<sup>2</sup>\*F\*M4)\*(Rp2+i<sup>2</sup>\*F\*L3)+(i<sup>2</sup>\*F\*M3)\*(i<sup>2</sup>\*F\*M2);

T=((i<sup>2</sup>\*F\*M2)\*(-Rs2-i<sup>2</sup>\*F\*L5))+((i<sup>2</sup>\*F\*M4)\*(i<sup>2</sup>\*F\*M3));

G32=(-1/RG1)-(i<sup>2</sup>\*F\*Ccomp1);

G33=YB200(2,1);

G34=YB200(2,2)+(i<sup>2</sup>\*F\*Cca1)+(i<sup>2</sup>\*F\*Cp5)+(i<sup>2</sup>\*F\*Ce3)+(X/DELA)+(1/RG1)+(i<sup>2</sup>\*F\*Ccomp1);

G35=Y/DELA;

G36=(-i<sup>2</sup>\*F\*Ce3)+Z/DELA;

G37=(-1/RG2)-(i<sup>2</sup>\*F\*Ccomp2);

G38=YB200(2,1);

G39=T/DELA;

G40=(1/RG2)+(i<sup>2</sup>\*F\*Ccomp2)+YB200(2,2)+(i<sup>2</sup>\*F\*Cp3)+(i<sup>2</sup>\*F\*Cca2)+(i<sup>2</sup>\*F\*Ce4)+U/DELA;

G41=(V/DELA)-(i<sup>2</sup>\*F\*Ce4);

G42=(-i<sup>2</sup>\*F\*Ce3)-ALFA/DELA;

G43=(-i<sup>2</sup>\*F\*Ce4)-BETA/DELA;

G44=(i<sup>2</sup>\*F\*Ce3)+(i<sup>2</sup>\*F\*Ce4)+(i<sup>2</sup>\*F\*Cp4)-GAMA/DELA;

	// V1	// V2	//V3	//V4	//V5	//V6	//V7	// V8	//V9	//V10
EQ1=	[ G1,	G2,	G3,	0,	0,	0,	0,	0,	0,	0 ];
EQ2=	[ G4,	G5,	G6,	G7,	0,	G8,	0,	G9,	0,	0 ];
EQ3=	[ G10,	G11,	G12,	0,	G13,	0,	G14,	0,	G15,	0 ];
EQ4=	[ 0,	G16,	0,	G17,	G18,	G19,	0,	0,	0,	0 ];
EQ5=	[ 0,	0,	G20,	G21,	G22,	0,	G23,	0,	0,	0 ];
EQ6=	[ 0,	G24,	0,	G25,	0,	G26,	0,	G27,	0,	0 ];
EQ7=	[ 0,	0,	G28,	0,	G29,	0,	G30,	0,	G31,	0 ];
EQ8=	[ 0,	G32,	0,	0,	0,	G33,	0,	G34,	G35,	G36 ];
EQ9=	[ 0,	0,	G37,	0,	0,	0,	G38,	G39,	G40,	G41 ];
EQ10=	[ 0,	0,	0,	0,	0,	0,	G42,	G43,	G44 ];	

// Equacao resolvente EQ2 , elemento resolvente G5 EQ2(2)  
EQ2=EQ2/EQ2(2);

$$EQ1=(EQ2*(-EQ1(2)))+EQ1;$$

$$EQ3=(EQ2*(-EQ3(2)))+EQ3;$$

$$EQ4=(EQ2*(-EQ4(2)))+EQ4;$$

$$EQ5=(EQ2*(-EQ5(2)))+EQ5;$$

$$EQ6=(EQ2*(-EQ6(2)))+EQ6;$$

$$EQ7=(EQ2*(-EQ7(2)))+EQ7;$$

$$EQ8=(EQ2*(-EQ8(2)))+EQ8;$$

$$EQ9=(EQ2*(-EQ9(2)))+EQ9;$$

$$EQ10=(EQ2*(-EQ10(2)))+EQ10;$$

//Sistema reduzido a 09 equacoes 09 incoginitas , acesso ( No ) 02 excluido

// Equacao resolvente EQ3 , elemento resolvente G12 EQ3(3)

$$EQ3=EQ3/EQ3(3);$$

$$EQ1=(EQ3*(-EQ1(3)))+EQ1;$$

$$EQ4=(EQ3*(-EQ4(3)))+EQ4;$$

$$EQ5=(EQ3*(-EQ5(3)))+EQ5;$$

$$EQ6=(EQ3*(-EQ6(3)))+EQ6;$$

$$EQ7=(EQ3*(-EQ7(3)))+EQ7;$$

$$EQ8=(EQ3*(-EQ8(3)))+EQ8;$$

$$EQ9=(EQ3*(-EQ9(3)))+EQ9;$$

$$EQ10=(EQ3*(-EQ10(3)))+EQ10;$$

//Sistema reduzido a 08 equacoes 08 incoginitas , acessos ( No ) 02 ,03 excluidos

// Equacao resolvente EQ4 , elemento resolvente G12

$$EQ4=EQ4/EQ4(4);$$

$$EQ1=(EQ4*(-EQ1(4)))+EQ1;$$

$$EQ5=(EQ4*(-EQ5(4)))+EQ5;$$

$$EQ6=(EQ4*(-EQ6(4)))+EQ6;$$

$$EQ7=(EQ4*(-EQ7(4)))+EQ7;$$

$$EQ8=(EQ4*(-EQ8(4)))+EQ8;$$

$$EQ9=(EQ4*(-EQ9(4)))+EQ9;$$

$$EQ10=(EQ4*(-EQ10(4)))+EQ10;$$

//Sistema reduzido a 07 equacoes 07 incoginitas , acessos ( No ) 02 ,03, 04 excluidos

// Equacao resolvente EQ5 , elemento resolvente EQ5(5)

$$EQ5=EQ5/EQ5(5);$$

$$EQ1=(EQ5*(-EQ1(5)))+EQ1;$$

$$EQ6=(EQ5*(-EQ6(5)))+EQ6;$$

$$EQ7=(EQ5*(-EQ7(5)))+EQ7;$$

$$EQ8=(EQ5*(-EQ8(5)))+EQ8;$$

$$EQ9=(EQ5*(-EQ9(5)))+EQ9;$$

$$EQ10=(EQ5*(-EQ10(5)))+EQ10;$$

//Sistema reduzido a 06 equacoes 06 incoginitas , acessos ( No ) 02 ,03, 04 ,05 excluidos

// Equacao resolvente EQ6 , elemento resolvente EQ6(6)

$$EQ6=EQ6/EQ6(6);$$

$$\begin{aligned}EQ1 &= (EQ6 * (-EQ1(6))) + EQ1; \\EQ7 &= (EQ6 * (-EQ7(6))) + EQ7; \\EQ8 &= (EQ6 * (-EQ8(6))) + EQ8; \\EQ9 &= (EQ6 * (-EQ9(6))) + EQ9; \\EQ10 &= (EQ6 * (-EQ10(6))) + EQ10;\end{aligned}$$

//Sistema reduzido a 05 equacoes 05 incoginitas , acessos ( No ) 02 ,03, 04 ,05 ,06 excluidos

// Equacao resolvente EQ7 , elemento resolvente EQ7(7)

$$EQ7=EQ7/EQ7(7);$$

$$\begin{aligned}EQ1 &= (EQ7 * (-EQ1(7))) + EQ1; \\EQ8 &= (EQ7 * (-EQ8(7))) + EQ8; \\EQ9 &= (EQ7 * (-EQ9(7))) + EQ9; \\EQ10 &= (EQ7 * (-EQ10(7))) + EQ10;\end{aligned}$$

//Sistema reduzido a 04 equacoes 04 incoginitas , acessos ( No ) 02 ,03, 04 ,05 ,06, 07 excluidos

// Equacao resolvente EQ8 , elemento resolvente EQ8(8)

$$EQ8=EQ8/EQ8(8);$$

$$\begin{aligned}EQ1 &= (EQ8 * (-EQ1(8))) + EQ1; \\EQ9 &= (EQ8 * (-EQ9(8))) + EQ9; \\EQ10 &= (EQ8 * (-EQ10(8))) + EQ10;\end{aligned}$$

//Sistema reduzido a 03 equacoes 03 incoginitas , acessos ( No ) 02 ,03, 04 ,05 ,06, 07,08 excluidos

// Equacao resolvente EQ9 , elemento resolvente EQ9(9)

$$\begin{aligned}EQ9 &= EQ9/EQ9(9); \\EQ1 &= (EQ9 * (-EQ1(9))) + EQ1; \\EQ10 &= (EQ9 * (-EQ10(9))) + EQ10;\end{aligned}$$

YY=[EQ1(1),EQ1(10);EQ10(1),EQ10(10)]; // Matriz Y equivalente

YYY=[EQ1(1)\*ZO,EQ1(10)\*ZO;EQ10(1)\*ZO,EQ10(10)\*ZO];

SS=(I-YYY)/(I+YYY); // Matriz S equivalente

S21=20\*log10(abs(SS(2,1)));

S11=20\*log10(abs(SS(1,1)));

S22=20\*log10(abs(SS(2,2)));

$$LINVILL = \frac{-\text{abs}(YY(1,2)*YY(2,1))}{(2*(\text{real}(YY(1,1))) * (\text{real}(YY(2,2)))) - (\text{real}(YY(1,2)*YY(2,1)))} ;$$

GT=(4\*(1/ZO)\*(1/ZO)\*((abs(YY(2,1)))^2) / ((abs(((YY(1,1)+1/ZO)\*(YY(2,2)+1/ZO))-(YY(2,1)\*YY(1,2))))^2) // Ganho de Transdutor

$$GTdB=10*log10(GT) ;$$



```
G=F/1000000 ;
```

```
// Fator de Linvill C<1 incondicionalmente estavel      C>1 potencialmente estavel
```

```
g(G)=GTdB ;           // Ganho de Transdutor
s21(G)=S21;
s11(G)=S11;
s22(G)=S22;
FatorLINVILL(G)=LINVILL;
```

```
F=F+delta*10^6 ;
```

```
end
```

```
DBMAX=50;
DBMIM=-50;
G=inicio:delta:fim;
```

```
g(G),G
```

```
plot2d(G,g(G),leg="Ganho de transdutor dB" , rect=[inicio,DBMIM,fim,DBMAX]);
```

```
// plot2d(G,s21(G),leg=" S21 " ,rect=[inicio,DBMIM,fim,DBMAX]);
```

```
// plot2d(G,s11(G),leg=" S11 " , rect=[inicio,-30,fim,0]);
```

```
//plot2d(G,s22(G),leg=" S22 " , rect=[inicio,-30,fim,0]);
```

```
// plot2d(G,FatorLINVILL(G),leg=" C Linvill " ,rect=[inicio,0,fim,1])
```

# Modelagem de um Transformador de RF Faixa Larga

---

## ANEXO B

### Introdução

O objetivo deste anexo é o de apresentar um método de modelagem para um transformador de RF, de modo a que se possa otimizá-lo para uma maior largura de faixa com a menor perda possível.

Através de programas desenvolvidos para este propósito são observadas as dependências existentes entre a largura de faixa do transformador e o fator de acoplamento ( $k$ ) e a capacitância inter-eletródica entre primário e secundário (Cps).

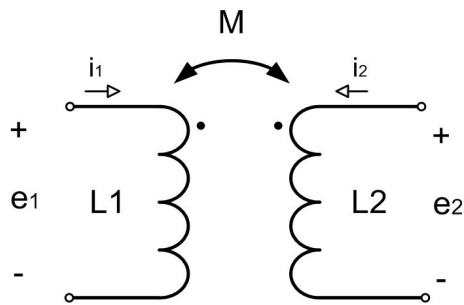
Medidas realizadas em laboratório confirmam a validade do modelo, que pode ser aprimorado, considerando a perda no núcleo.

Os transformadores de RF têm larga aplicação na indústria de comunicações destacando-se:

- Transformadores isoladores para placas de rede de computadores;
- Misturadores balanceados utilizados em retransmissores de TV, analisadores de espectro, conversores de TV à cabo;
- Casadores de impedância;
- Transformadores para circuitos híbridos de CATV, e circuitos lineares de potência.

### Indutância Mútua:

O circuito da Figura 1 representa duas bobinas com indutância mútua. As equações de tensão e corrente para as bobinas acopladas são definidas pelas fontes de corrente  $I_1$  e  $I_2$  como estímulos, e as tensões  $e_1$  e  $e_2$  como respostas.



**Figura 1 – Bobinas magneticamente acopladas**

A corrente  $i_1$  é aplicada primeiro, com  $i_2$  igual a zero. A tensão produzida em cada bobina é proporcional à taxa de variação de  $i_1$ . Então a corrente  $i_2$  é aplicada, com a corrente  $i_1$  igual a zero.

A tensão produzida sobre cada bobina é então proporcional à taxa de variação da corrente  $i_2$ . Pelo teorema da superposição, a tensão total  $e_1$  e a tensão  $e_2$  são dadas por:

$$e_1 = L_1 \frac{di_1}{dt} + M \frac{di_2}{dt} \quad (1)$$

$$e_2 = M \frac{di_1}{dt} + L_2 \frac{di_2}{dt} \quad (2)$$

Nas equações acima  $L_1$  é uma constante de proporcionalidade entre a taxa de variação de corrente na bobina 1 e a tensão sobre ela.

Quando a segunda bobina está em aberto,  $L_1$  representa a indutância da primeira bobina.

De forma similar,  $L_2$  é uma constante de proporcionalidade entre a taxa de variação de corrente na bobina 2 e a tensão produzida sobre ela. Se a primeira bobina é deixada em aberto,  $L_2$  representará a indutância da segunda bobina.

A constante  $M$  representa a relação entre a tensão produzida na segunda bobina pela variação de corrente produzida na primeira bobina, ou a tensão produzida na primeira bobina devido à variação de corrente no segundo indutor. Pelo teorema da reciprocidade estas duas expressões são iguais.

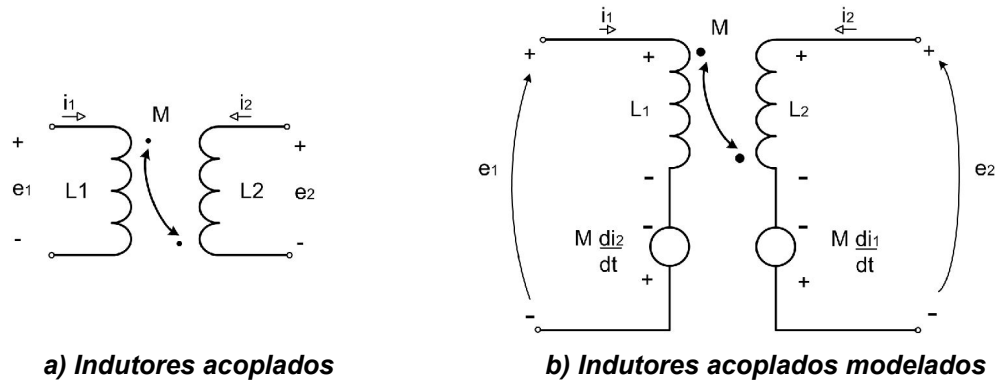
As constantes  $L_1$  e  $L_2$  são chamadas de auto-indutância da bobina, e a constante  $M$  é chamada de indutância mútua.

A polaridade produzida pela indutância mútua  $M$  pode ser revertida pela mudança de direção no sentido do enrolamento na segunda bobina.

Quando indutores acoplados são desenhados , deve-se marcar pontos (•) para mostrar a direção de enrolamento.

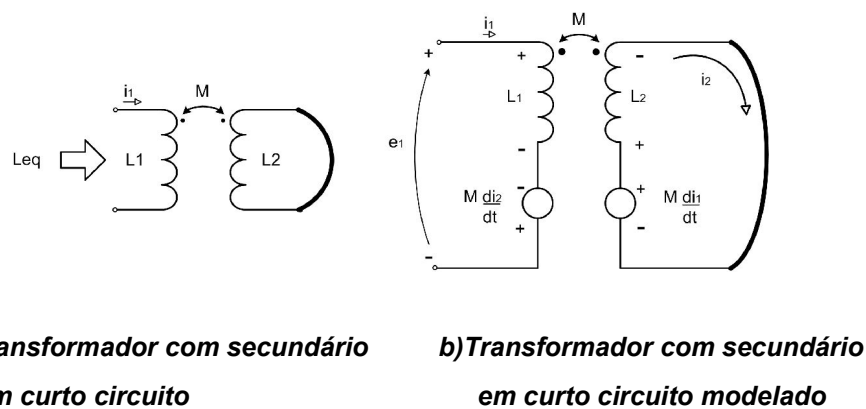
Quando a corrente entra no ponto de um dos enrolamentos e está aumentando positivamente, a tensão induzida no outro enrolamento é positiva no outro ponto.

Resumindo, se a corrente entra em um ponto, a tensão induzida no outro ponto será positiva , conforme ilustra a Figura 2



**Figura 2-Modelagem de indutores acoplados magneticamente**

Segue a análise de um transformador com o secundário curto-circuitado, mostrado na Figura 3.



**Figura 3-Circuito para definição do coeficiente de acoplamento K**

$$e_1 = L_1 \frac{di_1}{dt} - M \frac{di_2}{dt} \quad (3)$$

$$0 = -M \frac{di_1}{dt} + L_2 \frac{di_2}{dt} \quad (4)$$

$$de \quad (3) \quad \frac{di_1}{dt} = \frac{e_1 - \frac{M di_2}{dt}}{L_1} \quad de \quad (4) \quad \frac{di_1}{dt} = M \frac{di_1}{dt} \cdot \frac{1}{L_2}$$

$$\frac{di_1}{dt} = \frac{e_1 + M^2 \frac{di_1}{dt} \cdot \frac{1}{L_2}}{L_1} = \frac{e_1}{L_1} + M^2 \frac{di_1}{dt} \cdot \frac{1}{L_1} \cdot \frac{1}{L_2}$$

$$\frac{di_1}{dt} \left(1 - \frac{M^2}{L_1 L_2}\right) = \frac{e_1}{L_1}$$

$$\frac{di_1}{dt} = \frac{\frac{e_1}{L_1}}{\frac{L_1 L_2 - M^2}{L_1 L_2}} = \frac{e_1}{L} \cdot \frac{L_1 L_2}{L_1 L_2 - M^2} = \frac{L_2}{L_1 L_2 - M^2} e_1$$

$$\frac{di_1}{dt} = \frac{L_2}{L_1 L_2 - M^2} \cdot e_1 \quad (5)$$

$$\frac{di_2}{dt} = M \cdot \frac{L_2}{L_1 L_2 - M^2} \cdot \frac{1}{L_2} \cdot e_1$$

$$\frac{di_2}{dt} = \frac{M}{L_1 L_2 - M^2} \cdot e_1 \quad (6)$$

A indutância equivalente  $L_{eq}$  de entrada é a relação da tensão de entrada pela derivada da corrente de entrada.

$$v(t) = L \frac{di(t)}{dt} \quad (7)$$

$$L = \frac{v(t)}{\frac{di(t)}{dt}} \quad de(5) \quad \frac{e_1}{\frac{di_1}{dt}} = \frac{L_1 L_2 - M^2}{L_2}$$

$$L_{eq} = \frac{L_1 L_2 - M^2}{L_2} \quad (8)$$

### O Coeficiente de acoplamento:

Há limites para o valor da indutância mútua.

A indutância equivalente de entrada  $L_{eq}$  deve ser um número positivo, daí, por (8) resulta :

de (8)

$$L_1 L_2 - M^2 \geq 0$$

$$M \leq \sqrt{L_1 L_2} \quad (9)$$

O máximo valor de  $M$  ocorre quando ela é igual a  $\sqrt{L_1 L_2}$ .

O mínimo valor é zero, quando as bobinas estão muito afastadas.

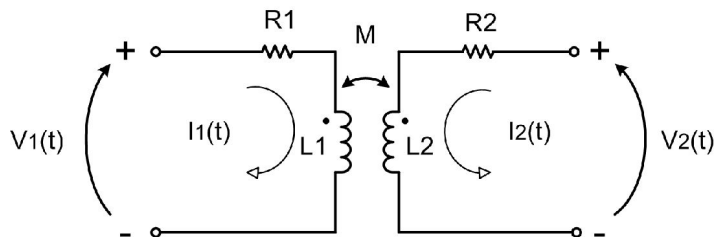
O grau de acoplamento é expresso pela relação de  $M$  e o seu valor máximo, é chamado coeficiente de acoplamento  $K$ .

Assim:

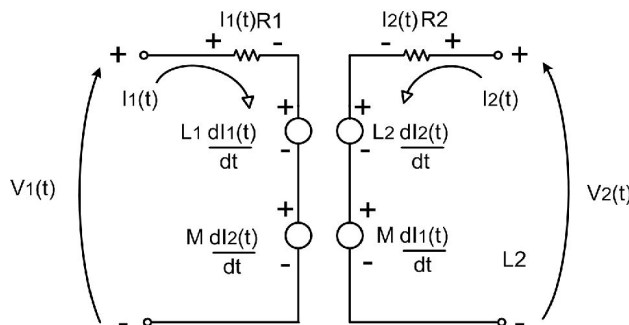
$$K \triangleq \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}} \quad (10)$$

### Representação de um transformador em parâmetros Z

Seja o seguinte circuito representativo de um transformador :



**a) Circuito de um transformador incluindo as perdas nos enrolamentos do primário e secundário,  $R_1$  e  $R_2$ .**



**b) Circuito de um transformador incluindo as perdas nos enrolamentos do primário e secundário, modelado.**

**Figura 4- Transformador de RF simples**

No domínio do tempo:

$$v_1(t) = R_1 \cdot i_1(t) + L_1 \cdot \frac{di_1(t)}{dt} + M \frac{di_2(t)}{dt} \quad (11)$$

$$v_2(t) = R_2 \cdot i_2(t) + L_2 \cdot \frac{di_2(t)}{dt} + M \frac{di_1(t)}{dt} \quad (12)$$

Se  $v_1$  e  $v_2$  forem sinais senoidais  $\frac{di(t)}{dt}$  pode ser substituído por  $j\omega$ .

$$V_1 = R_1 I_1 + j\omega L_1 I_1 + j\omega M I_2 \quad (13)$$

$$V_2 = R_2 I_2 + j\omega L_2 I_2 + j\omega M I_1 \quad (14)$$

$$V_1 = \underbrace{(R_1 + j\omega L_1)}_{z_i} I_1 + \underbrace{(j\omega M)}_{z_r} I_2 \quad (15)$$

$$V_2 = \underbrace{(j\omega M)}_{z_f} I_1 + (R_2 + j\omega L_2) I_2 \quad (16)$$

$$V_1 = Z_i \cdot I_1 + Z_r I_2 \quad \text{Parâmetro } Z \quad (17)$$

ou

$$V_2 = Z_f \cdot I_1 + Z_o I_2 \quad \text{Parâmetro de impedância de circuito aberto} \quad (18)$$

Comparando as equações (15) e (16) com as equações de definição dos parâmetros  $Z$  (17) e (18) verificam-se suas correspondências imediatas .

$$Z_i = \frac{V_1}{I_1} \mid I_2 = 0 \quad \text{impedância de entrada para saída em aberto} \quad (19)$$

$$Z_r = \frac{V_1}{I_2} \mid I_1 = 0 \quad \text{impedância de transferência reversa para a entrada em aberto} \quad (20)$$

$$Z_f = \frac{V_2}{I_1} \mid I_2 = 0 \quad \text{impedância de transferência direta para a saída em aberto} \quad (21)$$

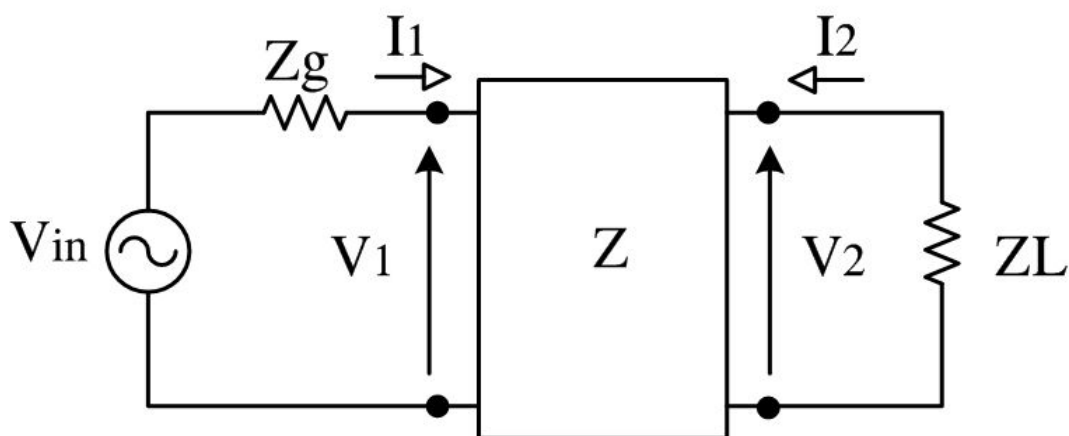
$$Z_o = \frac{V_2}{I_2} \mid I_1 = 0 \quad \text{impedância de saída para a entrada em aberto} \quad (22)$$

Na forma matricial

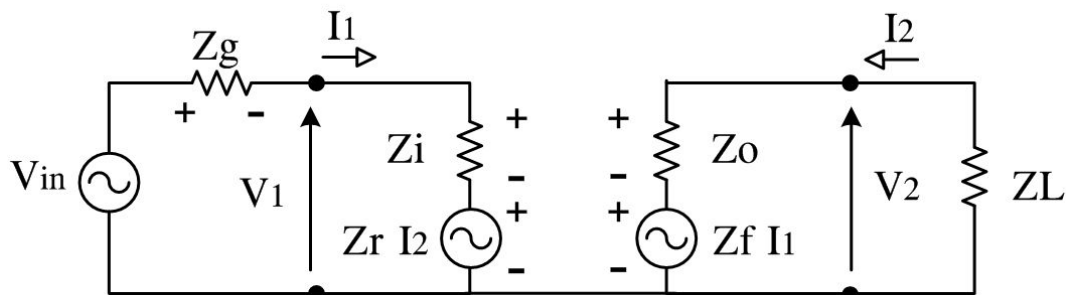
$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix}$$

### Cálculo do ganho de tensão e ganho de corrente

Para a dedução das equações do ganho de tensão e ganho de corrente as Figuras 5 a) e 5 b) serão utilizadas.



a – Quadripolo representado em parâmetro  $Z$



b – Circuito equivalente de um quadripolo parâmetro  $Z$

Figura 5-Circuitos para o cálculo do ganho de tensão e corrente.



$$V_{in} = (Z_g + Z_i) \cdot I_1 + Z_r \cdot I_2 \quad (23)$$

$$0 = Z_f \cdot I_1 + (Z_L + Z_O) I_2 \quad (24)$$

$$I_1 = \frac{\begin{bmatrix} V_{in} & Z_r \\ 0 & (Z_L + Z_O) \end{bmatrix}}{\begin{bmatrix} Z_g + Z_i & Z_r \\ Z_f & (Z_L + Z_O) \end{bmatrix}} = \frac{V_{in} \cdot (Z_L + Z_O)}{(Z_g + Z_i)(Z_L + Z_O) - Z_f \cdot Z_r}$$

$$I_2 = \frac{\begin{bmatrix} Z_g + Z_i & V_{in} \\ Z_f & 0 \end{bmatrix}}{\begin{bmatrix} Z_g + Z_i & Z_r \\ Z_f & (Z_L + Z_O) \end{bmatrix}} = \frac{V_{in} \cdot Z_f}{(Z_g + Z_i)(Z_L + Z_O) - Z_f \cdot Z_r}$$

$$G_i = \frac{I_2}{I_1} = \frac{-V_{in} Z_f}{(Z_g + Z_i)(Z_L + Z_O) - Z_f \cdot Z_r} \cdot \frac{(Z_g + Z_i)(Z_L + Z_O) - Z_f \cdot Z_r}{V_{in}(Z_L + Z_O)}$$

$$G_i = \frac{I_2}{I_1} = \frac{-Z_f}{Z_L + Z_O} = \frac{-j\omega M}{Z_L + R_2 + j\omega L_2} \quad (25)$$

O sinal negativo na expressão do ganho de corrente é uma consequência do sentido adotado para as correntes de entrada e saída. Como :

$$M = K\sqrt{L_1 L_2} \quad (26)$$

substituindo (26) em (25)

$$G_i = \frac{-j\omega K\sqrt{L_1 L_2}}{Z_L + R_2 + j\omega L_2} \quad (27)$$

Cálculo do ganho de tensão

$$V_2 = I_2 \cdot Z_L = \frac{-V_{in} Z_f}{(Z_g + Z_i)(Z_L + Z_O) - Z_f Z_r} \cdot Z_L$$

$$G_V = \frac{V_2}{V_{in}} = \frac{-V_{in} Z_f}{(Z_g + Z_i)(Z_L + Z_O) - Z_f Z_r} \cdot \frac{Z_L}{V_{in}}$$

$$G_V = \frac{-Z_f \cdot Z_L}{(Z_g + Z_i)(Z_L + Z_O) - Z_f Z_r} \quad (28)$$

Para o cálculo do ganho

$$G_v' \triangleq \frac{V_2}{V_1} \quad \text{basta na equação (28) supor } Z_g = 0 \Rightarrow V_{in} = V_1$$

$$G_v' = \frac{V_2}{V_1} = \frac{-Z_f Z_L}{(Z_L + Z_O)Z_i - Z_f \cdot Z_r} \quad (29)$$

$$Z_L = R_L \quad Z_g = R_g$$

$$G_v' = \frac{-j\omega M \cdot R_L}{(R_1 + j\omega L_1)(R_L + R_2 + j\omega L_2) - (j\omega M)(j\omega M)} \quad (30)$$

$$G_v'(f) = \frac{-j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f \cdot K \cdot \sqrt{L_1 \cdot L_2} \cdot R_L}{(R_1 + j2\pi f L_1)(R_L + R_2 + j2\pi f L_2) + (2\pi f)^2 L_1 \cdot L_2} \quad (31)$$

Novamente o sinal negativo é função da escolha do sentido arbitrado para  $I_2$ . Considerando que o sentido na realidade é o oposto do que foi adotado, pois o secundário atua como gerador, tem-se :

$$G_v'(f) = \frac{+ j2\pi f \cdot K \sqrt{L_1 L_2} \cdot R_L}{(R_1 + j2\pi f L_1)(R_L + R_2 + j2\pi f L_2) + (2\pi f)^2 L_1 \cdot L_2} \quad (32)$$

O programa abaixo foi escrito para ser executado em ambiente Scilab, e plota a equação do módulo do ganho de tensão  $G_v'(f)$  em dB .

```
// Programa Scilab
// Modulo do Ganho de Tensão Gv'(f) em dB

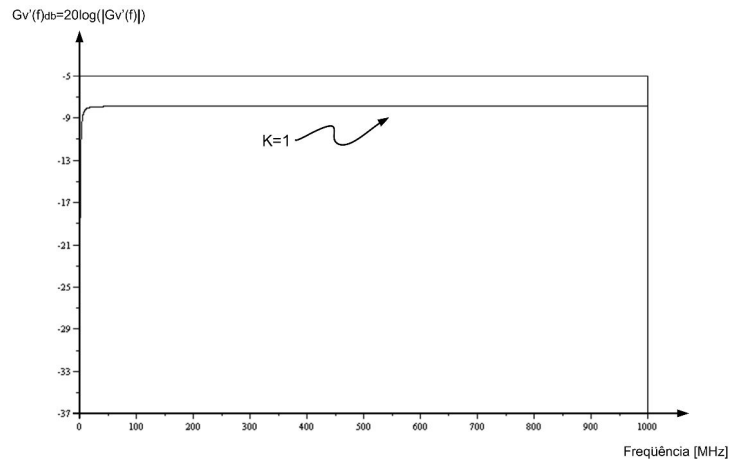
f=(1:1:1000);
L1=1.8e-6;
L2=1.8e-6;
R1=12;
R2=12;
RL=50;
RG=50;
k=0.9;
a=(%i*2*%pi*f*(10^6)*k*sqrt(L1*L2)*RL);
b=(R1+RG+%i*2*%pi*f*(10^6)*L1);
c=(RL+R2+%i*f*(10^6)*2*%pi*L2);
d=((2*%pi*f*(10^6)*k).^2)*L1*L2;
G=a./((b.*c)+d);
GdB=20*log10(abs(G));
plot(f,GdB)
```

Como exemplo de aplicação , um transformador de RF ideal ( $K=1$ ) será analisado utilizando o programa acima.

$$R_1 = R_2 = 12\Omega \quad K = 1 \quad R_L = R_g = 50\Omega$$

$$L_1 = L_2 = 1,80\mu\text{H}$$

$$G_v'(f)\text{db} = 20 \log \{G_v'(f)\}$$

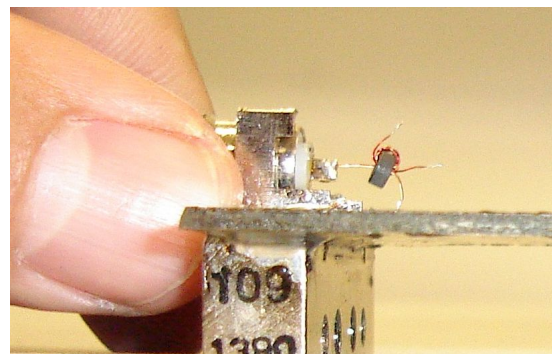
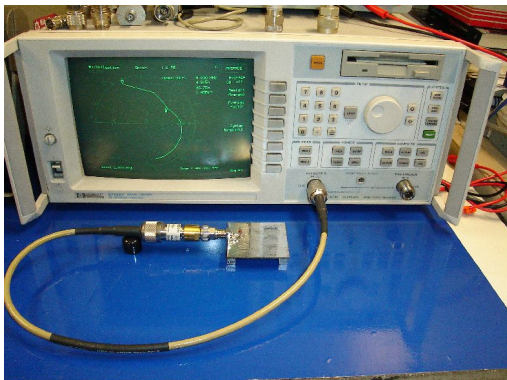


**Figura 6** - *Modulo do Ganho de Tensão  $G_v'(f)$  em dB para o transformador de RF ideal*

É observado na Figura 6, que para um fator de acoplamento  $K$  unitário obtém-se uma resposta em frequência plana.

### ***Medida do fator de acoplamento $K$***

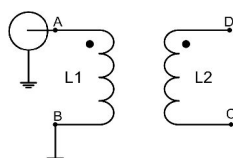
Um transformador de RF foi montado , e com auxilio de um Analisador de Redes HP-8712ET e um dispositivo de medidas especialmente construído para minimizar as indutâncias parasitas, foram realizadas as seguintes medidas:



**Figura 7** – *Configuração para medida do fator de acoplamento  $K$*

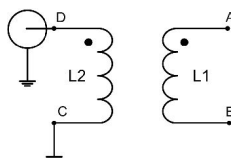
Obs : As conexões para medida devem ser feitas com os próprios terminais dos indutores conforme ilustrado nas figuras 8a) a 8d).

1. Medida de L1: secundária em aberto



**a) – Medida da indutância L1**

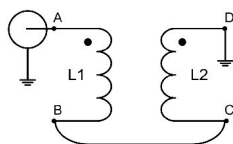
2. Medida de L2: primário em aberto



**b) – Medida da indutância L2**

3. Medida de  $Leq''$ :  $L1 + L2 - 2M$

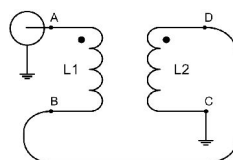
(33)



**c) – Medida da indutância  $Leq''$**

- Medida de  $Leq'$ :  $L1 + L2 + 2M$

(34)



**d) – Medida da indutância  $Leq'$**

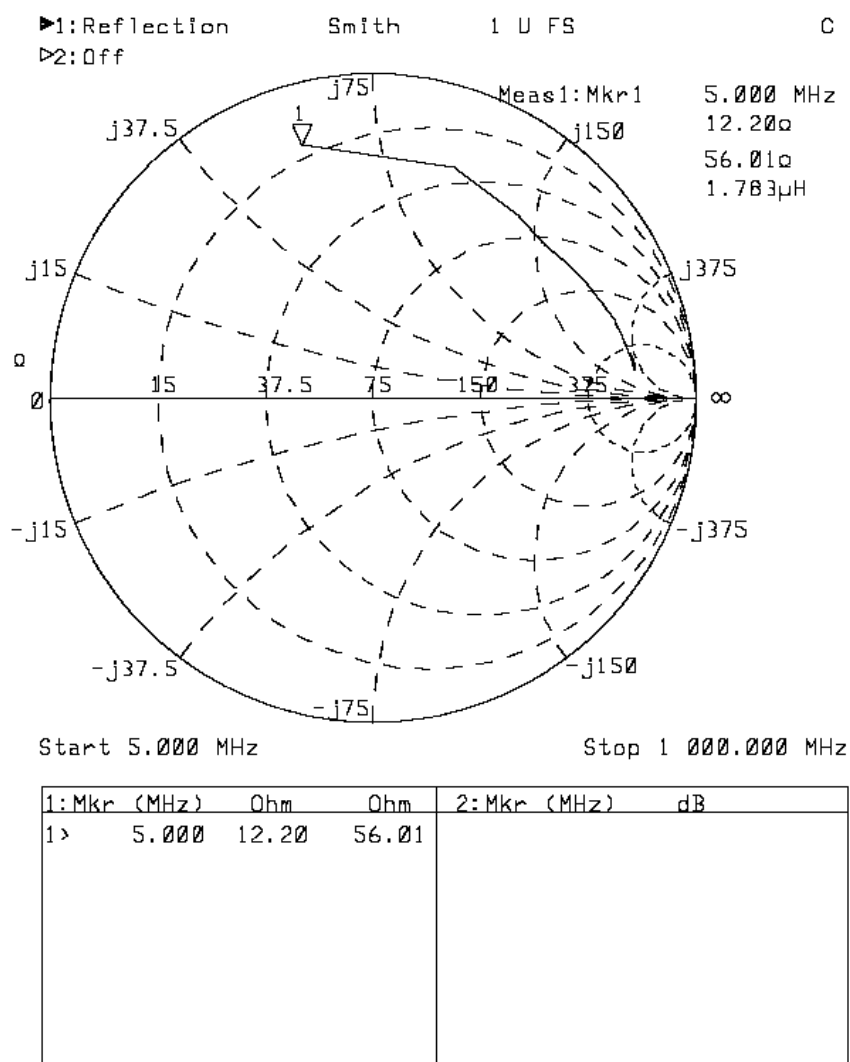
**Figura 8-Configuração para medida do Fator K**

$$L_{eq}'' = L_1 + L_2 - 2M \quad \Rightarrow \quad L_1 + L_2 = L_{eq}'' + 2M$$

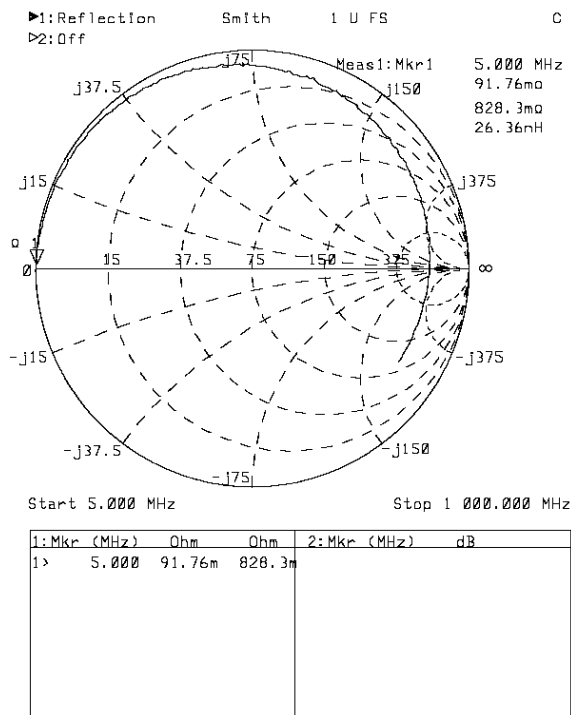
$$L_{eq}' = L_1 + L_2 \pm 2M$$

$$L_{eq}' = L_{eq}'' + 2M + 2M \quad \Rightarrow \quad M = \frac{L_{eq}' - L_{eq}''}{4} \quad (35)$$

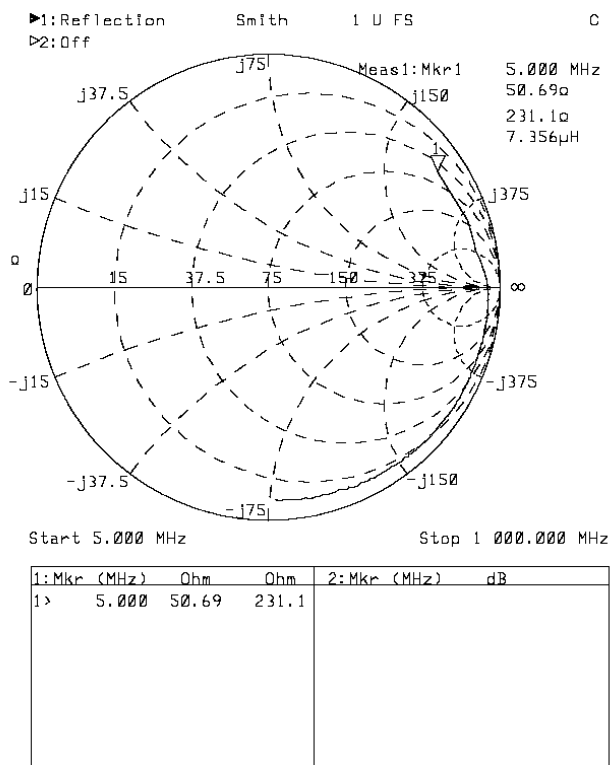
Medindo-se com o Analisador de Redes HP-8712ET, com o protótipo conectado conforme Figuras 8a) a 8d) foram obtidos os seguintes resultados :



**Figura 9** – Medida do indutor L1 derivada do coeficiente de reflexão S11 com o analisador de rede vetorial HP-8712ET



**Figura 10** – Medida do indutor  $Leq''$  obtido do coeficiente de reflexão  $S_{11}$



**Figura 11** - Medida do indutor  $Leq'$  obtida do coeficiente de reflexão  $S_{11}$

$$L_1 = 1774 \mu H$$

$$L_2 = 1783 \mu H$$

$$L_{eq}' = 7,35 \mu H$$

$$L_{eq}'' = 26,36 \mu H$$

$$M = \frac{L_{eq}' - L_{eq}''}{4} = \frac{7,356 \mu H - 26,36 \mu H}{4}$$

$$M = 1,8324 \mu H$$

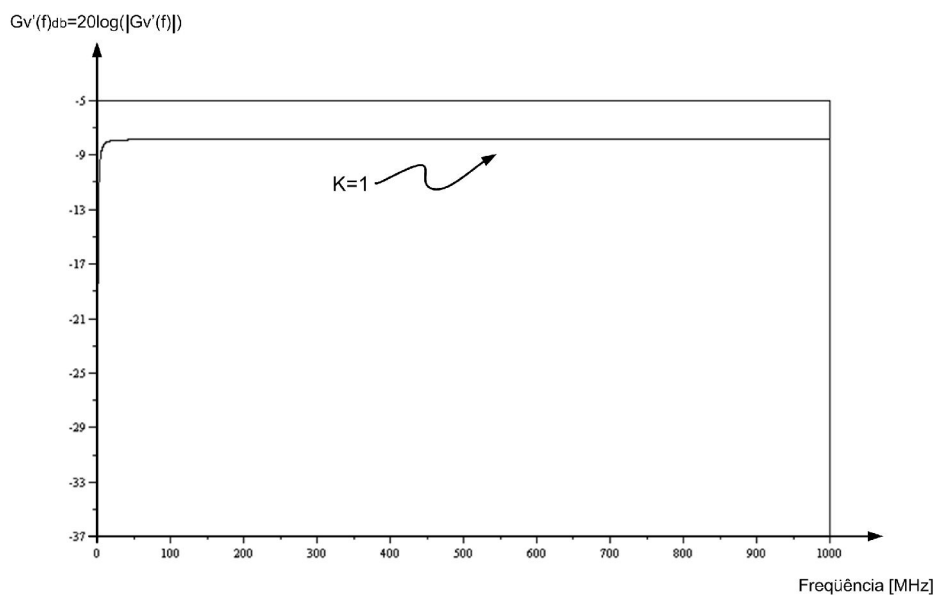
$$K = \frac{M}{\sqrt{L_1 \cdot L_2}} = \frac{1,83241 \mu H}{\sqrt{1,77 \cdot 10^{-6} \cdot 1,783 \cdot 10^{-6}}}$$

$$K = \frac{1,83241}{1,77849} = 1,03$$

como  $0 \leq K \leq 1$

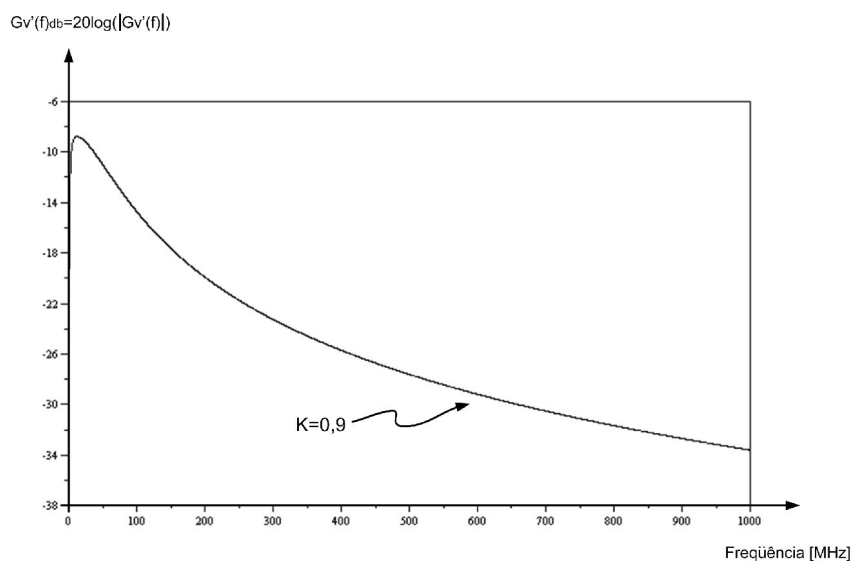
$K \simeq 1$  em  $5 \text{ MHz}$

Utilizando o programa “Modulo do Ganho de Tensão  $Gv'(f)$ ”, descrito anteriormente foram “plotadas” duas curvas, mostradas nas Figuras 12a) e 12b), para  $K = 1$  e  $K = 0,9$ , respectivamente. Observa-se que para um  $K=1$  (ideal), a resposta de frequência do transformador é plana e para uma pequena variação do fator  $K$ , ocorre uma grande variação da largura de faixa do transformador.



**a – Transformador simplificado ( $K=1$ )**

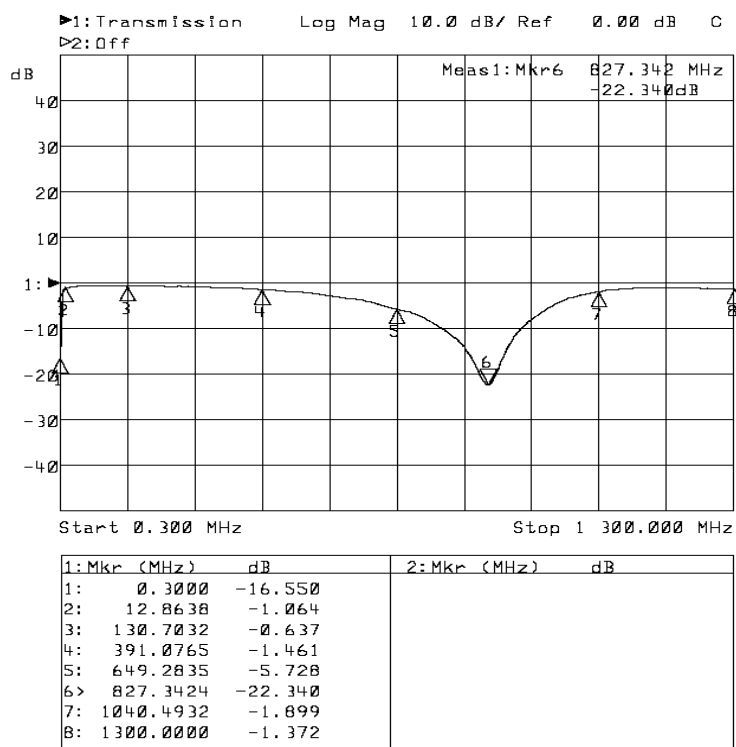
**Simulação**



**b) – Transformador simplificado ( $k=0,9$ ) .Simulação**

**Figura 12**-Influência do Fator  $K$  na resposta de frequência do transformador

A Figura 13, mostra a medida do ganho de transdutor realizadas no protótipo. Pode-se observar uma forte atenuação em 827MHz ,não observada na simulação do modelo do transformador simplificado .Este fenômeno foi observado por Ruthroff [16], tornando-se necessário à elaboração de um modelo de transformador mais aprimorado.



**Figura 13** – Ganho de transdutor do protótipo

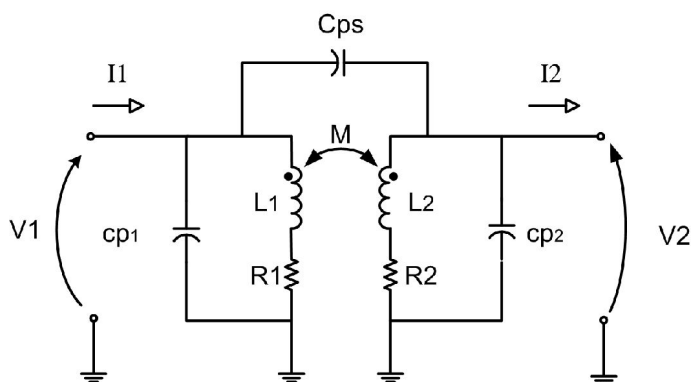


Pode-se concluir:

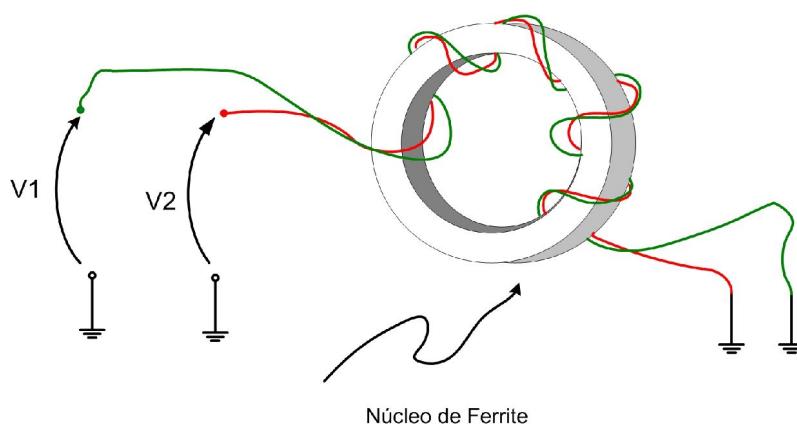
A largura de faixa do transformador é altamente dependente do fator K. Se o fator de acoplamento K aumenta, a largura de faixa  $B\omega$  também aumenta. Por outro lado, se o fator de acoplamento K diminui, a largura de faixa  $B\omega$  também diminui.

- O modelo do transformador apresentado não representa fielmente a resposta do protótipo montado, observando-se uma forte atenuação de -22dB em 827MHz.
- Há a necessidade de um modelo mais aprimorado.

Um modelo mais completo do transformador (não levando em consideração as perdas no núcleo) é esboçado nas Figuras 14a) e 14b) .



**a)** – Um modelo de Transformador de RF mais aprimorado



**b)** – Construção física de um transformador de RF prático

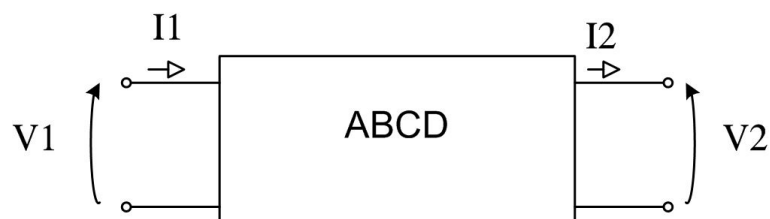
**Figura 14** - Detalhes elétricos e mecânicos de um transformador de RF

- x Os fios são entrelaçados para melhorar o acompanhamento (empírico) K
- x Cps é a capacitância inter- eletródica entre os enrolamentos do primário e secundário

O circuito anterior será analisado a seguir através dos parâmetros ABCD, Y, Z e S. Para tal, serão abordadas algumas características importantes destas matrizes.

### Matriz ABCD ou Matriz [A]

A matriz ABCD de um circuito de duas portas relaciona diretamente as condições de saída ( $V_2, I_2$ ) às condições de entrada ( $V_1, I_1$ ).



**Figura 15 – Configuração para definição dos parâmetros ABCD**

As correntes foram escolhidas de forma que estejam na mesma direção

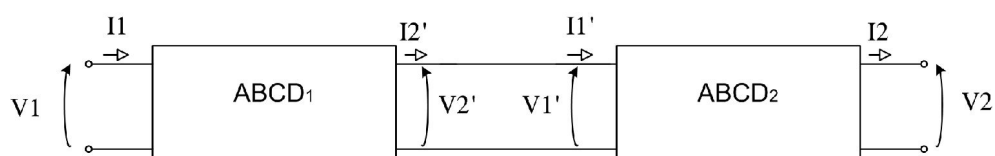
$$V_1 = AV_2 + BI_2 \quad (36)$$

$$I_1 = CV_2 + DI_2 \quad (37)$$

ou na forma matricial

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_2 \\ I_2 \end{bmatrix} \quad (38)$$

### Matriz ABCD de quadripolos em cascata



**Figura 16 – Quadripolos em Cascata**

$$\begin{aligned} V_1 &= AV_2 + BI_2 \\ I_1 &= CV_2 + DI_2 \end{aligned} \quad \begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_2 \\ I_2 \end{bmatrix}$$

Para o quadripolo 1

$$V_1 = A_1V_2' + B_1I_2' \quad (39)$$

$$I_1 = C_1V_2' + D_1I_2' \quad (40)$$

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_1 & B_1 \\ C_1 & D_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_2' \\ I_2' \end{bmatrix} \quad (41)$$

Para o quadripolo 2

$$V_1' = A_2V_2 + B_1I_2 \quad (42)$$

$$I_1' = C_2V_2 + D_2I_2 \quad (43)$$

$$\begin{bmatrix} V_1' \\ I_1' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_2 & B_2 \\ C_2 & D_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_2 \\ I_2 \end{bmatrix} \quad (44)$$

Nota-se

$$I_2' = I_1' \quad (45)$$

$$V_2' = V_1' \quad (46)$$

(45) e (46) em (41)

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_1 & B_1 \\ C_1 & D_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1' \\ I_1' \end{bmatrix} \quad (47)$$

(47) em (44)

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} A_1 & B_1 \\ C_1 & D_1 \end{bmatrix}} \cdot \begin{bmatrix} A_2 & B_2 \\ C_2 & D_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_2 \\ I_2 \end{bmatrix} \quad (48)$$

Comparando (48) com (38)

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_1 & B_1 \\ C_1 & D_1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} A_2 & B_2 \\ C_2 & D_2 \end{bmatrix} \quad (49)$$

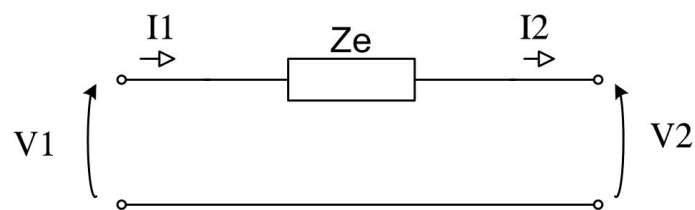
A matriz ABCD de quadripolos em cascata é igual ao produto das matrizes individuais.

Caso haja vários quadripolos em cascata, por indução:

$$[A]_{total} = [A]_1 \cdot [A]_2 \dots [A]_n \quad (50)$$

### Matriz ABCD de um circuito série

Seja o seguinte circuito mostrado na Figura 17 de uma impedância  $Z_e$  em série para o qual deve-se obter a matriz ABCD equivalente



**Figura 17 – Impedância  $Z_e$  em série**

$$\left. \begin{aligned} V_1 &= AV_2 + BI_2 \\ I_1 &= CV_2 + DI_2 \end{aligned} \right\} \text{Equações de definição dos parâmetros ABCD}$$

$$I_1 = I_2 \quad I_1 = CV_2 + DI_2 = I_2 \quad \begin{aligned} D &= 1 \\ C &= 0 \end{aligned}$$

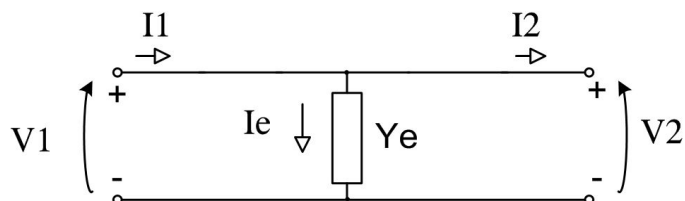
$$V_1 = AV_2 + BI_2 \quad \begin{aligned} V_1 &= V_2 + Z_e I_2 \\ A &= 1 \quad B = Z_e \end{aligned}$$

o que resulta que a matriz ABCD equivalente de uma impedância  $Z_e$  série seja dada por:

$$[A] = \begin{bmatrix} 1 & Z_e \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (51)$$

### Matriz ABCD de circuitos em paralelo

Seja o seguinte circuito mostrado na Figura 18 de uma admitância  $Y_e$  em paralelo para a qual se deseja obter a matriz ABCD equivalente



**Figura 18 – Admitância  $Y_e$  em paralelo**

Comparando as equações de definição dos parâmetros ABCD com o circuito da figura 18 obtém-se:

$$V_1 = AV_2 + BI_2 \quad V_1 = V_2 \quad \text{o que implica que: } A=1 \quad B=0$$

$$I_1 = CV_2 + DI_2$$

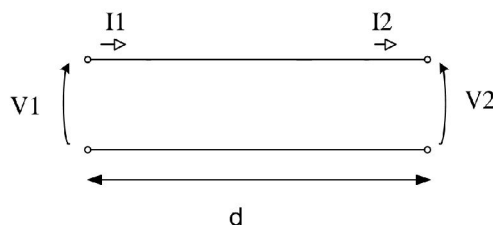
$$I_1 - I_2 = I_e \quad V_2 \cdot Y_e = I_1 - I_2 \quad \Rightarrow \quad \begin{aligned} I_1 &= Y_e V_2 + 1 \cdot I_2 \\ I_1 &= C \cdot V_2 + D \cdot I_2 \end{aligned}$$

$$V_2 = \frac{I_e}{Y_e} = \frac{I_1 - I_2}{Y_e} \quad \text{daí, } C = Y_e \quad D = 1$$

o que resulta que a matriz ABCD equivalente de uma admitância  $Y_e$  em paralelo seja dada por:

$$[A] = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ Y_e & 1 \end{bmatrix} \quad (52)$$

### Matriz ABCD de uma linha de transmissão sem perdas de comprimento $d$ .



**Figura 19 – Linha de transmissão sem perdas**

Pode-se provar [21] que a matriz ABCD de uma linha de transmissão sem perdas é dada por:

$$[A] = \begin{bmatrix} \cos\left(\frac{2\pi d}{\lambda}\right) & jZ_0 \sin\left(\frac{2\pi d}{\lambda}\right) \\ j\frac{1}{Z_0} \sin\left(\frac{2\pi d}{\lambda}\right) & \cos\left(\frac{2\pi d}{\lambda}\right) \end{bmatrix} \quad (53)$$

$\lambda_g$  é o comprimento de onda guiado dado por:

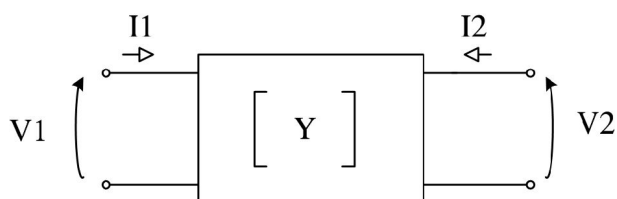
$$\lambda_g = \frac{V_p}{f} \quad (54)$$

$V_p$  é a velocidade de propagação da onda na linha de transmissão

$f$  é a frequência em [Hz]

### Matrizes Y conectadas em paralelo

Seja o seguinte circuito representativo de quadripolos Y conectados em paralelo para os quais se deseja obter a matriz Y resultante:

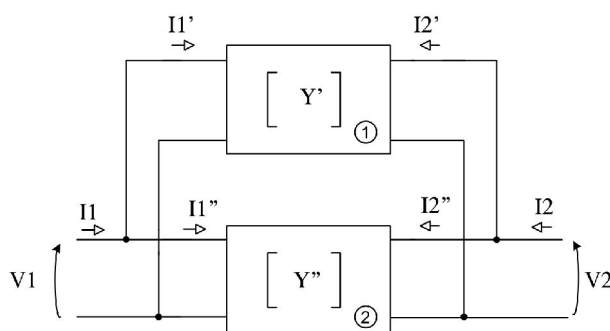


**Figura 20 – Configuração para definição dos parâmetros Y**

Equações de definição dos parâmetros y

$$I_1 = Y_{11} V_1 + Y_{12} V_2 \quad (55)$$

$$I_2 = Y_{21} V_1 + Y_{22} V_2 \quad (56)$$



**Figura 21 – Quadripolos Y conectados em paralelo**

Para o quadripolo 1) da Figura 21 :

$$I_1' = Y_{11}'V_1 + Y_{12}'V_2 \quad (57)$$

$$I_2' = Y_{21}'V_1 + Y_{22}'V_2 \quad (58)$$

Para o quadripolo 2) da figura 21:

$$I_1'' = Y_{11}''V_1 + Y_{12}''V_2 \quad (59)$$

$$I_2'' = Y_{21}''V_1 + Y_{22}''V_2 \quad (60)$$

Da figura 21 obtemos:

$$I_1 = I_1' + I_1'' \quad (61)$$

$$I_2 = I_2' + I_2'' \quad (62)$$

Então pode-se escrever:

$$I_1 = (Y_{11}' + Y_{11}'')V_1 + (Y_{12}' + Y_{12}'')V_2 \quad (63)$$

$$I_2 = (Y_{21}' + Y_{21}'')V_1 + (Y_{22}' + Y_{22}'')V_2 \quad (64)$$

O que resulta em:

$$Y_{11} = Y_{11}' + Y_{11}'' \quad (65)$$

$$Y_{12} = Y_{12}' + Y_{12}'' \quad (66)$$

$$Y_{21} = Y_{21}' + Y_{21}'' \quad (67)$$

$$Y_{22} = Y_{22}' + Y_{22}'' \quad (68)$$

Pode-se concluir pelas equações acima, que quando quadripolos Y são conectados em paralelo a matriz Y resultante é obtida pela soma dos elementos de mesmo índice.

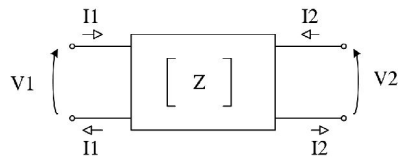
### Matrizes Z conectadas em série

Seja o seguinte circuito representativo de quadripolos Z conectados em série para os quais desejamos obter a matriz Z resultante:

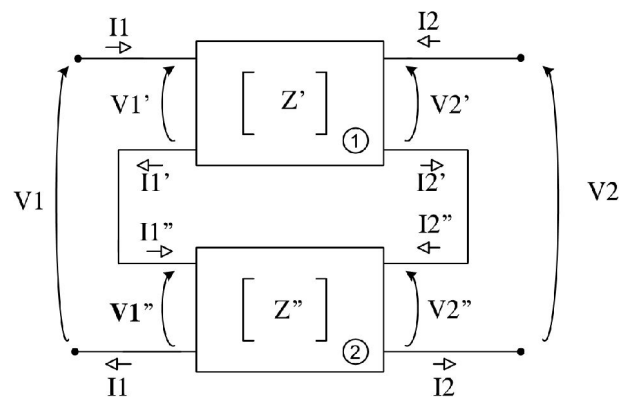
$$V_1 = Z_{11}I_1 + Z_{12}I_2 \quad (69)$$

$$V_2 = Z_{21}I_1 + Z_{22}I_2 \quad (70)$$

Equações de definição dos parâmetros Z



**Figura 22- Quadripolo para definição dos parâmetros Z**



**Figura 23 – Quadripolos Z conectados em série**

Da figura 23 tem-se:

$$I_1 = I_1' = I_1'' \quad (71)$$

$$I_2 = I_2' = I_2'' \quad (72)$$

$$V_1 = V_1' + V_1'' \quad (73)$$

$$V_2 = V_2' + V_2'' \quad (74)$$

Aplicando as equações de definição dos parâmetros Z ao quadripolo 1) e 2) da Figura 23



obtém-se:

$$V_1' = Z_{11}'I_1 + Z_{12}'I_2 \quad (75)$$

$$V_2' = Z_{21}'I_1 + Z_{22}'I_2 \quad (76)$$

$$V_1'' = Z_{11}''I_1 + Z_{12}''I_2 \quad (77)$$

$$V_2'' = Z_{21}''I_1 + Z_{22}''I_2 \quad (78)$$

$$V_1 = (Z_{11}' + Z_{11}'')I_1 + (Z_{12}' + Z_{12}'')I_2 \quad (79)$$

$$V_2 = (Z_{21}' + Z_{21}'')I_1 + (Z_{22}' + Z_{22}'')I_2 \quad (80)$$

Pela observação das equações acima pode-se afirmar que a matriz resultante de dois quadripolos Z conectados em série pode ser obtida pela soma direta dos elementos de mesmos índice.

Assim:

$$Z_{11} = Z_{11}' + Z_{11}'' \quad (81)$$

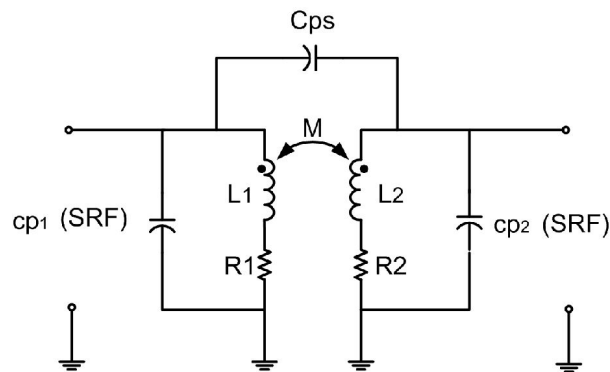
$$Z_{12} = Z_{12}' + Z_{12}'' \quad (82)$$

$$Z_{21} = Z_{21}' + Z_{21}'' \quad (83)$$

$$Z_{22} = Z_{22}' + Z_{22}'' \quad (84)$$

### Um modelo de transformador de RF mais completo

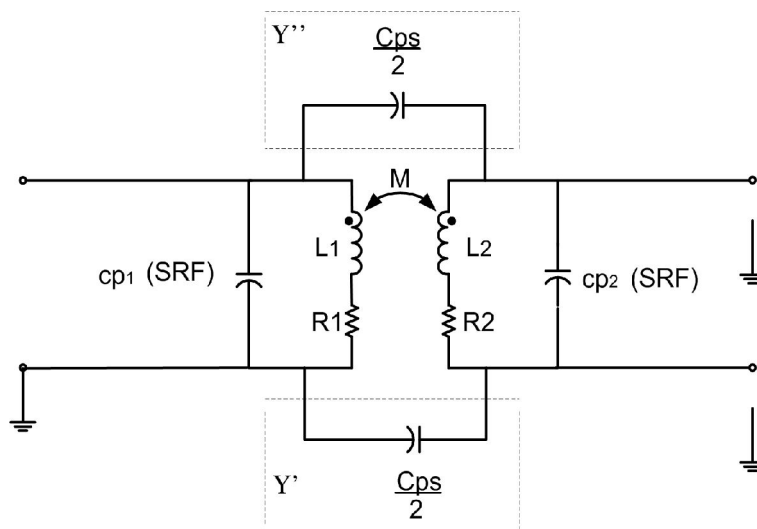
Na Figura 24 tem-se a representação de um transformador de RF onde estão representadas suas capacitâncias parasitas, de forma que o modelo se aproxime da realidade o máximo possível.



OBS:  $cp1$  e  $cp2$  representam as capacitâncias de auto-ressonância (SRF “self resonance frequency”) dos indutores  $L1$  e  $L2$ , respectivamente.

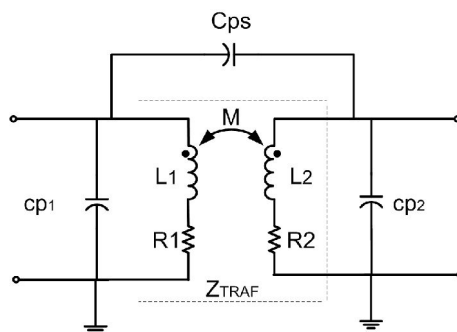
**Figura 24** – Transformador de RF modelado com suas capacitâncias parasitas

O circuito acima foi modelado com primário e secundário montados sobre o mesmo plano de terra, para facilitar medidas em protótipo. Os resultados serão os mesmos, quando o transformador atuar como isolador, pois a capacitância inter-eletródica entre os enrolamentos do primário e secundário pode ser modelada para este caso, como se fosse dividida em duas partes iguais a  $\frac{Cps}{2}$ , como mostrado na Figura 25.



**Figura 25** – Transformador de RF isolador-inversor

Utilizando as fórmulas de transformação de parâmetros Z para parâmetros Y os elementos indicados dentro do bloco pontilhado na Figura 26 serão convertidos para os seus equivalentes em quadripolo Y.



**Figura 26**– Transformação dos elementos indicados no bloco pontilhado em parâmetros Y

Utilizando-se as fórmulas de conversão de parâmetros Z para Y, tem-se:

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} \quad (85)$$

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_1 + j\omega L_1 & j\omega M \\ j\omega M & R_2 + j\omega L_2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} \quad (86)$$

$$y_{11} = \frac{Z_{22}}{\Delta z} \quad (87)$$

$$y_{12} = -\frac{Z_{12}}{\Delta z} \quad (88)$$

$$y_{21} = -\frac{Z_{21}}{\Delta z} \quad (89)$$

$$y_{22} = -\frac{Z_{11}}{\Delta z} \quad (90)$$

$$Z_{11} = R_1 + j\omega L_1 \quad (91)$$

$$Z_{12} = j\omega M \quad (92)$$

$$Z_{21} = j\omega M \quad (93)$$

$$Z_{22} = R_2 + j\omega L_2 \quad (94)$$

$$M = K\sqrt{L_1 L_2} \quad (95)$$

$$\Delta_Z = Z_{11}Z_{22} - Z_{12}Z_{21}$$

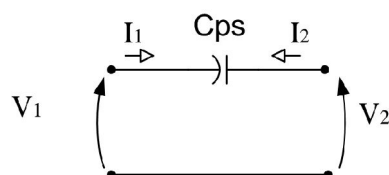
$$\Delta_Z = (R_1 + j\omega L_1)(R_2 + j\omega L_2) - j\omega M \cdot j\omega M$$

$$\Delta_Z = (R_1 + j\omega L_1)(R_2 + j\omega L_2) - \omega^2 \cdot M^2$$

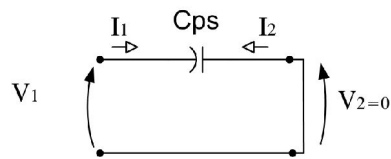
$$\Delta_Z = (R_1 + j\omega L_1)(R_2 + j\omega L_2) + (2\pi f)^2 \cdot K^2 \cdot L_1 \cdot L_2$$

$$Y_{traf} = \begin{bmatrix} \frac{R_2 + j\omega L_2}{\Delta_Z} & \frac{-j\omega K\sqrt{L_1 L_2}}{\Delta_Z} \\ \frac{-j\omega K\sqrt{L_1 L_2}}{\Delta_Z} & \frac{R_1 + j\omega L_1}{\Delta_Z} \end{bmatrix} \quad (96)$$

Uma vez obtida a matriz representativa em parâmetros Y dentro do bloco pontilhado da Figura 26, e antes de aplicar as regras de associação de quadripolos Y conectados em paralelo, a matriz Y de um capacitor série deve ser obtida como indicado nas figuras 27, 28, 29, 30 e 31.



**Figura 27-** Circuito do capacitor série  $C_{ps}$



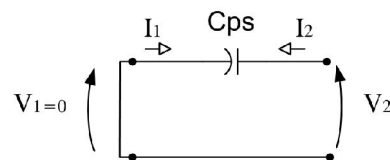
**Figura 28** - Circuito para definição do parâmetro  $Y_{11}$

Para o circuito da Figura 28 ,pode-se escrever as seguintes equações :

$$Y_{11} = \frac{I_1}{V_1} \mid V_2 = 0$$

$$I_1 = \frac{V_1}{-j \frac{1}{2\pi f C_{ps}}} \quad \frac{I_1}{V_1} = j2\pi f C_{ps}$$

$$Y_{11} = j2\pi f C_{ps} \quad (97)$$



**Figura 29** -Circuito para definição do parâmetro  $Y_{12}$

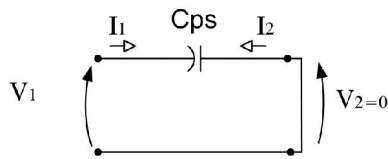
Para o circuito da Figura 29 ,pode-se escrever as seguintes equações :

$$Y_{12} = \frac{I_1}{V_2} \mid V_1 = 0$$

$$I_2 = \frac{V_2}{-j \frac{1}{2\pi f C_{ps}}} \quad \frac{I_2}{V_2} = j2\pi f C_{ps}$$

$$I_1 = -I_2$$

$$Y_{12} = - \frac{I_2}{V_2} = -j2\pi f C_{ps} \quad (98)$$



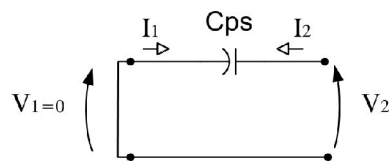
**Figura 30-** Circuito para definição do parâmetro  $Y_{21}$

Para o circuito da Figura 30 ,pode-se escrever as seguintes equações :

$$Y_{21} = \frac{I_2}{V_1} \mid V_2 = 0$$

$$\frac{I_1}{V_1} = j2\pi f C_{ps} \quad I_1 = -I_2$$

$$Y_{21} = -j2\pi f C_{ps} \quad (99)$$



**Figura 31-** Circuito para definição do parâmetro  $Y_{22}$

Para o circuito da Figura 31 ,pode-se escrever as seguintes equações :

$$Y_{22} = \frac{I_2}{V_2} \mid V_1 = 0$$

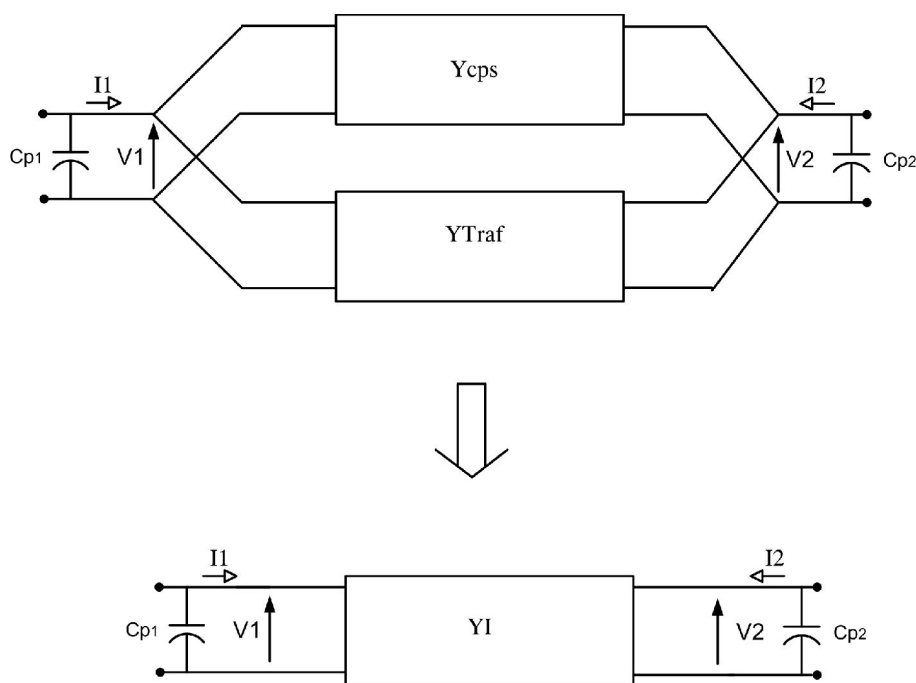
$$\frac{I_2}{V_2} = j2\pi f C_{ps}$$

$$Y_{22} = j2\pi f C_{ps} \quad (100)$$

Utilizando os parâmetros calculados obtém-se a matriz Y do capacitor  $C_{ps}$  série :

$$Y_{Cps} = \begin{bmatrix} j2\pi f C_{ps} & -j2\pi f C_{ps} \\ -j2\pi f C_{ps} & j2\pi f C_{ps} \end{bmatrix} \quad (101)$$

Como as matrizes  $Y_{traf}$  e  $Y_{Cps}$  estão em paralelo, pode-se associá-las usando as regras já mostradas, ou seja, a matriz total resultante  $YI$  é dada pela soma dos elementos de mesmo índice, como mostra a Figura 32 .



**Figura 32 – Matrizes  $Y$  associadas em paralelo**

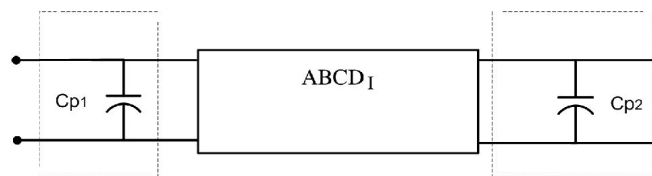
$$YI = \begin{bmatrix} \left( \frac{R_2 + j\omega L_2}{\Delta_Z} + j2\pi f C_{ps} \right) & -(j\omega K \sqrt{L_1 L_2} + j2\pi f C_{ps}) \\ -\left( \frac{j\omega K \sqrt{L_1 L_2}}{\Delta_Z} + j2\pi f C_{ps} \right) & \left( \frac{R_1 + j\omega L_1}{\Delta_Z} + j2\pi f C_{ps} \right) \end{bmatrix} \quad (102)$$

O próximo passo será converter a matriz  $YI$  na matriz  $ABCD_1$  de forma que, utilizando-se as propriedades de associação das matrizes  $ABCD$ , possa se obter a matriz resultante total. Isto pode ser realizado através das equações (103) e (104) :

$$Y \rightarrow ABCD = \begin{bmatrix} -\frac{Y_{22}}{Y_{21}} & -\frac{1}{Y_{21}} \\ \frac{-\Delta^y}{Y_{21}} & \frac{-Y_{11}}{Y_{21}} \end{bmatrix} \quad (103)$$

$$\Delta^y = Y_{11} \cdot Y_{22} - Y_{12} \cdot Y_{21} \quad (104)$$

A Figura 33 mostra a matriz ABCDI em cascata com os capacitores  $C_{p1}$  e  $C_{p2}$ .



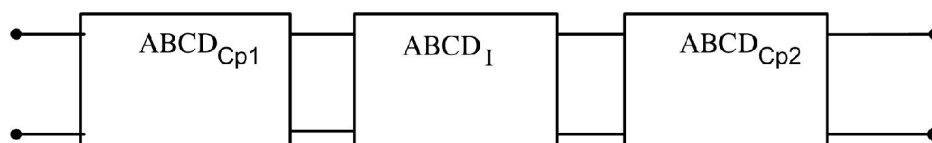
**Figura 33** – Representação da matriz ABCDI

Matriz ABCD dos capacitores em paralelo  $C_{p1}$  e  $C_{p2}$  podem ser obtida pela utilização da equação (52) :

$$ABCD_{Cp1} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ j2\pi f C_{p1} & 1 \end{bmatrix} \quad (105)$$

$$ABCD_{Cp2} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ j2\pi f C_{p2} & 1 \end{bmatrix} \quad (106)$$

A Figura 34 têm-se a representação das matrizes  $ABCD_{Cp1}$ ,  $ABCD_I$  e  $ABCD_{Cp2}$  conectadas em cascata.



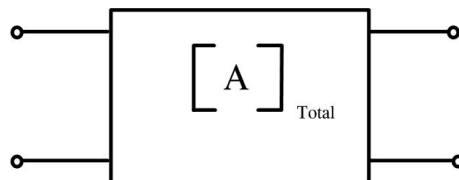
**Figura 34** – Matrizes ABDC em cascata



A matriz total, resultante das matrizes ABCD em cascata pode ser obtida pela utilização a equação (50), o que resulta :

$$[A]_{total} = [ABCD_{CP1}] \cdot [ABCD_I] \cdot [ABCD_{CP2}] \quad (107)$$

Neste ponto não é prático a representação analítica das equações, deixando-as apenas em diagramas de blocos. No programa “Modelagem de um transformador de RF” as equações de transformação serão utilizadas . A Figura 35 mostra o resultado desta associação.



**Figura 35** – Matriz  $ABDC_{total}$  representativa do transformador de RF

Finalmente a matriz  $[A]_{total}$  será convertida na matriz  $S_{total}$  utilizando-se as equações de conversão.

$$S_{11} = \frac{A+B-C-D}{A+B+C+D} \quad (108)$$

$$S_{12} = \frac{2 \cdot (A \cdot D - B \cdot C)}{A+B+C+D} \quad (109)$$

$$S_{21} = \frac{2}{A+B+C+D} \quad (110)$$

$$S_{22} = \frac{-A+B-C+D}{A+B+C+D} \quad (111)$$

$$[S_{total}] = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \quad (112)$$

### Valores medidos para entrada no programa “Modelagem de um transformador de RF”

$$L_1 = L_2 \simeq 1,8 \mu H$$

$$R_1 = R_2 \simeq 12 \Omega$$

Esses valores foram obtidos com um Analisador de Redes HP-8712ET conforme configuração de medidas mostradas na Figura 7 e Figura 8 .Para medida das capacitâncias  $C_{P1}$  e  $C_{P2}$ , foi utilizado a configuração de medidas esboçada na Figura 36.O Analisador de Redes HP-8712ET foi configurado para medida da perda por retorno. Na ressonância entre o indutor  $L_1$  e a capacitância  $C_{P1}$  (Self frequency resonance) obteve-se um ponto de mínima perda por retorno (ressonância paralela). A frequência para qual ocorreu o ponto de perda por retorno mínima foi anotada ,e com este valor calculou-se a capacitância  $C_{P1}$  pela seguinte equação:

$$C_{P1} = \frac{1}{(2\pi \cdot f_o)^2 \cdot L} \quad (113)$$

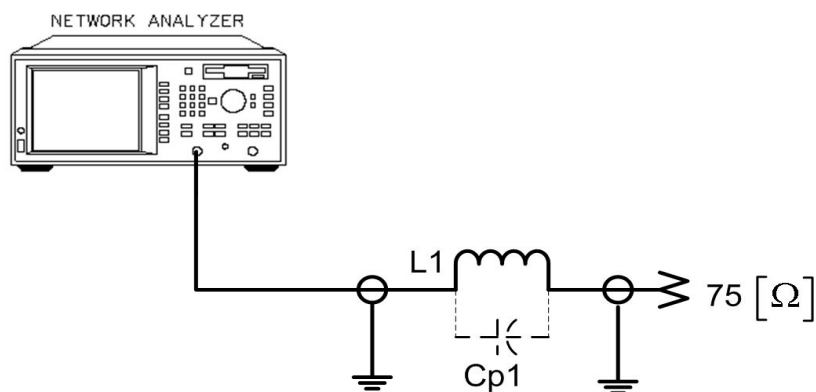
onde:  $f_o$  frequência para mínima perda por retorno

$L$  indutor sob teste

$C_{P1}$  capacitância de auto-ressonância do indutor  $L$

$$C_{P1} = C_{P2} = \frac{1}{(2\pi \cdot 136 \text{ MHz})^2 \cdot 1,8 \mu H} = 0,76 \text{ pF}$$

Como o primário e o secundário são idênticos , os mesmos valores de capacitância de auto-ressonância foram obtidos. O capacitor  $C_{PS}$  foi medido com o Analisador de Redes HP-8712ET ,medindo-se a capacitância inter-eletródica entre os enrolamentos do primário e secundário na frequência de 5MHz. O resultando foi  $C_{ps}=1,2\text{pF}$  .



**Figura 36** – Configuração de medida da capacitância de auto-ressonância

### Determinação do fator K

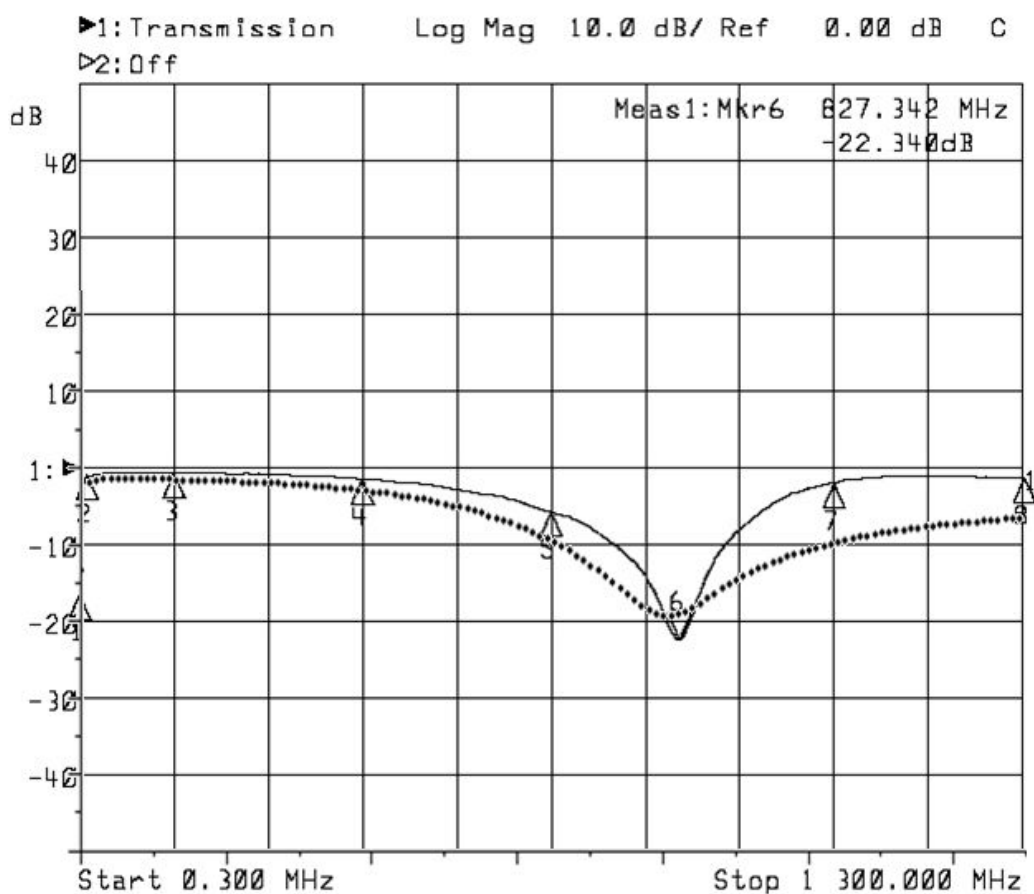
O método utilizado para determinação do fator K foi o de comparação entre medidas práticas de ganho de transdutor do protótipo e os resultados da simulação utilizando o programa “Modelagem de um transformador de RF”. O valor de K foi ajustado no simulador até que os resultados da simulação do ganho de transdutor mais se aproximassem dos valores práticos medidos. Como resultado deste procedimento encontrou-se o valor de  $K=0,991$ .

$$k = 0,991 \quad C_{PS} = 1,2 \text{ pF}$$

$$L_1 = L_2 = 1,8 \mu H \quad R_1 = R_2 = 12 \Omega$$

$$C_{P1} = C_{P2} = 0,76 \text{ pF}$$

A Figura 37 apresenta a comparação entre os valores do ganho de transdutor simulado e do ganho medido com Analisador de Redes HP-8712ET.



\*\*\*\*\*

**Simulação  $S_{CILAB}$**

—————

**Analizador de Redes HP-8712ET**

1: Mkr (MHz)	dB	2: Mkr (MHz)	dB
1:	0.3000		-16.550
2:	12.8638		-1.064
3:	130.7032		-0.637
4:	391.0765		-1.461
5:	649.2835		-5.728
6>	827.3424		-22.340
7:	1040.4932		-1.899
8:	1300.0000		-1.372

**Figura 37-** Ganho de transdutor simulado e medido

O programa a seguir foi escrito em ambiente Scilab e utilizado para plotagem do ganho de transdutor para o transformador de RF analisado. Como dados de entrada devem ser fornecidos os seguintes parâmetros:

- . Freqüência de início de simulação
- . Delta de freqüência de simulação
- . Freqüência de término da simulação
- . DBMAX, limite superior da faixa dinâmica da plotagem em decibéis
- . DBMIM, limite inferior da faixa dinâmica da plotagem em decibéis
- . L1 , Indutância do primário, dada em Henrys
- . L2 , Indutância do secundário, dada em Henrys
- . R1 , Resistência serie do primário, dada em Ohms
- . R2 , Resistência serie do secundário, dada em Ohms
- . RL , Resistência de carga, dada em Ohms
- . RG , Resistência do Gerador, dada em Ohms
- . k , Fator de acoplamento (adimensional)
- . Cps , Capacitância entre os enrolamentos do primário e secundário, dada em picofarads
- . Cp1 , Capacitância de auto ressonância da bobina do primário, dada em picofarads
- . Cp2 , Capacitância de auto ressonância da bobina do secundário, dada em picofarads
- . Z0 , Impedância do sistema de medida, dada em Ohms

### Programa Modelamento de um Transformador de RF

```
// DADOS DE ENTRADA
inicio=1; // MHz // FREQUENCIA DE INICIO DA SIMULACAO
delta=10; // MHz // DELTA DE FREQUENCIA DA SIMULACAO
fim=1300; // MHz // FREQUENCIA DE TERMINO DA SIMULACAO

//ESCALA Y DBMAX,DBMIM

DBMAX=0; //dB
DBMIM=-50; //dB
L1=1.8e-6; // micro [H] Indutancia do primario
L2=1.8e-6; // micro [H] Indutancia do secundario
R1=12; // Resistencia serie do primario
R2=12; // Resistencia serie do secundario
RL=75; // Rseistencia de carga
RG=75; // Resistencia do Gerador
k=0.991; // Fator de acoplamnto
Cps=1.2e-12; // Capacitancia entre os enrolamentos do primario e secundario
Cp1=0.76e-12; // Capacitancia de auto ressonancia da bobina do primario
Cp2=0.76e-12; // Capacitancia de auto ressonancia da bobina do secundario
```

```

Z0=75; // impedancia do equipamento de medida

// FIM DOS DADOS DE ENTRADA

// delta=int((fim-inicio)/NP);

F=inicio;
fine=int(fim-inicio+1)/delta;
for W=1:1:fine

DZ=(R1+%i*2*%pi*F*(10^6)*L1)*(R2+%i*2*%pi*F*(10^6)*L2)+((2*%pi*F*(10^6)*k)^2)*L1*L2;

    Ytraf22=(R1+%i*2*%pi*F*(10^6)*L1)/DZ;
    Ytraf11=(R2+%i*2*%pi*F*(10^6)*L2)/DZ;
    Ytraf12= ((%i*2*%pi*F*(10^6)*k*(sqrt(L1*L2)))/DZ;
    Ytraf21=Ytraf12;

    Ytraf=[Ytraf11 Ytraf12;Ytraf21 Ytraf22];

    YCps11=%i*2*%pi*F*(10^6)*Cps;
    YCps12=(1)*%i*2*%pi*F*(10^6)*Cps;
    YCps21=(1)*%i*2*%pi*F*(10^6)*Cps;
    YCps22=YCps11;

    YCps= [YCps11 ,YCps12 ; YCps21 ,YCps22 ];

    //YI= Ytraf+YCps;

    YI=[(YCps11+Ytraf11),(YCps12+Ytraf12);(YCps21+Ytraf21),(YCps22+Ytraf22)];

// Matriz Y para ABCD

Y=(YI(1,1)*YI(2,2))-YI(1,2)*YI(2,1);

ABCDi11=(-1)*YI(2,2)/YI(2,1);
ABCDi12=(-1)/YI(2,1);
ABCDi21=(-1)*(Y)/YI(2,1);
ABCDi22=(-1)*(YI(1,1)/YI(2,1));

ABCDi=[ABCDi11 ABCDi12;ABCDi21 ABCDi22];

//Matriz ABCD Capacitancia pararela de entrada Cp1 e Cp2

ABCD Cp1=[1 , 0; (%i*2*%pi*F*(10^6)*Cp1), 1] ;

```

```

ABDCp2=[1 , 0; (%i*2*%pi*F*(10^6)*Cp2), 1] ;

ABCDa=ABDCp1*ABCDi ;
ABCDb=ABCDa*ABDCp2 ;

//A matriz ABCDb representa a matriz em parametros ABCD
// do transformador incluindo capacitancias parasitas

A=ABCDb(1,1);
B=ABCDb(1,2);
C=ABCDb(2,1);
D=ABCDb(2,2);

//Matriz S
DELTA4=(A+(B/Z0)+(C*Z0)+D);

S11=(A+(B/Z0)-(C*Z0)-D)/(DELTA4);
S21=(2/(DELTA4));
S12=2*((A*D)-(B*C))/(DELTA4);
S22=(-1*A)+(B/Z0)-(C*Z0)+D)/(DELTA4);
F;
s21=20*log10((abs(S21)));
//g(F)=s21;
s11=20*log10((abs(S11)));

F=delta+F;
R(W)=s21;
S(W)=s11;
end

F=inicio:delta:fim;
W=1:1:fine;
//xset("use color",6)

plot2d(F, [R(W), S(W)],style=[-4,-1],leg="S21@S11" ,...
rect=[inicio,DBMIM,fim,DBMAX]);
xtitle(' Transformador RF')

```

## Programa para o cálculo da raiz da Função Y

### ANEXO C

```
// Programa escrito em SCILAB para o cálculo da raiz da Função Y
// Amplificador Faixa Larga RF
// Ajuste inicial de R1,R2 em Função de GT ( Ganho de Transdutor )
// Dados: GT, ZO e R3 , o programa calcula R2 e R1

ZO=75;
R3=220;

GTdB= 18;
GT=10^(GTdB/10);
G=sqrt(GT);
R2=750;
Y=4;
while Y > 0

R1=R3/(((R2*R3)/(ZO^2))-1);
Y=[(20*G*R1*(R2^3)*(R3^2)*(ZO^4))+...
[(8*G*R1*(R2^3)*R3*(ZO^5))]+[(4*G*R1*(R2^4)*R3*(ZO^4))+...
[(8*G*R1*(R2^4)*(R3^2)*(ZO^3))]+[(8*G*(R2^3)*(R3^2)*(ZO^5))]-...
[16*(R2^4)*(R3^2)*(ZO^4)-16*R1*(R2^3)*(R3^2)*(ZO^4)]];
R2=R2+(.001);

end

Y
R2
R1=R3/(((R2*R3)/(ZO^2))-1)
```



## Programa para plotagem da Função Y

### ANEXO D

---

```
// Programa escrito em SCILAB para a plotagem da Função Y
// Amplificador Faixa Larga RF
// Gráfico da Função Y

ZO=75;
R3=220;

GTdB= 18;
GT=10^(GTdB/10);
G=sqrt(GT);
R2=100;

for c=100:1:800;

R1=R3/(((R2*R3)/(ZO^2))-1);
Y(c)=[(20*G*R1*(R2^3)*(R3^2)*(ZO^4))+...
      [(8*G*R1*(R2^3)*R3*(ZO^5))]+[(4*G*R1*(R2^4)*R3*(ZO^4))+...
      [(8*G*R1*(R2^4)*(R3^2)*(ZO^3))]+[(8*G*(R2^3)*(R3^2)*(ZO^5))]-...
      [16*(R2^4)*(R3^2)*(ZO^4)-16*R1*(R2^3)*(R3^2)*(ZO^4)];
R2=R2+1;

end
c=100:1:800;

plot(c,Y(c));
```

## Referências Bibliográficas

- [1] G.MEYER, Robert; ESCHENBACH, Ralph; CHIN, Robert. **A Wide-Band Ultralinear Amplifier from 3 to 300MHz**. IEEE Journal of Solid-state Circuits, vol. SC-9,nº4, Aug. 1974.
- [2] TUIL, J. **C.A.T.V. Amplifiers** . IN: 9<sup>th</sup> International Television Symposium and Technical Exhibition , 9.1972 .Switzerland .
- [3] MILLMAN, Jacob. **Vacuum-tube and Semiconductor Electronics**. 2nd ed. New York: Mc-Graw-Hill, 1965. p. 420.
- [4] KO, Jin-Su et al. **High-Frequency Intermodulation Analysis of Cascode Amplifier**. Media Team, Samsung Electronics como., Ltd. Suwon P.O. Box 105 Kyunggi-Do, KOREA 440-600;
- [5] SMITH, Jack R. **Modern Communication Circuits**. 2nd ed. New York: Mc-Graw-Hill, 1998. Chapter 6. Hybrid Transmission-Line.
- [6] COUGHLIN, J. Bernard et al. **A Monolithic Silicon Wide-Band Amplifier from DC to 1 GHz**. IEEE Journal of Solid-States Circuits, vol. SC-8, nº 6, Dec. 1973.
- [7] MEYER, Robert G.; GRAY, Paul R.. **Analysis and Design of Analog Integrated Circuits**. 2nd ed. New York: J. Wiley , 1984: Chapter 3. Single-Transistor and two- Transistor Amplifiers.
- [8] MACLEAN,D.J.H. **Broadband Feedback Amplifiers** .England : J. Wiley ,1982: Chapter 6. Amplifier Design and Sensitivities .
- [9] ORSINI, L. Q.; CONSONNI Denise.**Curso de Circuitos Elétricos**. 2. ed. São Paulo: E. BLÜCHER, 2004. 2V. V2: 11.5 Análise Nodal Modificada.
- [10] HO, CHUNG-WEN; RUEHLI, A.; BRENNAN, P. **The Modified Nodal Approach to Network Analysis**. IEEE Transactions on Circuits and Systems, v.22, n.6, p.504-509, Jun.1975.
- [11] Genesys Version 6.**Simulation** Copyright 1986-1997. 333-356 p.. Apendix B “How = SuperStar = Works.
- [12] J.FLEMING, Wilton; GALVÃO, Benjamim da Silva. **Projetos de Alta Frequência e Antenas Auxiliado por Microcomputadores**. São Paulo. 1987. Mc-Graw Hill. Cap IV Análise de Quadripolo com Parâmetros ABCD.
- [13] ALTMAN, Jerome L. **Microwave Circuits**. Princeton, D. Van Nostrand , 1964. Appendix XI, ABCD Matrix (General Circuit Parameters).
- [14] EDMINISTER, Joseph A.. **Circuitos Elétricos**. São Paulo. Mc-Graw-Hill. 1978. Capítulo 10. Análise de Estruturas pelas Tensões dos Nós.

- [15] CARSON, Ralph S.. **High-Frequency Amplifiers**. New York, J. Wiley , 1982. Chapter 1 1.2 Indefinite Admittance Matrix (IAM).
- [16] **Solid-State Communications Design of Communications Equipment Using Semiconductors**. 1966. Mc-Graw-Hill.
- [17] Sergio, Paulo. **Introdução as Scilab**. Natal – RN. 2001. Departamento de Engenharia de Computação e Automação.
- [18] RUTHROFF, C.L. **Some Broad-Band Transformers**. Proceedings of the IRE.V.47, n.8. Aug. 1959 . p. 1337-1342.
- [19] ARNOLD, Bert. **Third Order Intermodulation Products In CATV System**. IEEE Transactions on Cable Television. Vol. CATV-2, nº 2, Apr. 1977.
- [20] RD-17 – **CATV Reference Guide** – General Instrument.
- [21] Cable Labs. **Engineering Considerations for Headend Design, Construction, and Operation**. I- Design and Constrution of Cabel Television Laboratories Headend by David. A. Eng Cablelabs manager. Technical Services.
- [22] CHIPMAN,Robert A.. **Teoria e Problemas de Linhas de Transmissão**. São Paulo. 1975. McGraw-Hill. Capítulo 7. Relações de Impedância.