

UNIVERSIDADE FEDERAL DA PARAÍBA  
CENTRO DE CIÊNCIAS E TECNOLOGIA  
CURSO DE MESTRADO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

MODELAMENTO E COMPENSAÇÃO DE CIRCUITOS SIMULADORES  
DE INDUTÂNCIA

VILEMAR GOMES DA SILVA

CAMPINA GRANDE  
FEVEREIRO - 1992

VILEMAR GOMES DA SILVA

MODELAMENTO E COMPENSAÇÃO DE CIRCUITOS SIMULADORES  
DE INDUTÂNCIA

DISSERTAÇÃO APRESENTADA À COORDENAÇÃO DOS  
CURSOS DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA  
ELÉTRICA DA UNIVERSIDADE FEDERAL DA  
PARAÍBA EM CUMPRIMENTO ÀS EXIGÊNCIAS PARA  
OBTENÇÃO DO GRAU DE MESTRE EM ENGENHARIA  
ELÉTRICA.

ÁREA DE CONCENTRAÇÃO: PROCESSAMENTO DA INFORMAÇÃO

WILSON GUERREIRO PINHEIRO  
(Orientador)

CAMPINA GRANDE - PB  
FEVEREIRO - 1992



S586m Silva, Vilemar Gomes da  
Modelamento e compensacao de circuitos simuladores de  
indutancia / Vilemar Gomes da Silva. - Campina Grande,  
1992.  
103 f. : il.

Dissertacao (Mestrado em Engenharia Eletrica) -  
Universidade Federal da Paraiba, Centro de Ciencias e  
Tecnologia.

1. Indutancia - 2. Amplificadores Operacionais 3.  
Dissertacao I. Pinheiro, Wilson Guerreiro, Dr.. II.  
Universidade Federal da Paraiba - Campina Grande (PB) III.  
Titulo

CDU 621.3.011.3(043)

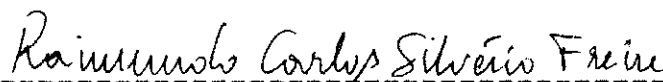
MODELAMENTO E COMPENSAÇÃO DE CIRCUITOS SIMULADORES  
DE INDUTÂNCIA

VILEMAR GOMES DA SILVA

DISSERTAÇÃO APROVADA EM 27/02/92



-----  
WILSON GUERREIRO PINHEIRO - Ph.D.  
Orientador



-----  
RAIMUNDO CARLOS SILVÉRIO FREIRE - Dr.  
Componente da banca



-----  
GURDIP SINGH DEEP - Ph.D.  
Componente da banca

## DEDICATÓRIA

Aos meus pais, Raimundo Gomes da Silva (in memoriam) e Maria Gouveia de Souza, e aos meus irmãos.

## AGRADECIMENTOS

Aos companheiros do DEE da Universidade Federal do Maranhão, pelo incentivo dado para a conclusão deste trabalho.

Ao Professor Wilson Guerreiro Pinheiro pela disposição na orientação do presente trabalho, pelo incentivo dado nos momentos de dificuldade surgidos ao longo do trabalho e, inclusive, pela revisão da redação do presente texto.

Aos companheiros de curso Luís Reyes Rosales Montero, Marlon Wilfred Gemerts, Wallington Pereira Leal e José Sérgio da Rocha Neto, por suas contribuições, com sugestões e discussões sobre o trabalho.

## SUMÁRIO

RESUMO.....	xi
ABSTRACT.....	xii
LISTA DE PRINCIPAIS SÍMBOLOS.....	xiii
LISTA DE FIGURAS.....	xiv
1 - INTRODUÇÃO.....	1
1.1 - FILTROS ELÉTRICOS.....	1
1.1.1 - Conceituação.....	1
1.1.2 - Classificação dos Filtros quanto à Seletividade em Frequência [1].....	1
1.1.2.1 - Passa-baixas.....	1
1.1.2.2 - Passa-altas.....	1
1.1.2.3 - Passa-faixa.....	2
1.1.2.4 - Rejeita-faixa.....	2
1.1.2.5 - Passa-tudo.....	2
1.1.3 - Filtros RC-Ativos (Sem Indutores).....	2
1.1.3.1 - Importância dos filtros RC- ativos.....	2
1.1.3.2 - Breve Histórico [4].....	4
1.1.3.3 - Métodos de Realização.....	5
1.1.3.4 - Efeitos parasíticos em cir- cuitos simuladores de indu- tância.....	7
1.2 - OBJETIVO DESTE TRABALHO.....	8
1.3 - IMPORTÂNCIA DESTE TRABALHO.....	8

1.4 - REVISÃO BIBLIOGRÁFICA.....	9
1.5 - OUTRAS ABORDAGENS E ABRANGÊNCIA DESTE TRABALHO.....	13
2 - MODELAMENTO DE CIRCUITOS SIMULADORES DE INDUTÂNCIA.....	15
2.1 - CONSIDERAÇÕES INICIAIS.....	15
2.2 - CÁLCULO DA IMITÂNCIA DE ENTRADA DE CIRCUITOS SIMULADORES DE INDUTÂNCIA.....	16
2.2.1 - Circuito Simulador de Indutância de Antoniou.....	17
2.2.1.1 - Projeto do circuito simula- dor de indutância de Anto- niou.....	22
2.2.1.2 - Verificação do Erro Acumula- do na Obtenção do Modelo Simplificado.....	23
2.2.2 - Circuito Simulador de Indutância de Rao e Venkateswaran.....	28
2.2.2.1 - Projeto do Circuito Simula- dor de Indutância da Figura 2.8.....	32
2.2.2.2 - Verificação do Erro Acumula- do na Obtenção do Modelo Simplificado.....	35
2.2.3 - Circuito Simulador de Indutância Derivado do de Riordan.....	39



2.2.3.1 - Projeto do Circuito Simulador de Indutância Derivado do de Riordan.....	42
2.2.3.2 - Verificação do Erro Acumulado na Obtenção do Modelo Aproximado.....	44
3 - MINIMIZAÇÃO DE EFEITOS PARASÍTICOS EM CIRCUITOS SIMULADORES DE INDUTÂNCIA.....	48
3.1 - INTRODUÇÃO.....	48
3.2 - CIRCUITO SIMULADOR DE INDUTÂNCIA DE ANTONIOU.....	51
3.2.1 - Análise do Circuito Equivalente sem Elementos de Compensação.....	51
3.2.2 - Uma Solução Para Minimização de Efeitos Parasíticos.....	53
3.2.3 - Projeto do Circuito Simulador de Indutância de Antoniou com Compensação de Parasitas.....	58
3.2.4 - Resposta em Frequência, Obtida por Simulação Computacional.....	61
3.3 - CIRCUITO SIMULADOR DE INDUTÂNCIA DE RAO E VENKATESWARAN.....	65
3.3.1 - Análise do Circuito Equivalente Sem Compensação.....	65

3.3.2 - Uma Solução Para Minimização de Elementos Espúrios.....	67
3.3.3 - Projeto do Circuito Simulador de Indutância de Rao e Venkateswaran com Compensação de Parasitas.....	68
3.3.4 - Variação da Impedância com a Freqüência, Obtida por Simulação Computacional.....	69
3.4 - CIRCUITO SIMULADOR DE INDUTÂNCIA DERIVADO DO DE RIORDAN.....	72
3.4.1 - Análise do Circuito Equivalente sem Compensação.....	72
3.4.2 - Uma Solução Para Minimização de Efeitos Parasíticos.....	73
3.4.3 - Projeto do Circuito Simulador Derivado do de Riordan com Compensação de Parasitas.....	75
3.4.4 - Resposta em Freqüência Obtida por Simulação Computacional.....	77
4 - VERIFICAÇÃO EXPERIMENTAL DA TÉCNICA DE COMPENSAÇÃO.....	80
4.1 - INTRODUÇÃO.....	80
4.2 - RESUMO DO PROJETO LEVANDO EM CONTA A COMPENSAÇÃO.....	81

4.3 - RESULTADOS EXPERIMENTAIS COMPARADOS AOS RESULTADOS TEÓRICOS.....	82
5 - CONCLUSÕES.....	88
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....	89
APÊNDICE A: MÉTODOS DE SIMULAÇÃO DE INDUTÂNCIA.....	92
A.1 - Girador ativo terminado capacitivamente.....	92
A.2 - Conversor de Impedância Generalizado Terminado Resistivamente.....	94
APÊNDICE B: ADEQUAÇÃO DA ANÁLISE DESEJADA AO PSPICE.....	96
APÊNDICE C: ERRO PERCENTUAL DE IMPEDÂNCIA.....	98
APÊNDICE D: EXPRESSÕES EXATAS DO NUMERADOR E DO DENOMINADOR DA ADMITÂNCIA DE ENTRADA DO CIRCUITO SIMULADOR DE INDUTÂNCIA DE ANTONIOU (Fig.2.3).....	99

## RESUMO

Neste trabalho, objetiva-se investigar alguns circuitos simuladores de indutância, incondicionalmente estáveis, a base de amplificadores operacionais, existentes na literatura, levando-se em conta as características não ideais dos amplificadores operacionais, no sentido de calcular suas imitâncias de entrada, obter modelos equivalentes a partir das expressões dessas imitâncias e, em seguida, propor técnicas para compensar a influência das características não ideais dos amplificadores operacionais sobre o desempenho dos circuitos. Essa técnica tem como fim expandir a faixa útil dos circuitos sobre as quais é aplicada. O erro acumulado na obtenção de cada modelo aproximado e os efeitos causados, em cada circuito, pela técnica de compensação desenvolvida são examinados por simulação computacional usando-se o PSPICE.

## ABSTRACT

The objective of this work is to investigate various unconditionally stable inductance simulation circuits, based upon operational amplifiers, which exist in the literature, taking into account the non-ideal characteristics of the operational amplifiers, with the objective of, for each simulator, calculating the input immittance, obtain an equivalent model starting from expressions of this immittance and, afterwards, proposing a technique to minimize (or compensate) the influence of the non-ideal characteristics of the operational amplifiers upon the performance of the circuits. This technique has an objective the expansion of the useful band of the circuit to which it is applied. The accumulated error in obtaining each approximate model and the effects caused by each developed compensation technique are examined through computational simulation using PSPICE.

## LISTA DE PRINCIPAIS SÍMBOLOS

- $A(s)$ : Ganho diferencial de malha aberta do amplificador operacional, em função da frequência.
- $e$ : Tensão diferencial de entrada do amplificador operacional.
- $A_o$ : Ganho dc de malha aberta do amplificador operacional.
- $\omega_o$ : Frequência angular de corte de ganho de malha aberta do amplificador operacional.
- $B$ : Produto ganho-faixa de passagem de um amplificador operacional.
- $N(s)$ : Expressão do numerador da admitância de entrada de um circuito simulador de indutância não idealizado.
- $D(s)$ : Expressão do denominador da admitância de entrada de um circuito simulador de indutância, não idealizado.
- $|E_{zi}| \%$ : Valor absoluto do erro percentual do módulo da impedância de entrada, de um circuito simulador de indutância em relação a um circuito idealizado.
- $|E_{\varphi}| \%$ : Valor absoluto do erro percentual do ângulo de fase da impedância de entrada de um dado circuito simulador de indutância em relação ao circuito idealizado.

## LISTA DE FIGURAS

- Fig. 1.1 - Circuito girador usado para simular indutância.....10
- Fig. 1.2 - Circuitos simuladores de indutância contendo um único amplificador operacional: (a) proposto por Ford e Girling; (b) proposto por Prescott; (c) proposto por Berndt e Dutta Roy.....11
- Fig. 1.3 - Circuito simulador de indutância com amplificadores de ganho unitário, devido a Rao e Venkateswaran.....12
- Fig. 2.1 - Modelo não idealizado para amplificador operacional.....16
- Fig. 2.2 - Circuito simulador de indutância de Antoniou.....18
- Fig. 2.3 - Circuito equivalente ao da Figura 2.2.....18
- Fig. 2.4 - Modelo simplificado, não ideal, do circuito da Figura 2.2.....21
- Fig. 2.5 - Módulo da impedância de entrada do circuito modelo (curva A) e do circuito equivalente real (curva B), em função da frequência, correspondente ao circuito da Figura 2.2.....25

Fig. 2.6 - Ângulo de fase da impedância de entrada do circuito modelo (curva A) e do circuito equivalente real (curva B), correspondente ao circuito simulador da Figura 2.2.....	26
Fig. 2.7 - Erro percentual do módulo (curva A) e do ângulo de fase (curva B) da impedância de entrada do circuito modelo em relação ao módulo e ao ângulo de fase, respectivamente, da impedância de entrada do circuito equivalente real.....	27
Fig. 2.8 - (a) Circuito simulador de indutância de Rao e Venkatesvaran e (b) correspondente circuito equivalente.....	29
Fig. 2.9 - Modelo aproximado do do circuito da Figura 2.8.a.....	32
Fig. 2.10 - Módulo das impedâncias de entrada do circuito modelo (curva A) e do circuito equivalente real (curva B), em função da frequência, correspondente ao circuito da Figura 2.8.....	36
Fig. 2.11 - Ângulo de fase das impedâncias de entrada do circuito modelo (curva A) e do circuito equivalente real (curva B), em função da frequência, correspondente ao circuito da Figura 2.8.....	37



Fig. 2.12 - Erro percentual, em função da frequência, do módulo (curva A) e do ângulo de fase (curva B) da impedância de entrada do circuito modelo em relação ao módulo e ao ângulo de fase, respectivamente, da impedância de entrada do circuito real.....38

Fig. 2.13 - (a) Circuito simulador de indutância derivado do de Riordan e (b) correspondente circuito equivalente não idealizado.....40

Fig. 2.14 - Modelo aproximado do circuito da Figura 2.13.....42

Fig. 2.15 - Módulo da impedância de entrada do circuito modelo (curva A) e do circuito equivalente real (curva B), em função da frequência, correspondente ao circuito da Figura 2.13.....45

Fig. 2.16 - Ângulo de fase da impedância de entrada do circuito modelo (curva A) e do circuito equivalente real (curva B), em função da frequência, correspondente ao circuito da Figura 2.13.....46

Fig. 2.17 - Erro percentual, em função da frequência, do módulo (curva A) e do ângulo de fase (curva B) da impedância de entrada do circuito modelo (Figura 2.14) em relação ao módulo e ao ângulo de fase, respectivamente, da impedância de entrada do circuito da Figura 2.13.b.....47

Fig. 3.1 - Circuito simulador de indutância equivalente, não ideal, de Antoniou.....	52
Fig. 3.2 - Diagrama de fluxo de sinal para o cálculo da admitância de entrada do circuito da Figura 3.1.....	52
Fig. 3.3 - Conversor de impedância negativa (CIN), usado para simular uma resistência negativa.....	60
Fig. 3.4 - Circuito simulador de indutância de Antoniou, compensado.....	60
Fig. 3.5 - Módulo da impedância de entrada, em função da frequência, dos circuitos não-compensado (curva A), compensado (curva B) e ideal (curva C).....	63
Fig. 3.6 - Ângulo de fase da impedância de entrada, em função da frequência, dos circuitos não-compensado (curva A), compensado (curva B) e ideal (90 graus).....	64
Fig. 3.7 - Circuito simulador de indutância de Rao e Venkateswaran.....	66
Fig. 3.8 - Diagrama de fluxo de sinal traçado para o cálculo da impedância de entrada do circuito da Figura 3.7.....	66

Fig. 3.9 - Circuito simulador de indutância de Rao e Venkateswaran, compensado.....	69
Fig. 3.10 - Módulo da impedância de entrada, em função da frequência, dos circuitos não compensado (curva A), compensado (curva B) e ideal (curva C), correspondente ao circuito da Figura 3.9.....	70
Fig. 3.11 - Ângulo de fase da impedância de entrada dos circuitos não-compensado (curva A), compensado (curva B) e ideal (curva C), correspondente ao circuito da Figura 3.9.....	71
Fig. 3.12 - Circuito simulador de indutância derivado do de Riordan, equivalente não ideal.....	74
Fig. 3.13 - Diagrama de fluxo de sinal para o cálculo da admitância de entrada do circuito da Figura 3.8.....	74
Fig. 3.14 - Circuito simulador de indutância derivado do de Riordan, compensado.....	76
Fig. 3.15 - Módulo da impedância de entrada, em função da frequência, dos circuitos não compensado (curva A), compensado (curva B) e ideal (curva C), correspondente ao circuito da Figura 3.14.....	78

Fig. 3.16 - Ângulo de fase da impedância de entrada dos circuitos não-compensado (curva A), compensado (curva B) e ideal (90 graus), correspondente ao circuito da Figura 3.14.....79

Fig. 4.1 - Módulo da impedância de entrada, em função da frequência, dos circuitos não-compensado (curva A), compensado (curva B) e ideal (curva C), correspondente ao circuito da Figura 3.4, obtido experimentalmente.....84

Fig. 4.2 - Ângulo de fase da impedância de entrada, em função da frequência, dos circuitos não-compensado (curva A), compensado (curva B) e ideal (90 graus), correspondente ao circuito da Figura 3.4, obtido experimentalmente.....85

Fig. 4.3 - Módulo da impedância de entrada, em função da frequência, dos circuitos não compensado (curva A), compensado (curva B) e idealizado (curva C), correspondente ao circuito da Figura 3.4, obtido teoricamente.....86

Fig. 4.4 - Ângulo de fase da impedância de entrada, em função da frequência, dos circuitos não compensado (curva A), compensado (curva B) e idealizado (90 graus), correspondente ao circuito da Figura 3.4, obtido teoricamente.....87

Fig. A.1 - Quadripolo terminado por uma impedância  $Z_L$ .....92

## CAPÍTULO 1

### INTRODUÇÃO

#### 1.1 - FILTROS ELÉTRICOS

##### 1.1.1 - Conceituação

Um filtro elétrico é um circuito de dois acessos (quadripolo), linear ou não linear, concentrado ou distribuído, passivo ou ativo, invariante ou variante no tempo, capaz de processar sinais elétricos analógicos ou digitais [1].

##### 1.1.2 - Classificação dos Filtros quanto à Seletividade em Frequência [1]

###### 1.1.2.1 - Passa-baixas

Diz-se do filtro que permite passar sinais de frequências até um certo limite superior (frequência de corte superior).

###### 1.1.2.2 - Passa-altas

Diz-se do filtro que permite passar sinais de frequência acima de um certo limite inferior (frequência de corte).

#### **1.1.2.3 - Passa-faixa**

Diz-se do filtro que permite passar sinais de frequência entre dois limites (inferior e superior), diferentes de zero.

#### **1.1.2.4 - Rejeita-faixa**

Diz-se do filtro que bloqueia sinais de frequências compreendidas entre dois limites (inferior e superior).

#### **1.1.2.5 - Passa-tudo**

Diz-se do filtro que permite passar sinais de todas as frequências.

### **1.1.3 - Filtros RC-Ativos (Sem Indutores)**

#### **1.1.3.1 - Importância dos filtros RC-ativos**

De maneira geral, um filtro elétrico passivo é composto por resistores, capacitores e indutores. Sabe-se, da teoria de física básica, que a indutância de um solenóide (caso particular de um indutor) é proporcional ao seu volume e ao quadrado do número de espiras por unidade de comprimento, isto é, a indutância de um indutor depende de suas dimensões. Para aplicações em altas frequências, as magnitudes das indutâncias utilizadas são baixas requerendo indutores de pequeno volume e baixo peso. Entretanto, para aplicações em baixas frequências, as indutâncias utilizadas são altas requerendo indutores de maior

volume e mais peso.

Ademais, costumam-se usar núcleos de ferro ou ferrite em indutores, com o objetivo de aumentar, ainda mais, as indutâncias desses dispositivos para valores desejados, implicando num aumento de seus pesos.

Portanto, um filtro elétrico passivo contendo indutores, específico para baixas frequências, ocupa espaço e possui peso, que são incompatíveis em aplicações como satélites, por exemplo.

Existem técnicas para a síntese de funções de transferência baseadas no uso de elementos ativos e passivos, sendo estes últimos exclusivamente resistores e capacitores. Os filtros obtidos através dessas técnicas são denominados filtros RC-ativos ou filtros sem indutores [2]. Eles são atrativos na medida em que ocupam menos espaço e apresentam menor peso do que os seus equivalentes passivos, e podem ser fabricados em microminiatura usando a tecnologia de circuito integrado. Devido a isso, eles podem ser produzidos em massa por custo relativamente baixo.

Por outro lado, não é possível integrar um indutor e, portanto, filtros passivos usando indutores só podem ser produzidos usando componentes discretos, os quais são usualmente mais caros.

As faixas de utilização dos filtros RC-ativos são determinadas pelos elementos ativos neles empregados. A maioria desses filtros é usada até aproximadamente 1 MHz [3]. Isto é adequado para usar em sistemas de comunicação de dados e de voz.

Por outro lado, os filtros passivos não têm tal limitação em frequência, podendo ser empregados até um limite superior de 500 MHz [2]. A limitação em frequência desses filtros deve-se somente aos parasitas associados aos elementos passivos.

Finalmente, os filtros ativos necessitam de fontes de alimentação, enquanto os filtros passivos, não. As vantagens de desempenho e economia dos filtros RC-ativos superam suas desvantagens.

#### 1.1.3.2 - Breve Histórico [4]

O desenvolvimento de filtros sem indutor, enquanto elemento discreto, teve início na década de trinta quando esses circuitos foram realizados usando-se válvulas, resistores e capacitores. Devido ao grande tamanho e alto consumo de potência das válvulas e, adicionado a isso, o seu alto preço, os filtros ativos pioneiros não tiveram muita aceitabilidade. Entretanto, com o desenvolvimento do transistor, na década de quarenta, o interesse nessa área foi revitalizado, com considerável atenção em técnicas de projeto de filtros ativos (vide Seção 1.1.3.3).

Os esforços concentrados em pesquisa e desenvolvimento desses filtros tiveram prosseguimento influenciados pelo progresso tecnológico de circuitos lineares em microeletrônica, na década de cinquenta. As principais vantagens que se visavam obter com esses filtros, conciliados à microeletrônica, eram a redução de tamanho e peso, baixo consumo de potência e aumento da confiabilidade dos sistemas. Outro fator que também influenciou na



busca de filtros ativos, já então com os recursos da microeletrônica, foi o custo relativamente baixo dos elementos ativos. Com o desenvolvimento, na década de sessenta, do amplificador operacional, os filtros ativos, onde esse dispositivo passou a ser aplicado, tornaram-se ainda mais atrativos devido à disponibilidade do amplificador operacional, por preço relativamente baixo, em circuitos integrados monolíticos. Por conseguinte, os citados filtros passaram a ser largamente aplicados em muitos sistemas, tais como sistemas de comunicação de dados, sistemas telefônicos, instrumentos de precisão, etc.

#### 1.1.3.3 - Métodos de Realização

Há basicamente dois métodos para a realização de filtros ativos [4]:

- Método de realização direta;
- Método de realização em cascata.

Pelo método de realização direta, a função de transferência do filtro é sintetizada diretamente por uma rede ativa. No método em cascata, a função de transferência do filtro é sintetizada por seções de segunda ordem e/ou de primeira ordem, interconectadas em cascata, de modo que a função de transferência total seja igual ao produto das funções de transferência das seções individuais.

A implementação de um filtro RC-Ativo, isto é, sem indutor, pelo método direto pode ser realizada por uma das se-

guintes técnicas:

- 1) Simulação (utilizando elementos ativos) de indutâncias de uma rede passiva.
- 2) Simulação de resistência negativa dependente da frequência.
- 3) Realização por amplificador na forma RC-canônica.

Na técnica da indutância simulada, viável em redes com poucos indutores, um filtro sem indutor é obtido, primeiramente, projetando-se um filtro RLC-passivo e, em seguida, substituindo-se cada indutância projetada por um circuito simulador de indutância RC-ativo.

Na técnica de FDNR (Resistência Negativa Dependente da Frequência), projeta-se também um filtro RLC-passivo e, em seguida, divide-se a impedância de cada elemento pela variável complexa,  $s$ . Por conseguinte, a nova rede é obtida por transformação de Bruton [5], convertendo-se uma indutância numa resistência, uma resistência numa capacitância, e uma capacitância num componente de dois terminais com impedância da forma  $K/s^2$ , conhecido como Resistência Negativa Dependente da Frequência (abreviadamente, FDNR). Na realização de um filtro RC-Ativo pela técnica de simulação de indutância ou de FDNR, a baixa sensibilidade da rede passiva à variação de seus elementos é mantida na rede ativa. A aplicação da técnica de simulação de indutância é viável economicamente em redes com poucas indutâncias, todas aterradas, de preferência. A técnica de

simulação de FDNR, por seu turno, é viável em redes com poucas capacitâncias e, de preferência, todas aterradas. Na implementação de um filtro por uma das técnicas de simulação citadas acima são utilizados circuitos simuladores de indutância ou circuitos simuladores de FDNR. Esses circuitos, por seus turnos, empregam elementos ativos e passivos.

Já na técnica de realização de um filtro ativo na forma RC-canônica, a função de transferência desejada é implementada diretamente por um circuito composto de um ou mais amplificadores, capacitores e resistores. Estes últimos elementos são projetados a partir da comparação entre os coeficientes da função de transferência do circuito e os da função de transferência desejada.

#### 1.1.3.4 - Efeitos parasíticos em circuitos simuladores de indutância

A faixa útil de freqüências de um circuito simulador de indutância é determinada pelo elemento ativo empregado no projeto de realização do circuito. De fato, as características não ideais ou imperfeições do elemento ativo empregado impõem ao circuito no qual está inserido uma limitação de faixa.

Na simulação de uma indutância, usando-se amplificador operacional, é importante considerar que esse último apresenta características não ideais, tais como impedâncias de entrada e de saída finitas e ganho diferencial de malha aberta finito e dependente da freqüência. Dessas imperfeições, a que tem maior influência no desempenho de um circuito simulador de indutância é

aquela em que o ganho diferencial decresce com a frequência. Esse ganho é razoavelmente grande para frequências muito menores que o produto ganho-faixa de passagem, diminuindo, porém, com o aumento da frequência a partir da frequência de corte. Quando o ganho diferencial cai de tal ordem que sua magnitude não é muito maior que a unidade, o valor da indutância efetivamente simulada diverge significativamente do valor nominal.

### 1.2 - OBJETIVO DESTE TRABALHO

No presente trabalho, propõe-se analisar três particulares circuitos simuladores de indutância com um dos terminais aterrados, estáveis, um dos quais de baixo  $Q$ , publicados na literatura, levando-se em conta as características não-ideais do amplificador operacional no sentido de, para cada um deles, calcular a imitância (impedância ou admitância) de entrada, determinar um modelo equivalente não ideal a partir da imitância de entrada e pesquisar a possibilidade de compensação de elementos parasitas presentes, no modelo com vistas a estender a faixa útil de frequências do circuito.

### 1.3 - IMPORTÂNCIA DESTE TRABALHO

Os circuitos simuladores de indutância, pelo exposto nas seções anteriores, é de grande relevância para a realização de filtros ativos, sem indutor, sendo largamente aplicados em muitas áreas da Engenharia Elétrica (sistemas de comunicação, instrumentação, etc). Embora existam alguns trabalhos publicados nos quais se investigam a influência das imperfeições de ampli-

ficadores operacionais no desempenho de circuitos simuladores que os contêm [6] - [9], a maior parte desses trabalhos é restrita a um único circuito e, em poucos deles, é proposta alguma técnica de compensação de parasitas com o fim de expandir a faixa útil de operação do circuito.

O presente trabalho é importante na medida em que nele se propõe uma técnica sistemática de compensação de parasitas para circuitos simuladores de indutância a amplificador operacional.

Outro resultado importante do trabalho é o fato de a técnica nele desenvolvida ser extensiva a outras categorias de circuitos contendo amplificador operacional.

#### 1.4 - REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

O primeiro circuito analisado, devido a ANTONIOU [10], é mostrado na Figura 1.1.

ANTONIOU e NAIDU [6] fazem uma análise desse circuito girador, absolutamente estável (Figura 1.1), empregado para simular uma indutância, considerando-se as imperfeições dos amplificadores operacionais e, em seguida, propõem uma técnica para minimizar o efeito dessas imperfeições no desempenho do circuito girador. Esse mesmo circuito (Figura 1.1) é um dos circuitos pesquisados no presente trabalho, com a diferença básica de que, neste, as resistências de modo comum das entradas diferenciais do amplificador operacional são consideradas infinitas, por serem, na prática, muito grandes, e as resistências

externas são consideradas maiores ou iguais à resistência de saída de cada amplificador operacional (em [6], as resistências externas são consideradas muito maiores que as resistências de saída dos amplificadores operacionais utilizados). Neste trabalho, são analisadas e pesquisadas técnicas de compensação de parasitas para três circuitos simuladores de indutância. A técnica de compensação, proposta em [6], é baseada no modelo obtido para o circuito; enquanto que, aqui, as técnicas são desenvolvidas com base nas expressões do numerador e do denominador das admitâncias de entrada dos circuitos e, ademais, a técnica aqui desenvolvida é geral e sistemática, podendo ser aplicada a qualquer categoria de circuito com o fim de compensação de parasitas.

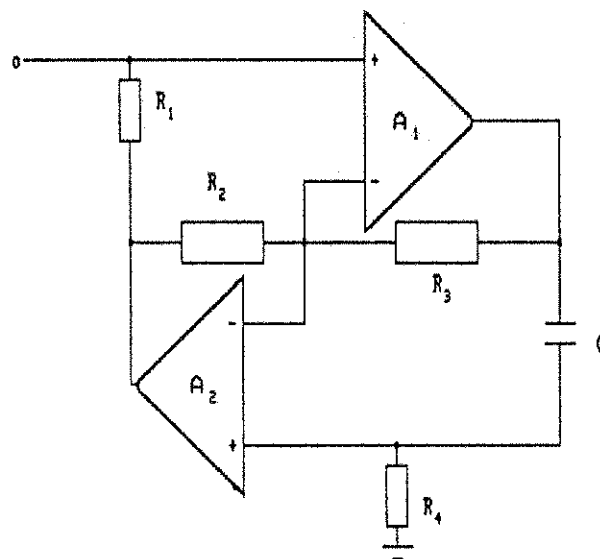


Fig. 1.1 - Circuito girador usado para simular indutância.

Em [8], são discutidos e analisados três diferentes circuitos simuladores de indutância (Figura 1.2), os quais apresentam a peculiaridade de conterem um único amplificador operacional em suas respectivas configurações e, por conseguinte, simularem indutâncias de baixo  $Q$  [8]. Já no presente trabalho, os circuitos analisados são, em geral, de alto  $Q$ . Outro aspecto é que, em [8], não é proposta nenhuma compensação, enquanto neste trabalho, sim.

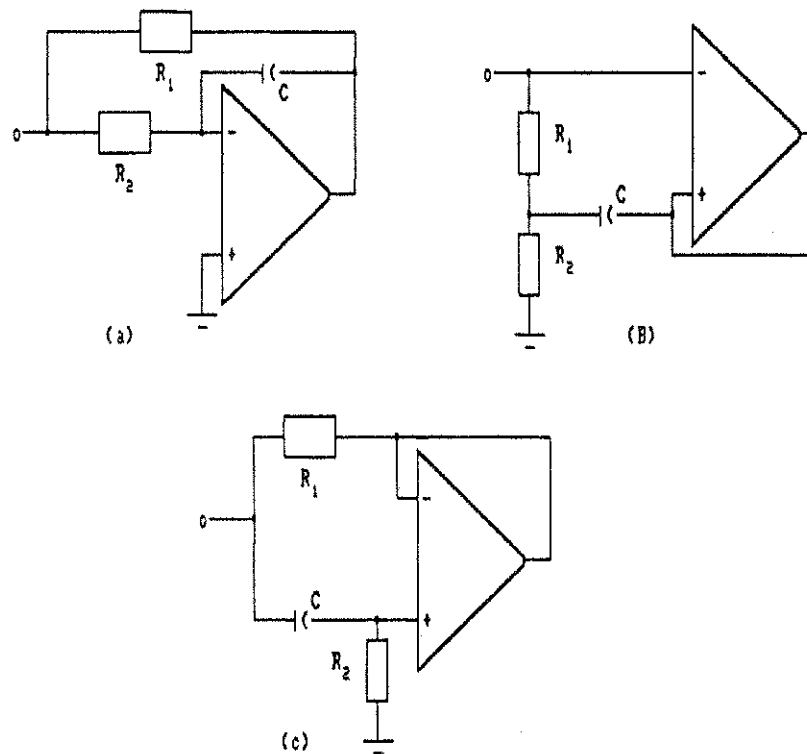


Fig. 1.2 - Circuitos simuladores de indutância contendo um único amplificador operacional: (a) proposto por Ford e Girling; (b) proposto por Prescott; (c) proposto por Berndt e Dutta Roy.

Alguns circuitos simuladores de indutância são realizados usando-se amplificadores de ganho unitário, os quais simulam

também uma resistência em série com a indutância nominal [11], [12]. Uma das vantagens oferecidas pelo uso de amplificadores de ganho unitário em circuitos simuladores é a facilidade de se conseguirem circuitos altamente estáveis [13]. Uma realização dessa categoria de circuitos, proposta por Berndt e Dutta Roy (Figura 1.2.c), apresenta as seguintes características: a indutância simulada e a resistência associada em série com essa indutância dependem da frequência, e o fator de qualidade,  $Q$ , tende a zero em baixas e altas frequências. Já no circuito proposto por Rao e Venkateswaran (Figura 1.3), a indutância e sua resistência associada em série são independentes da frequência (assumindo-se amplificadores de ganho unitário ideais) [13]. Este último circuito foi escolhido para ser analisado e compensado, aqui, por apresentar boa estabilidade, sendo o único exemplo de baixo  $Q$  escolhido.

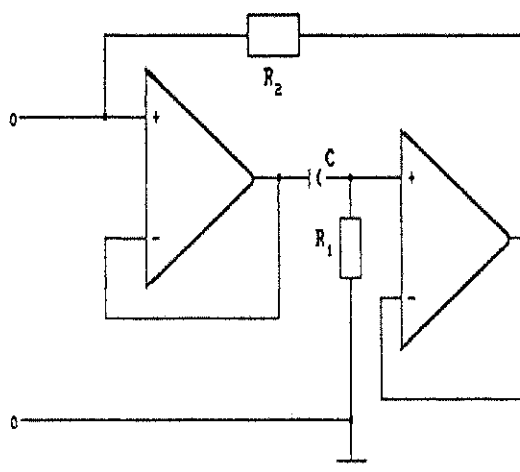


Fig. 1.3 - Circuito simulador de indutância com amplificadores de ganho unitário, devido a Rao e Venkateswaran



## 1.5 - OUTRAS ABORDAGENS E ABRANGÊNCIA DESTE TRABALHO

Na análise de circuitos simuladores de indutância levando-se em conta as imperfeições do amplificador operacional, os circuitos não idealizados são de porte relativamente grande, redundando numa análise bastante trabalhosa e vulnerável a erro; por essa razão, faz-se necessária a utilização de ferramentas técnicas que auxiliem na análise, tornando-a menos trabalhosa, mais confiável e mais rápida.

Para a análise de circuitos, no presente trabalho, é utilizada a regra de Mason [14], para diagramas de fluxo de sinal, concomitantemente ao método sistemático de análise de diagramas de fluxo de sinal [15], e a uma análise computacional de diagramas de fluxo de sinal [16]. Numa outra etapa do trabalho, é utilizado o PSPICE para simular, por computador, circuitos simuladores de indutância, não idealizados, compensados e não compensados (vide Capítulo 2) e modelos equivalentes de circuitos simuladores, com o objetivo de avaliar a validade dos modelos e das técnicas de compensação desenvolvidas.

Embora a técnica de compensação de parasitas, proposta no presente trabalho, tenha sido implementada apenas nos três circuitos pesquisados, o procedimento utilizado para o seu desenvolvimento pode ser seguido para quaisquer outros circuitos simuladores (de indutância ou de FDNR), uma vez que tal técnica foi desenvolvida a partir da análise sistemática de diagramas de fluxo de sinal.

No Capítulo 2, são analisados três circuitos simuladores de indutância a amplificador operacional, não idealizado, e, em seguida, é encontrado um modelo aproximado para cada um deles, com o objetivo de se visualizar, através desse modelo, a forma como os elementos parasitas influem no desempenho do circuito. O erro cometido na obtenção do modelo aproximado é investigado por simulação computacional.

## CAPÍTULO 2

### MODELAMENTO DE CIRCUITOS SIMULADORES DE INDUTÂNCIA

#### 2.1 - CONSIDERAÇÕES INICIAIS

Um amplificador operacional é uma fonte de tensão controlada por tensão, de entrada dupla e com saída simples, sendo esta proporcional à diferença das tensões de entrada. Um modelo, reunindo algumas características não ideais, para esse dispositivo está apresentado na Figura 2.1, onde  $R_O$  é a resistência de saída em malha aberta,  $R_I$  é a resistência de entrada diferencial, em malha aberta, e  $A$  é o ganho diferencial de malha aberta.

Para amplificadores operacionais compensados (pólo dominante,  $w_O$ ), o ganho de malha aberta,  $A(s)$ , pode ser aproximado pela expressão:

$$A(s) = \frac{A_O w_O}{s + w_O} \quad (2.1)$$

onde  $A_O$  é o ganho dc de malha aberta e  $w_O$ , a frequência de corte do ganho de malha aberta.

Para o caso de  $|s| \gg w_O$ , a equação (2.1) reduz-se a:

$$A(s) = \frac{A_O w_O}{s} \quad (2.2)$$

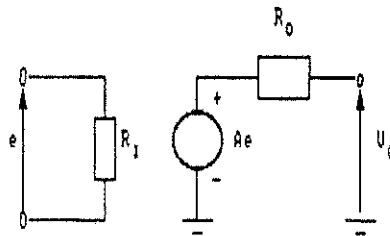


Fig. 2.1 - Modelo não idealizado do amplificador operacional.

## 2.2 - CÁLCULO DA IMITÂNCIA DE ENTRADA DE CIRCUITOS SIMULADORES DE INDUTÂNCIA

O modelamento de um circuito simulador de indutância é feito, neste trabalho, a partir do cálculo e da análise de sua imitância de entrada, considerando-se as imperfeições do amplificador operacional (Figura 2.1). O erro acumulado cometido em simplificações feitas na obtenção de um modelo aproximado é observado, comparando-se a impedância de entrada desse modelo com a do circuito do qual é originário, em análise auxiliada por computador, usando o PSPICE (vide Apêndice B).

Nas análises de circuitos simuladores de indutância, realizadas neste Capítulo, são feitas as seguintes ponderações plausíveis:

$$R_I \gg R, \quad |A| \gg 1, \quad |s| \gg \omega_0 \quad (2.3)$$

onde R é uma resistência genérica, componente da configuração de um dado circuito simulador de indutância.

### 2.2.1 - Circuito Simulador de Indutância de Antoniou

O primeiro exemplo de circuito simulador de indutância, absolutamente estável, a ser analisado é o devido a ANTONIOU [10], esquematizado na Figura 2.2.

Supondo inicialmente que os amplificadores operacionais sejam ideais, obtém-se, após análise do circuito, a seguinte expressão para a impedância de entrada:

$$Z_i(s) = s \frac{R_1 R_3 R_4}{R_2} C \quad (2.4)$$

ou, sinteticamente,

$$Z_i(s) = s L_o \quad (2.5)$$

onde  $L_o$  é a indutância nominal, dada por:

$$L_o = \frac{R_1 R_3 R_4}{R_2} C \quad (2.6)$$

Para o caso de amplificadores operacionais não ideais (Figura 2.1), o circuito simulador da Figura 2.2 é equivalente ao circuito mostrado na Figura 2.3.

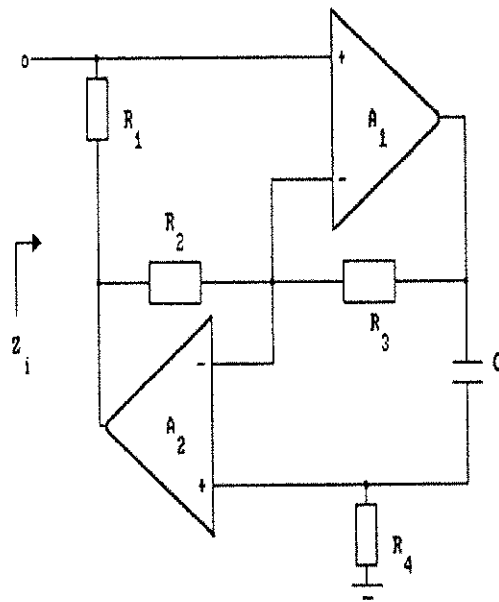


Fig. 2.2 - Circuito simulador de indutância de Antoniou.

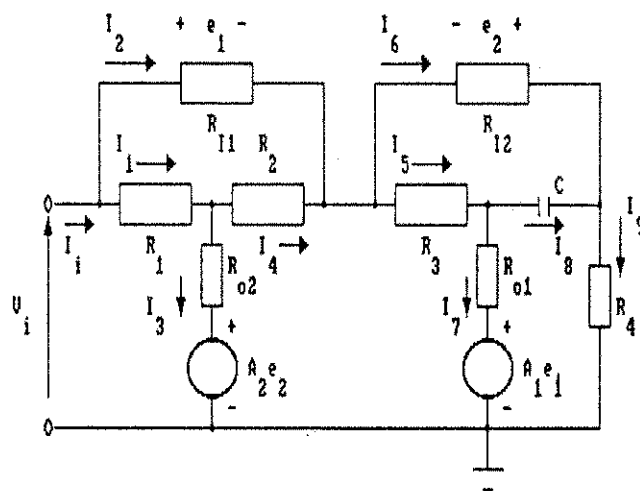


Fig. 2.3 - Circuito equivalente ao da Figura 2.2.

Aplicando a regra de MASON [14], concomitantemente ao método sistemático de análise de diagramas de fluxo de sinal de PINHEIRO [15] e à análise computacional de diagramas de fluxo, de TAVARES [16], obtém-se, para  $A_1 = A_2 = A$ ,  $R_{O1} = R_{O2} = R_O$  e, para as considerações (2.3), a seguinte expressão simplificada:

$$Y_i = \frac{N}{D}$$

onde:

$$N = A^2 \frac{1}{R_1} + A \left( \frac{1}{R_1} + \frac{R_O}{R_1 R_2} + \frac{R_3}{R_1 R_2} \right) + sA \left( \frac{R_4}{R_1} + \frac{R_O R_3}{R_1 R_2} + \frac{R_3 R_4}{R_1 R_2} \right) C \quad (2.7)$$

$$D = A \left( 1 + \frac{R_O}{R_1} + \frac{R_3}{R_2} + 2 \frac{R_O}{R_2} \right) + sA^2 \frac{R_3 R_4}{R_2} C \quad (2.8)$$

onde foram desprezadas várias parcelas das expressões exatas de N e de D (vide Apêndice D).

Da teoria de circuitos, é oportuno lembrar que, em regime permanente, para uma entrada senoidal, a variável complexa,  $s$ , é expressa por:

$$s = j\omega \quad (2.9)$$

Substituindo (2.2) e (2.9) em (2.7) e em (2.8), e, em seguida, dividindo, membro a membro, a equação (2.7) pela equação (2.8), resulta:

$$Y_i = \frac{R_0 + R_2 + R_3}{H} + j\omega(R_0R_3 + R_3R_4 + R_2R_4)(C/H) + \frac{1}{j\omega(H/BR_2)} \quad (2.10)$$

onde H é uma constante, dada por:

$$H = R_0R_2 + 2R_0R_1 + R_1R_2 + R_1R_3 + BR_1R_3R_4C \quad (2.11)$$

e

$B = A_0\omega_0$  é o produto ganho-faixa de passagem do amplificador operacional.

A equação (2.10) pode ser expressa, de forma sintética, como segue:

$$Y_i = G_p + j\omega C_p + (1/j\omega L) \quad (2.12)$$

onde  $G_p$  é uma condutância parasita, dada por:

$$G_p = \frac{R_0 + R_2 + R_3}{H} \quad (2.13)$$

$C_p$  é uma capacitância parasita, expressa por:

$$C_p = (R_0R_3 + R_3R_4 + R_2R_4)(C/H) \quad (2.14)$$

L é a indutância efetivamente simulada pelo circuito simulador,



sendo dada por:

$$L = \frac{H}{BR_2} \quad (2.15)$$

A equação (2.15) pode ser desmembrada como segue:

$$L = \frac{R_1 R_3 R_4 C}{R_2} + \frac{R_0 R_2 + 2R_0 R_1 + R_1 R_2 + R_1 R_3}{BR_2} \quad (2.16)$$

ou, sinteticamente,

$$L = L_0 + L_p \quad (2.17)$$

onde  $L_p$  é uma indutância parasita, dada por:

$$L_p = \frac{R_0 R_2 + 2R_0 R_1 + R_1 R_2 + R_1 R_3}{BR_2} \quad (2.18)$$

De acordo, portanto, com as equações (2.12) e (2.17), obtém-se o modelo, não ideal, simplificado, para o circuito simulador de indutância da Figura 2.2, o qual está esquematizado na Figura 2.4.

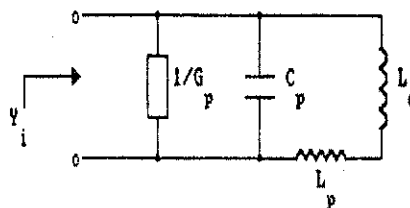


Fig. 2.4 - Modelo simplificado, não ideal, do circuito da Figura 2.2.

Constata-se, através do modelo obtido (Figura 2.4), a presença de elementos parasitas ( $G_p$ ,  $C_p$  e  $L_p$ ), os quais são efeitos causados pelas características não ideais do amplificador operacional.

#### 2.2.1.1 - Projeto do circuito simulador de indutância de Antoniou

Para simular o circuito equivalente da Figura 2.3 e respectivo modelo da Figura 2.4 e compará-los entre si, no domínio da frequência, é necessária a especificação desses circuitos em projeto.

##### — Dados de Projeto:

$$R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = 2 \text{ quiloohms}$$

$$\text{Capacitância } C = 0,1 \mu\text{F}$$

$$\text{Indutância nominal } L_0 = 0,4 \text{ henry}$$

Amplificador operacional CA747CE (dual):

$$A_0 = 2 \times 10^5$$

$$R_0 = 75 \text{ ohms}$$

$$R_I = 2 \text{ megohms}$$

$$\omega_0 = 37,6 \text{ rad/s.}$$

— Cálculos:

De (2.11), (2.12), (2.13), (2.14) e (2.16), para  $R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = R$ , resultam:

$$H = 2R^2 + 3R_0R + BR^3C$$

$$G_p = \frac{R_0 + 2R}{H}$$

$$L = \frac{2R^2 + 3R_0R}{BR} + R^2C$$

$$C_p = (2R^2 + R_0R)(C/H)$$

Donde:

$$H = 6 \times 10^9 \text{ ohms}^2$$

$$G_p = 6,76 \times 10^{-7} \text{ siemen}$$

ou  $(1/G_p) = 1,48 \times 10^6 \text{ ohms}$

$$L = 0,4006 \text{ henry}$$

e

$$C_p = 1,36 \times 10^{-10} \text{ F}$$

#### 2.2.1.2 - Verificação do Erro Acumulado na Obtenção do Modelo Simplificado

No cálculo das expressões do numerador (equação 2.7) e do denominador (equação 2.8) da admitância de entrada e, posteriormente, no cálculo da própria admitância de entrada (equação

2.10) do circuito equivalente (Figura 2.3), foram desprezadas muitas parcelas da expressão exata (vide Apêndice D), cometendo-se, portanto, um erro na obtenção da expressão aproximada da admitância de entrada. Esse erro acumulado é avaliado, aqui, comparando-se a impedância de entrada do circuito equivalente (Figura 2.3) com a impedância de entrada do modelo aproximado (Figura 2.4).

Para tanto, é feita uma simulação, por computador, desses circuitos, com o fim de se observar o comportamento, em frequência, de suas respectivas impedâncias de entrada.

Usando o simulador de circuitos PSPICE (vide Apêndice B) para os valores de projeto da Seção 2.2.1.1, determinam-se os valores de módulo e ângulo de fase da impedância de entrada,  $Z_i$ , em função da frequência. A partir desses valores, obtêm-se os gráficos de  $Z_i$  versus frequência, mostrados nas Figuras 2.5 (para o módulo) e 2.6 (para o ângulo de fase).

Empregando o conceito de erro percentual ou desvio de impedância (vide Apêndice C) na comparação do modelo obtido (Figura 2.4) com o circuito equivalente (Figura 2.3), obtêm-se os gráficos do erro percentual do módulo e do ângulo de fase da impedância de entrada, em função da frequência (Figura 2.7).

Avaliando o erro acumulado na obtenção do modelo aproximado (Figura 2.4), para o circuito simulador não idealizado (Figura 2.3), observa-se, através dos gráficos da Figura 2.7, que, para a frequência, por exemplo, de 5 kHz, o erro do módulo

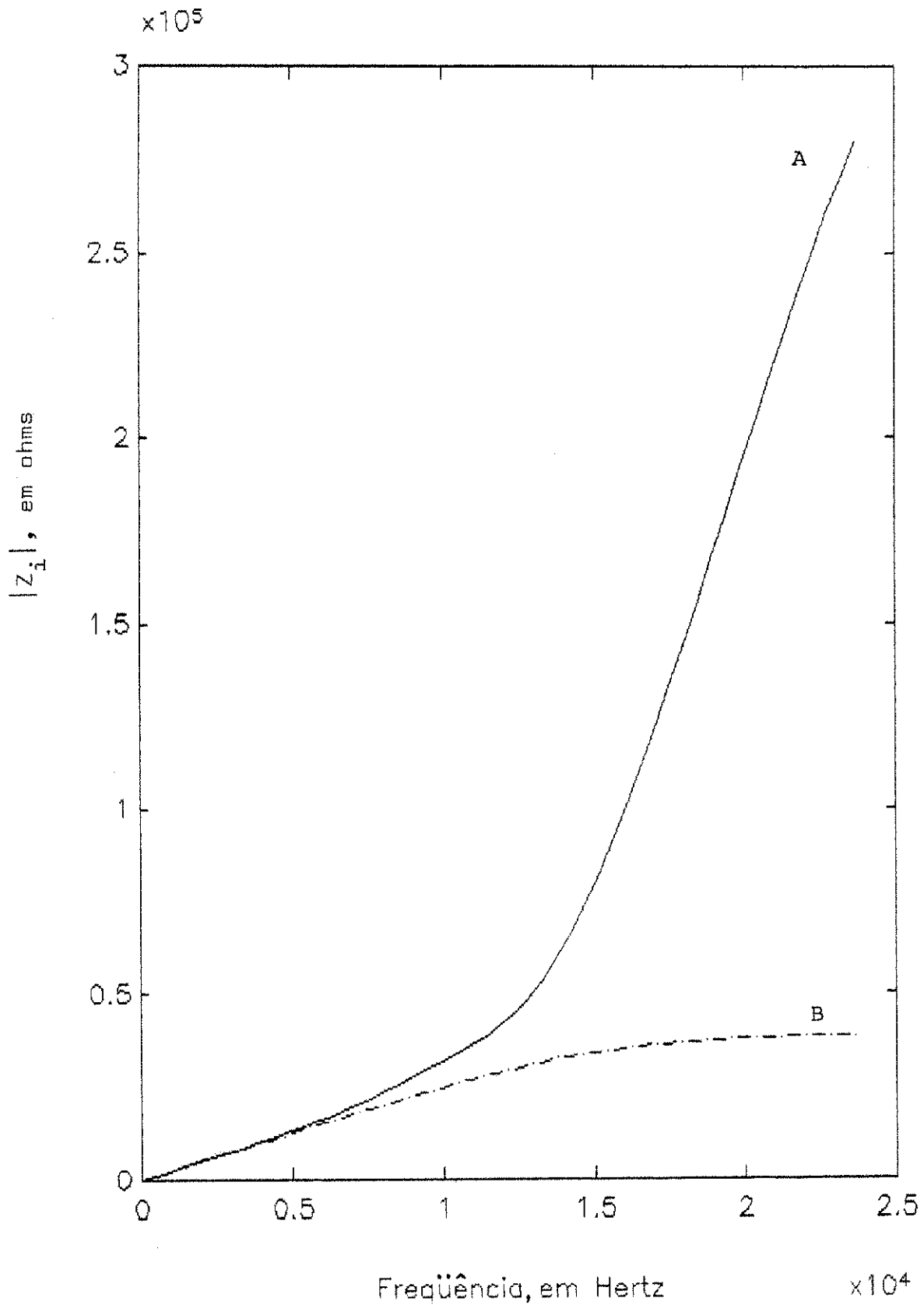


Fig. 2.5 - Módulo da impedância de entrada do circuito modelo (curva A) e do circuito equivalente real (curva B), em função da frequência, correspondente ao circuito da Figura 2.2.

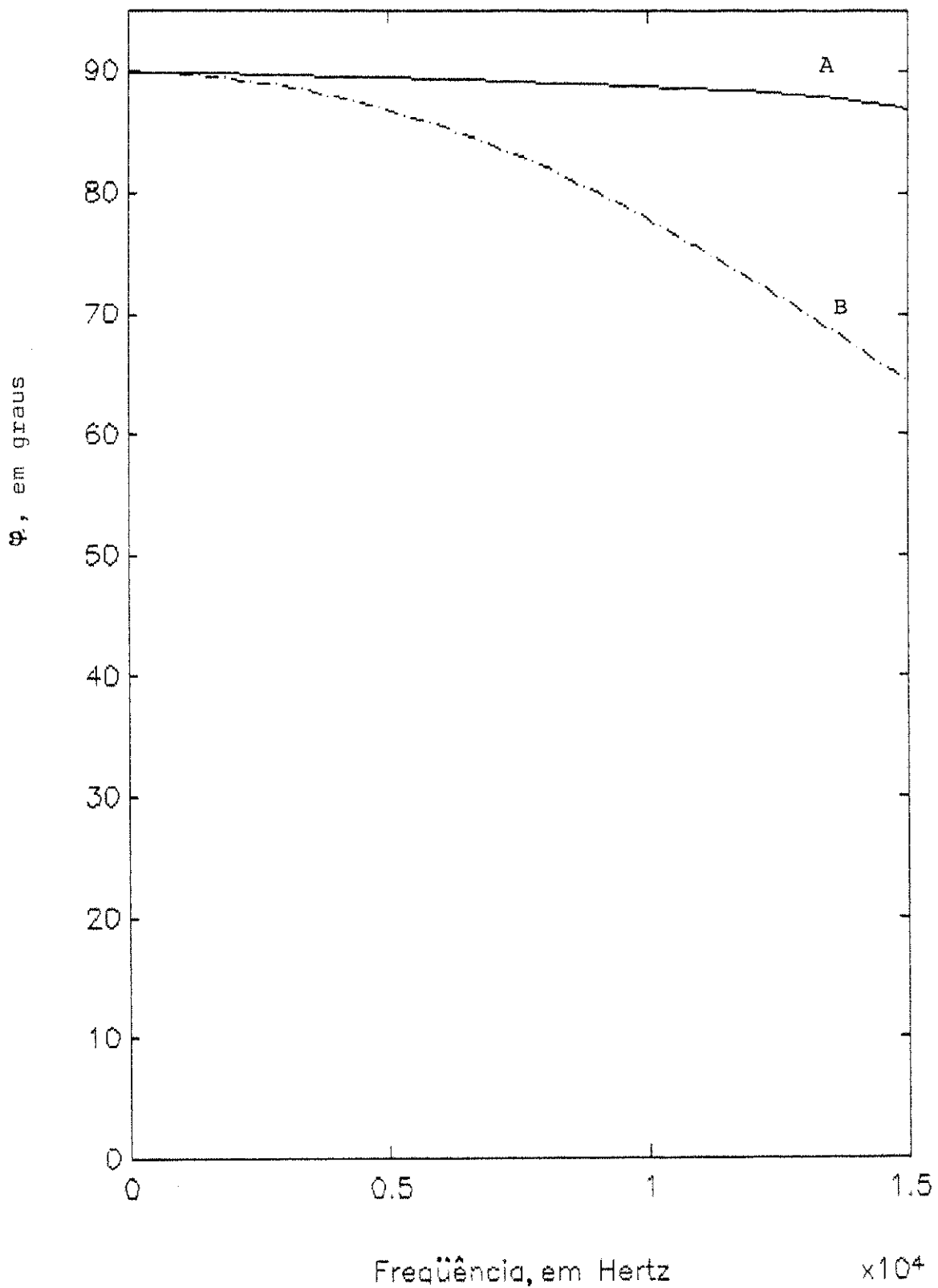


Fig. 2.6 - Ângulo de fase da impedância de entrada do circuito modelo (curva A) e do circuito equivalente real (curva B), correspondente ao circuito simulador da Figura 2.2.

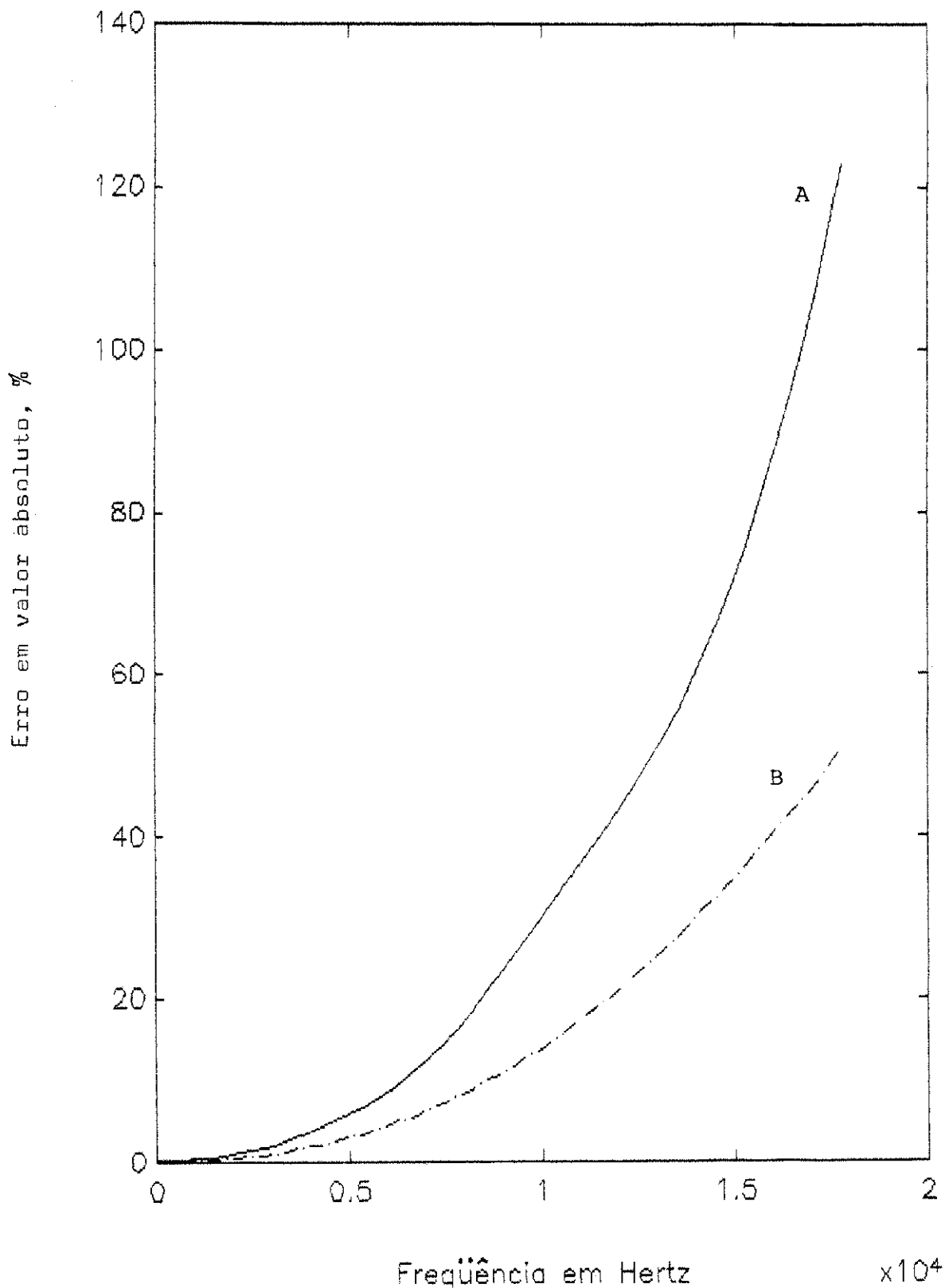


Fig. 2.7 - Erro percentual do módulo (curva A) e do ângulo de fase (curva B) da impedância de entrada do circuito modelo em relação ao módulo e ao ângulo de fase, respectivamente, da impedância de entrada do circuito equivalente real.

da impedância de entrada é aproximadamente 7% e o do ângulo de fase é aproximadamente 3%, erros considerados pequenos, indicando que, nessa faixa, o modelo representa bem o circuito do qual foi obtido. À medida que a frequência aumenta, os erros do módulo e do ângulo de fase da impedância também aumentam, chegando a aproximadamente 30% e 13%, respectivamente, na frequência de 10 kHz, indicando que o modelo diverge significativamente do circuito do qual foi obtido à medida que a frequência aumenta. Os outros circuitos são analisados de maneira análoga a este primeiro.

### 2.2.2 - Circuito Simulador de Indutância de Rao e Venkateswaran

O segundo exemplo de circuito simulador de indutância a ser considerado neste trabalho é o de Rao e Venkateswaran [13], mostrado juntamente com o seu circuito equivalente na Figura 2.8.

Para o caso de amplificadores operacionais ideais, a impedância de entrada do circuito da Figura 2.8.a,  $Z_i(s)$ , é dada por:

$$Z_i(s) = R_2 + sR_1R_2C \quad (2.19)$$

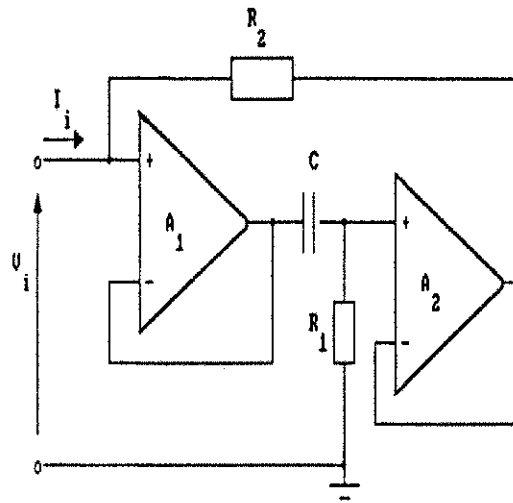
ou, sinteticamente,

$$Z_i = R_2 + sL_0C \quad (2.20)$$

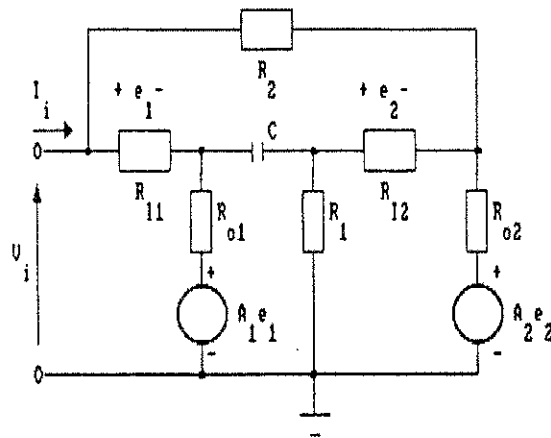
onde

$$L_0 = R_1R_2C \quad (2.21)$$





(a)



(b)

Fig. 2.8 - (a) Circuito simulador de indutância de Rao e Venkatesvaran e (b) correspondente circuito equivalente.

A equação (2.25) pode ser desmembrada como segue:

$$R = \frac{BR_2}{U} = \frac{BR_2}{B - w^2(R_0 + R_1)C}$$

Tomando-se o inverso de R, vem:

$$\frac{1}{R} = \frac{B - w^2(R_0 + R_1)C}{BR_2} = \frac{1}{R_2} - \frac{w^2(R_0 + R_1)C}{BR_2}$$

ou

$$\frac{1}{R} = \frac{1}{R_2} + \frac{1}{-[BR_2/w^2(R_0 + R_1)C]} \quad (2.28)$$

ou, sinteticamente,

$$\frac{1}{R} = \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_p} \quad (2.29)$$

onde

$R_2$  é a resistência nominal simulada;  $R_p$  é uma resistência parasita, dada por:

$$R_p = - \frac{BR_2}{w^2(R_0 + R_1)C} \quad (2.30)$$

Analogamente, a reatância indutiva pode ser desmembrada, resultando em:

$$\frac{1}{sL} = \frac{1}{sL_0} + \frac{1}{sL_p} \quad (2.31)$$

onde:

$L_0 = R_1R_2C$  é a indutância nominal.

$L_p$  é uma indutância parasita, dada por:

$$L_p = - [BR_1R_2/w^2(R_0 + R_1)] \quad (2.32)$$

Portanto, de acordo com as equações (2.25), (2.29) e (2.31), obtém-se o modelo aproximado para o circuito da Figura 2.8.a, mostrado na Figura 2.9.

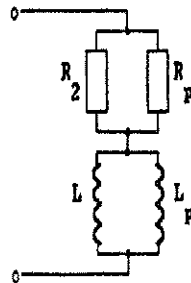


Fig. 2.9 - Modelo aproximado do circuito da Figura 2.8.a.

Através do modelo da Figura 2.9, constata-se a presença dos elementos parasitas  $R_p$  e  $L_p$ , que, de acordo com as equações (2.30) e (2.32), dependem das características do amplificador operacional.

#### 2.2.2.1 - Projeto do Circuito Simulador de Indutância da Figura 2.8.

A indutância e a resistência parasitas, presentes no modelo (Figura 2.9), variam com a frequência, conforme equações

(2.30) e (2.32); por conseguinte, a simulação do modelo, via computador, é bastante trabalhosa, uma vez que, para cada valor de frequência, se devem calcular os valores de  $L_p$  e de  $R_p$  e, em seguida, simular o modelo para esses valores calculados. Devido a essas dificuldades, opta-se, aqui, por calcular o módulo e o ângulo de fase da impedância de entrada, de acordo com a expressão (2.24), como segue:

$$|Z_i|_m = [R^2 + (\omega L)^2]^{1/2}$$

$$\varphi_m = \tan^{-1} \omega L/R$$

onde:

$R$  é a resistência efetiva, equivalente ao paralelo de  $R_2$  com  $R_p$  (Figura 2.9);

$L$  é a indutância efetiva, equivalente ao paralelo de  $L_0$  com  $L_p$ ;

$|Z_i|_m$  é o módulo da impedância de entrada do modelo (Figura 2.9);

$\varphi_m$  é o ângulo de fase da impedância de entrada do modelo.

— Dados de Projeto:

$$A_0 = 2 \times 10^5$$

$$R_0 = 75 \text{ ohms}$$

$$R_1 = 2 \text{ megohms}$$

$$\omega_0 = 37,6 \text{ rad/s}$$

$$R_1 = 2 \text{ quiloohms}$$

$$R_2 = 100 \text{ ohms}$$

$$C = 0,1 \mu\text{F}$$

— Cálculos:

Indutância nominal (equação 2.21)

$$L_0 = 0,02 \text{ henry}$$

Produto ganho-faixa de passagem

$$B = A_0 \omega_0 \implies B = 7,5 \times 10^6 \text{ rad/s}$$

Indutância parasita

$$L_p = - \frac{BR_1 R_2}{\omega^2 (R_0 + R_1)}$$

$\implies$

$$L_p = - 7,2 \times 10^8 / \omega^2$$

Resistência parasita

$$R_p = - \frac{BR_2}{\omega^2 (R_0 + R_1) C}$$

$\implies$

$$R_p = - 3,6 \times 10^{12} / \omega^2$$

Indutância efetiva:  $L = L_p // L_o$

Resistência efetiva:  $R = R_2 // R_p$

Impedância de entrada do modelo:

$$|Z_i|_m = [R^2 + (\omega L)^2]^{1/2}$$

A resistência efetiva,  $R$ , a reatância indutiva,  $\omega L$ , e o módulo da impedância de entrada do modelo,  $|Z_i|_m$ , são calculados, a cada frequência, de acordo com as expressões acima, sem a aplicação do PSPICE, enquanto que, para o circuito equivalente (Figura 2.8.b), é adotado o procedimento de simulação aplicando-se o PSPICE.

#### **2.2.2.2 - Verificação do Erro Acumulado na Obtenção do Modelo Simplificado**

O comportamento das impedâncias de entrada, respectivamente, do modelo e do circuito equivalente, e do erro entre essas impedâncias está mostrado nos gráficos das Figuras 2.10, 2.11 e 2.12.

Pela Figura 2.12, é possível avaliar o erro da impedância do modelo, obtido em relação ao circuito equivalente, em função da frequência. Para uma frequência, por exemplo, de 5 kHz, o erro do módulo é 2,5% e o erro do ângulo de fase de impedância é aproximadamente 3,5%. Já para a frequência de 10 kHz (duas vezes maior que a anterior), o erro do módulo é aproximadamente 14% e o erro de ângulo de fase, 16%. Ou seja, à medida que a frequência aumenta, o erro percentual da impedância aumenta.

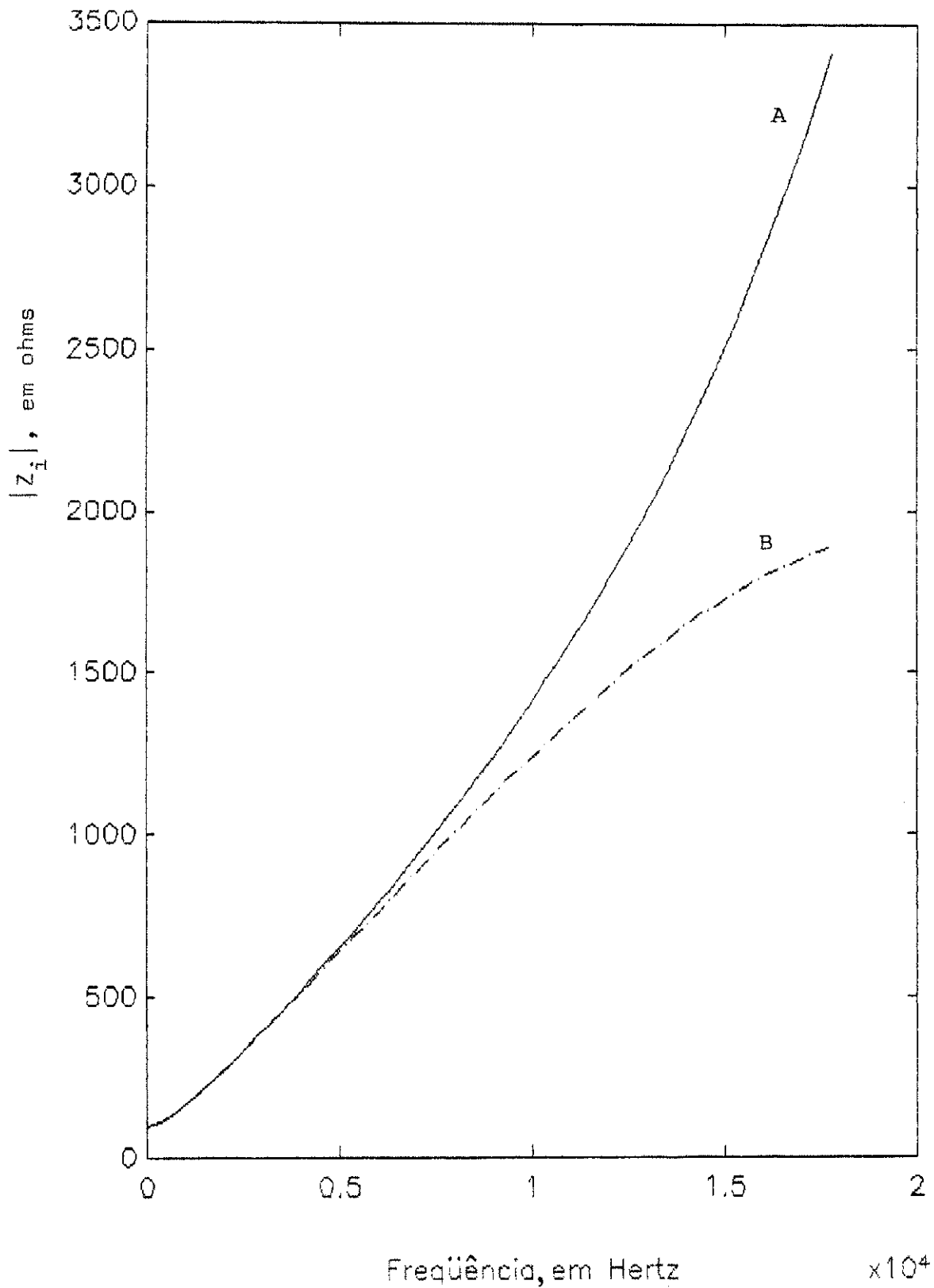


Fig. 2.10 - Módulo das impedâncias de entrada do circuito modelo (curva A) e do circuito equivalente real (curva B), em função da frequência, correspondente ao circuito da Figura 2.8.

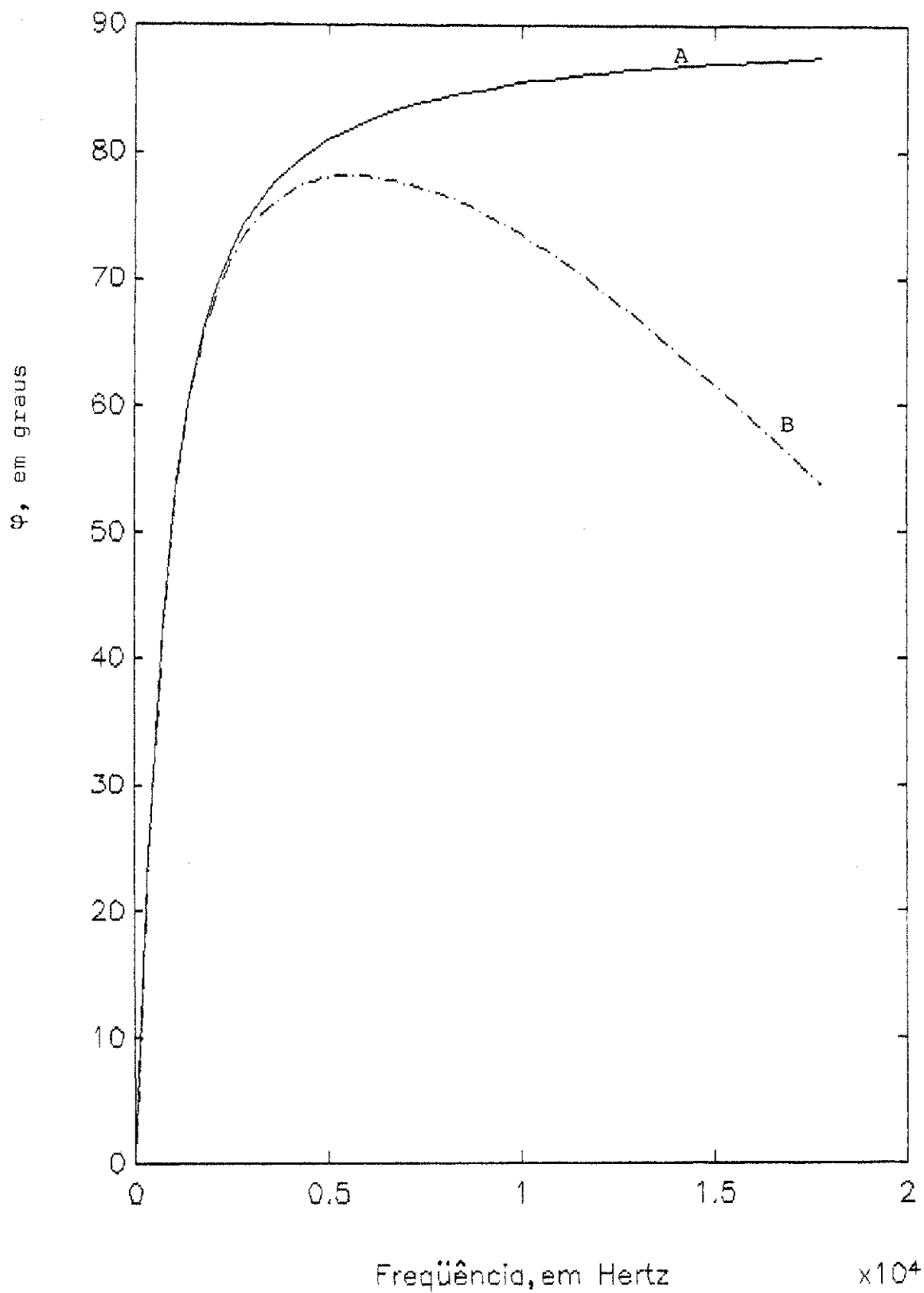


Fig. 2.11 - Ángulo de fase das impedâncias de entrada do circuito modelo (curva A) e do circuito equivalente real (curva B), em função da frequência, correspondente ao circuito da Figura 2.8.



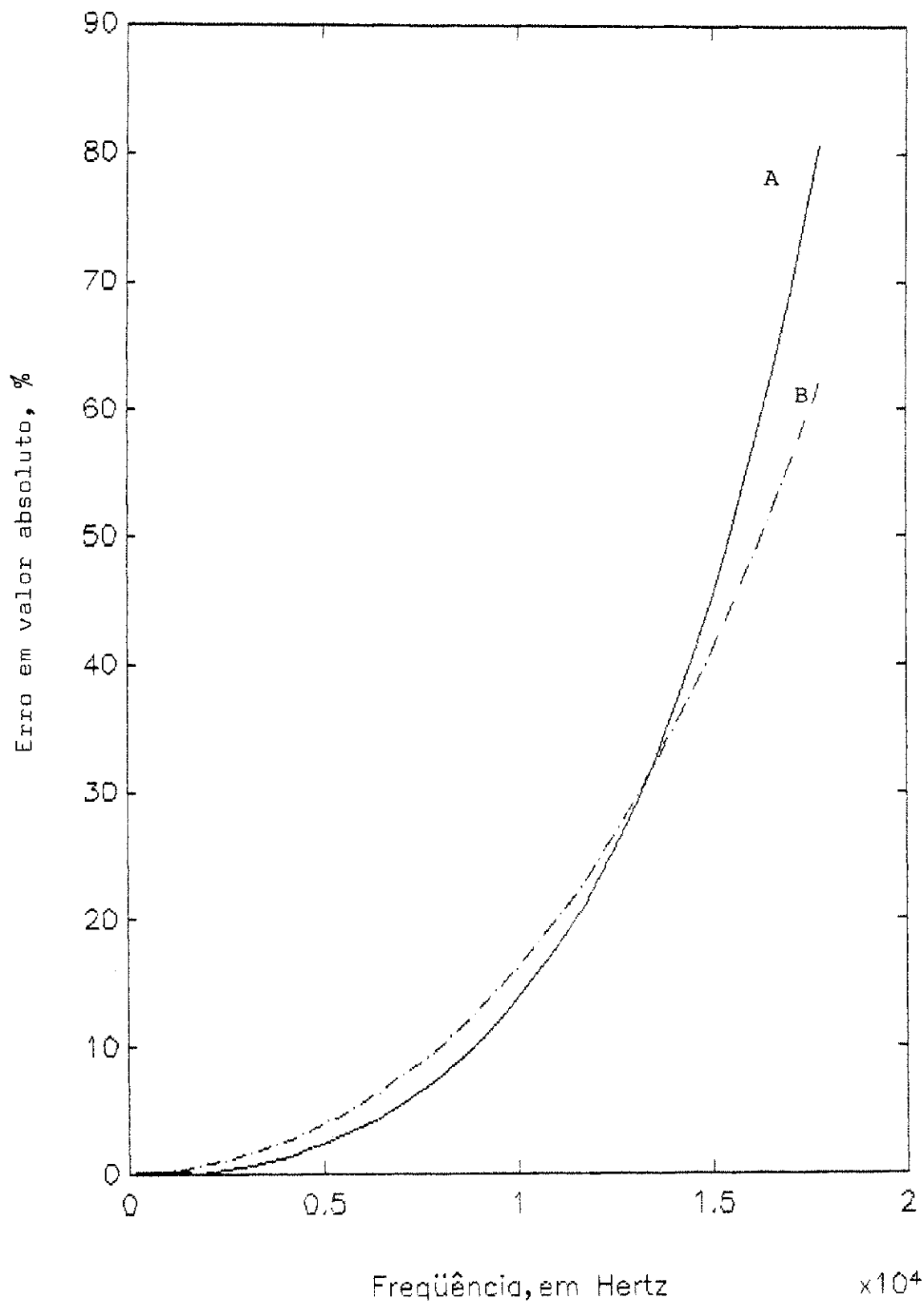


Fig. 2.12 - Erro percentual, em função da frequência, do módulo (curva A) e do ângulo de fase (curva B) da impedância de entrada do circuito modelo em relação ao módulo e ao ângulo de fase, respectivamente, da impedância de entrada do circuito real.

### 2.2.3 - Circuito Simulador de Indutância Derivado do de Riordan

Na Figura 2.13.a, é apresentado mais um exemplo de circuito simulador de indutância, escolhido por ser estável e por possuir alto Q [17].

Para o caso de amplificadores operacionais ideais, a impedância de entrada do circuito da Figura 2.13.a, é:

$$Z_i(s) = s \frac{R_1 R_3 R_4}{R_2} C \quad (2.33)$$

ou, sinteticamente,

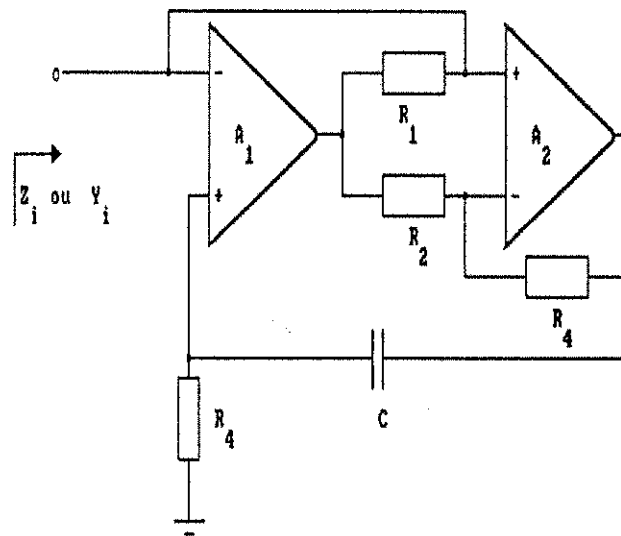
$$Z_i(s) = s L_o \quad (2.34)$$

$$L_o = \frac{R_1 R_3 R_4}{R_2} C \quad (2.35)$$

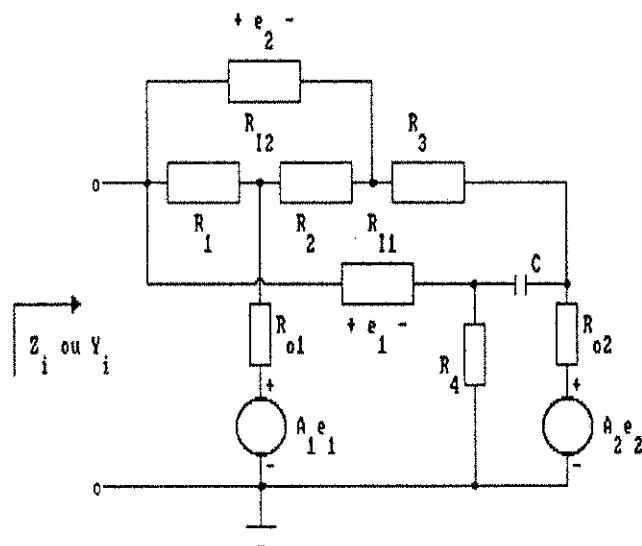
Para o circuito não idealizado (Figura 2.13.b), é possível avaliar a admitância de entrada,  $Y_i(s) = N/D$ , usando os mesmos procedimentos da Seção 2.2.1, chegando-se às seguintes expressões aproximadas para N e D:

$$N = A \left( \frac{2}{R_1} + \frac{R_3}{R_1 R_2} + \frac{R_o}{R_1 R_2} \right) + sA \left( \frac{R_4}{R_1} C + \frac{R_o}{R_1} C + \frac{R_3 R_4}{R_1 R_2} C + \frac{R_o R_3}{R_1 R_2} C + \frac{R_4}{R_1} C \right) + \frac{A^2}{R_1} \quad (2.36)$$

$$D = A \left( 1 + \frac{R_o}{R_1} + \frac{R_o}{R_2} \right) + sA^2 \frac{R_3 R_4}{R_2} C \quad (2.37)$$



(a)



(b)

Fig. 2.13 - (a) Circuito simulador de indutância derivado do de Riordan e (b) correspondente circuito equivalente não idealizado.

$$\begin{aligned}
Y_i(s) = & \frac{R_0 + 2R_2 + R_3}{K} + \\
& + s(R_0R_2 + R_0R_3 + R_3R_4 + 2R_2R_4)(C/K) + \\
& + \frac{1}{s(K/BR_2)}
\end{aligned} \tag{2.38}$$

onde  $K = R_0R_1 + R_0R_2 + R_1R_2 + BR_1R_3R_4C$  (2.39)

Sinteticamente, a expressão (2.38) pode ser escrita como segue:

$$Y_i(s) = G_p + sC_p + 1/sL \tag{2.40}$$

onde:

$$G_p = \frac{R_0 + 2R_2 + R_3}{K} \tag{2.41}$$

$$C_p = (R_0R_2 + R_0R_3 + R_3R_4 + 2R_2R_4)(C/K) \tag{2.42}$$

$$L = \frac{K}{BR_2} \tag{2.43}$$

Observe-se que a equação 2.43 pode ser identificada como:

$$L = L_0 + L_p \tag{2.44}$$

onde  $L_0$  é a indutância nominal (vide eq. 2.35), e  $L_p$  é uma

indutância parasita, expressa por:

$$L_p = \frac{R_o R_1 + R_o R_2 + R_1 R_2}{BR_2} \quad (2.45)$$

Portanto, de acordo com as equações (2.40) e 2.45), obtém-se o modelo aproximado, esquematizado na Figura 2.14.

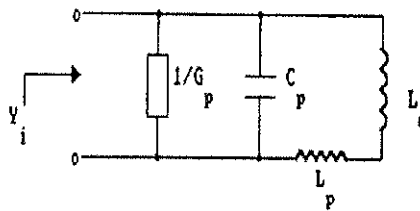


Fig. 2.14 - Modelo aproximado do circuito da Figura 2.13.

### 2.2.3.1 - Projeto do Circuito Simulador de Indutância Derivado do de Riordan

Para  $R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = R$ ,

$$L_o = R^2 C \quad (2.46)$$

$$K = 2R_o R + R^2 + BR^3 C \quad (2.47)$$

$$G_p = \frac{R_o + 3R}{K} \quad (2.48)$$

$$C_p = (2R_o R + 3R^2) (C/K) \quad (2.49)$$

### Capacitância parasita

De (2.49):

$$C_p = 2,05 \times 10^{-10} \text{ F}$$

### Indutância parasita

De (2.50):

$$L_p = 0,287 \text{ mH}$$

### Indutância efetiva

$$L = L_o + L_p = 0,4003 \text{ henry}$$

#### **2.2.3.2 - Verificação do Erro Acumulado na Obtenção do Modelo Aproximado**

A variação, com a frequência, do módulo e do ângulo de fase das impedâncias de entrada do modelo e do circuito equivalente está ilustrada nas Figuras 2.15 e 2.16, respectivamente, enquanto que os erros percentuais do módulo e do ângulo de fase correspondentes são mostrados na Figura 2.17.

Saliente-se que as curvas da Figura 2.17 mostram o erro acumulado na obtenção do modelo aproximado. Para a frequência de 1 kHz, por exemplo, o erro do módulo da impedância é 0,5% e o do ângulo de fase da impedância é aproximadamente 0,1%, erros que podem ser considerados pequenos; já para a frequência de 8 kHz, o erro do módulo é cerca de 35% e o erro do ângulo de fase é aproximadamente 15%. Esses valores mostram que, à medida que a frequência aumenta, o modelo diverge significativamente do circuito equivalente do qual foi obtido.

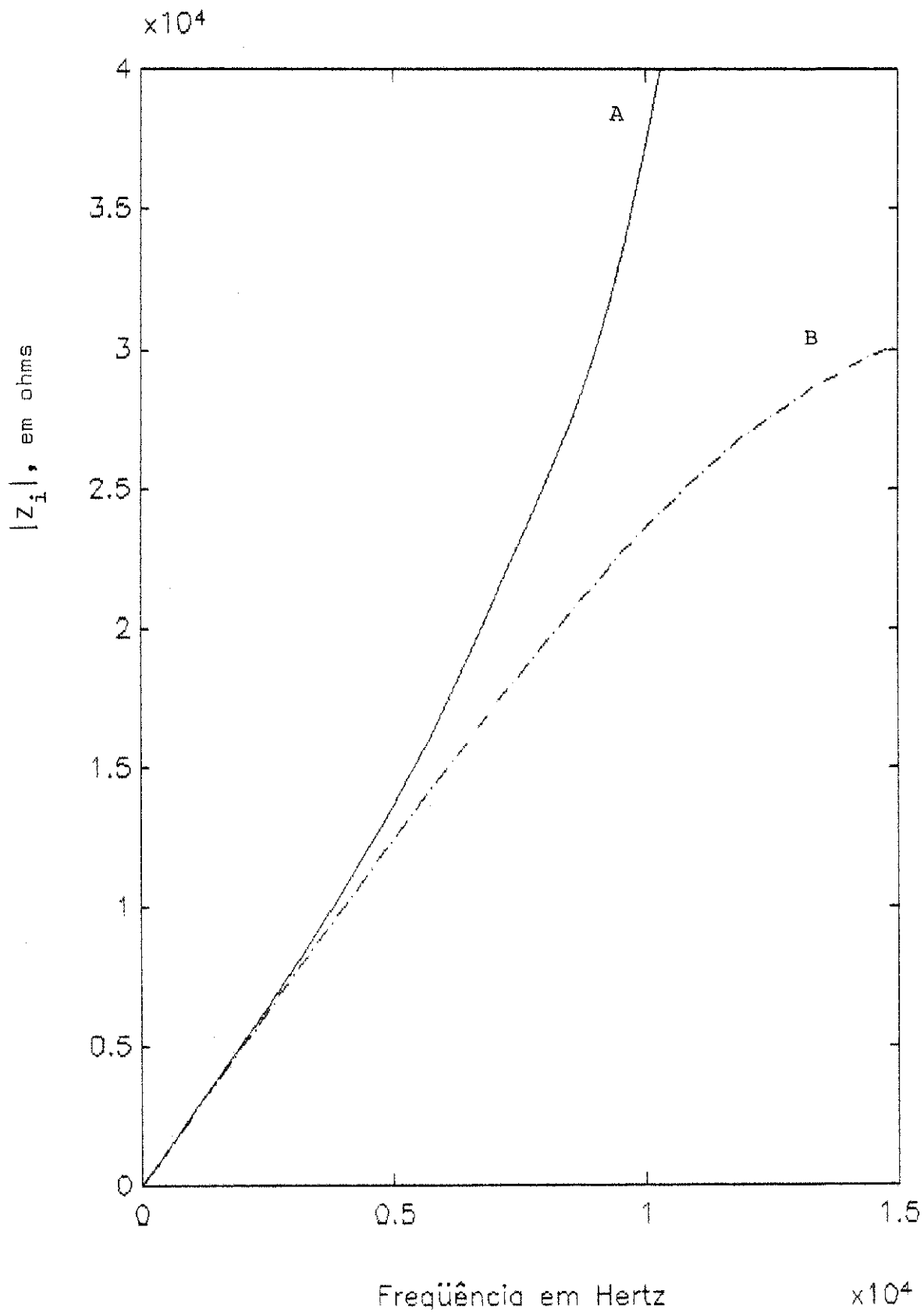


Fig. 2.15 - Módulo da impedância de entrada do circuito modelo (curva A) e do circuito equivalente real (curva B), em função da frequência, correspondente ao circuito da Figura 2.13.

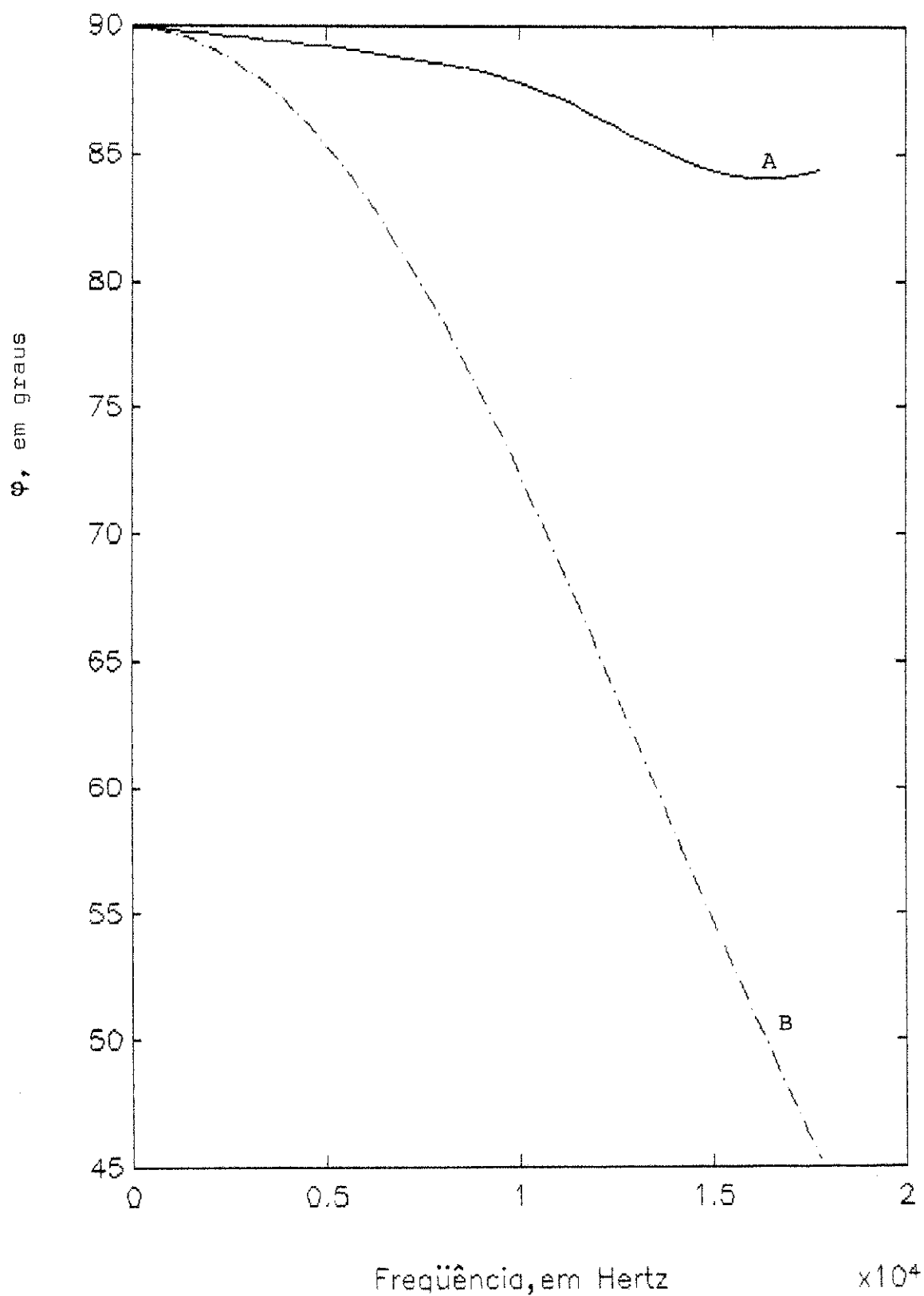


Fig. 2.16 - Ângulo de fase da impedância de entrada do circuito modelo (curva A) e do circuito equivalente real (curva B), em função da frequência, correspondente ao circuito da Figura 2.13.



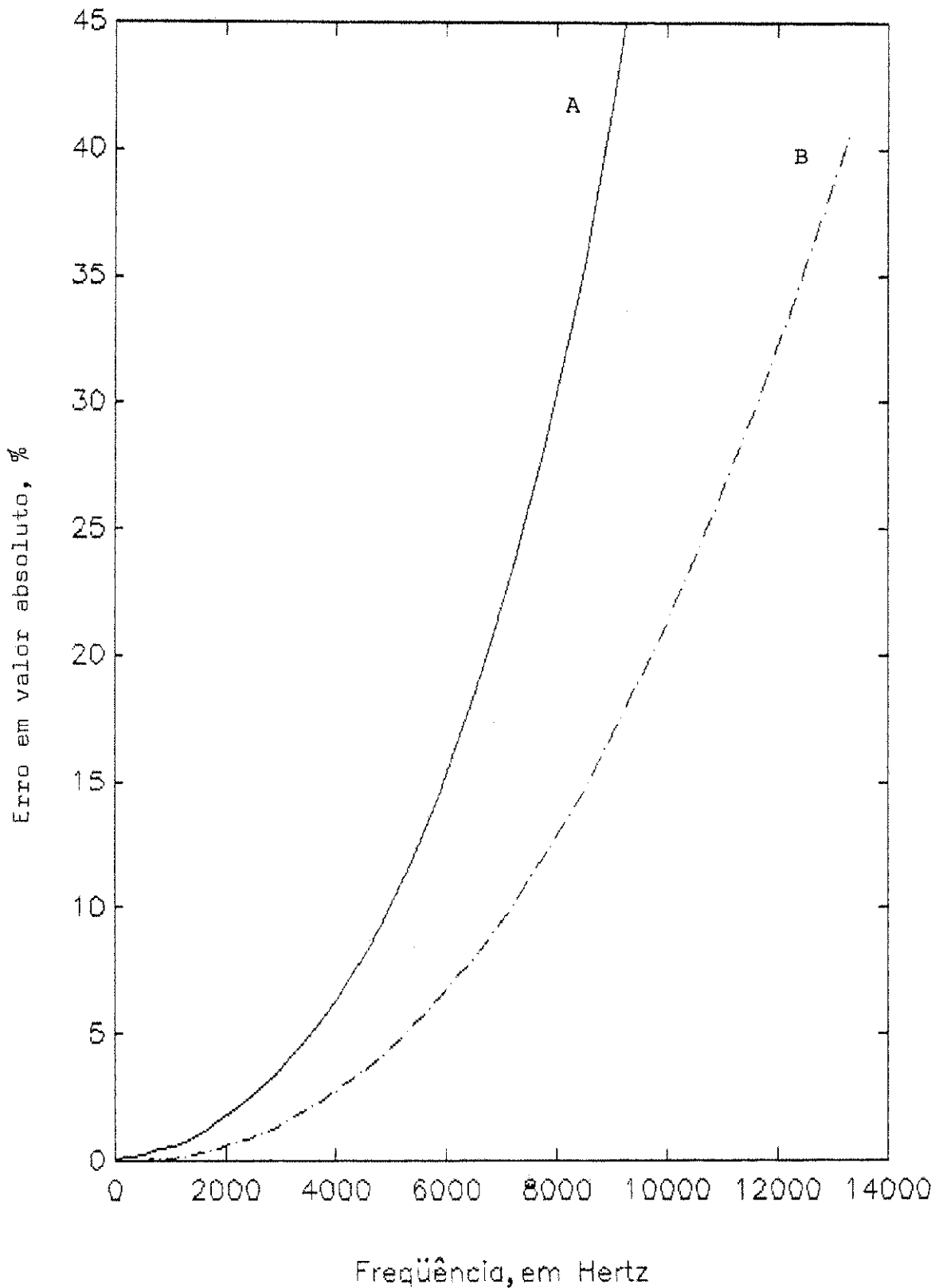


Fig. 2.17 - Erro percentual, em função da frequência, do módulo (curva A) e do ângulo de fase (curva B) da impedância de entrada do circuito modelo (Figura 2.14) em relação ao módulo e ao ângulo de fase, respectivamente, da impedância de entrada do circuito da Figura 2.13.b.

## CAPÍTULO 3

### MINIMIZAÇÃO DE EFEITOS PARASÍTICOS EM CIRCUITOS SIMULADORES DE INDUTÂNCIA

#### 3.1 - INTRODUÇÃO

O modelamento de circuitos simuladores de indutância a amplificador operacional, levando-se em conta as imperfeições deste, realizado no Capítulo 2, possibilita a visualização da forma como os elementos parasitas (ou espúrios) influem no desempenho de cada circuito simulador de indutância, permitindo que se faça uma otimização de projeto com o fim de minimizar os efeitos desses elementos, o que pode ser chamado de pré-distorção. Por exemplo, o modelo obtido para o primeiro circuito simulador (Figura 2.2) contém os elementos parasitas  $G_p$ ,  $C_p$  e  $L_p$ , que podem ser compensados (minimizados) a nível de projeto. Assim, o valor da condutância  $G_p$  pode ser minimizado, de acordo com as equações (2.11) e (2.13), por exemplo, fazendo-se a resistência  $R_1$  muito maior que as resistências  $R_0$ ,  $R_2$  e  $R_3$ , e aumentando-se a capacitância  $C$ , mantendo-se as considerações feitas em (2.3). A capacitância parasita,  $C_p$ , pode ser minimizada, de acordo com as equações (2.11) e (2.14), por exemplo, fazendo-se  $R_1$  muito maior que as resistências  $R_0$ ,  $R_2$ ,  $R_3$  e  $R_4$ , dentro das considerações (2.3). Por último, o efeito causado pela indutância parasita,  $L_p$ , pode ser compensado, com base na equação (2.17), considerando  $L_0 + L_p$  como sendo exatamente a indutância que se deseja projetar; em outras palavras, em vez de considerar  $L_0$  como a indutância nominal, considera-se  $L_0 + L_p$  como tal. De maneira

análoga, os elementos parasitas, presentes nos outros exemplos de circuitos simuladores, pesquisados aqui, podem ser minimizados.

Uma outra possibilidade de compensação de elementos espúrios é, de maneira geral, a inserção de um ou mais elementos ao circuito simulador, de tal forma que haja um cancelamento desses elementos.

Neste Capítulo, para cada um dos três circuitos simuladores de indutância, analisados e modelados no Capítulo 2, é desenvolvida uma técnica para a minimização (ou compensação) de elementos parasitas (ou espúrios), através da qual são inseridos ao circuito elementos de compensação. O desenvolvimento de cada técnica tem como princípio básico o cancelamento de parcelas do numerador e do denominador da expressão da imitância de entrada de cada circuito simulador, correspondentes a elementos espúrios, chamadas aqui de parcelas espúrias.

O cancelamento dessas parcelas é possível, por exemplo, inserindo-se ao circuito em análise um ou mais elementos, de tal maneira que estes correspondam a parcelas adicionais no numerador e no denominador da imitância, semelhantes às parcelas espúrias já presentes, porém de sinais opostos a estas. Em seguida, impõem-se igualdades entre as parcelas adicionais e correspondentes parcelas espúrias, que permitirão determinar as relações que os diversos elementos do circuito devem satisfazer para que haja o cancelamento dos elementos parasitas.

Nas seções que seguem, para cada circuito simulador, é tomado o seguinte procedimento geral, visando a compensação de

parasitas:

- 1) reapresentação do circuito equivalente, levando-se em conta as características não ideais dos amplificadores operacionais (Figura 2.1);
- 2) apresentação do diagrama de fluxo de sinal para o cálculo da imitância de entrada do circuito equivalente;
- 3) obtenção das expressões do numerador e do denominador da imitância de entrada do circuito equivalente pelas técnicas apresentadas em [15] e [16];
- 4) inserção de elementos com vistas à possibilidade de minimização (ou compensação) de parasitas;
- 5) obtenção das expressões do numerador e do denominador da imitância de entrada, após a inserção de elementos de compensação ao circuito, usando as técnicas citadas no item 3;
- 6) apresentação das condições necessárias para o cancelamento de parcelas espúrias do numerador e do denominador da imitância de entrada;
- 7) por fim, projeto e análise auxiliada por computador para investigação do efeito causado pela compensação de parasitas proposta.

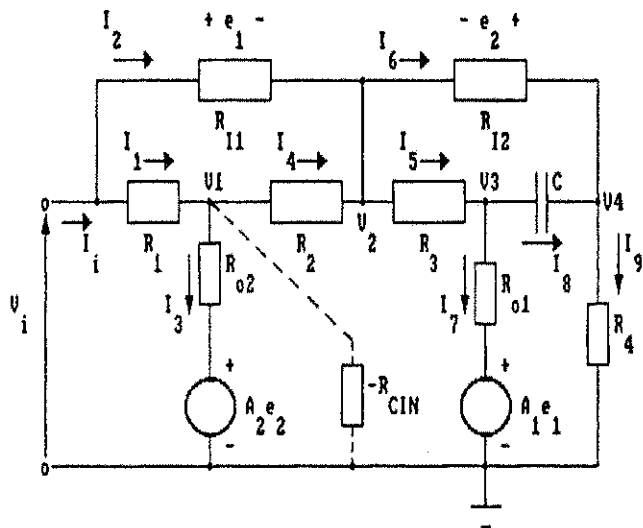


Fig. 3.1 - Circuito simulador de indutância equivalente, não ideal, de Antoniou

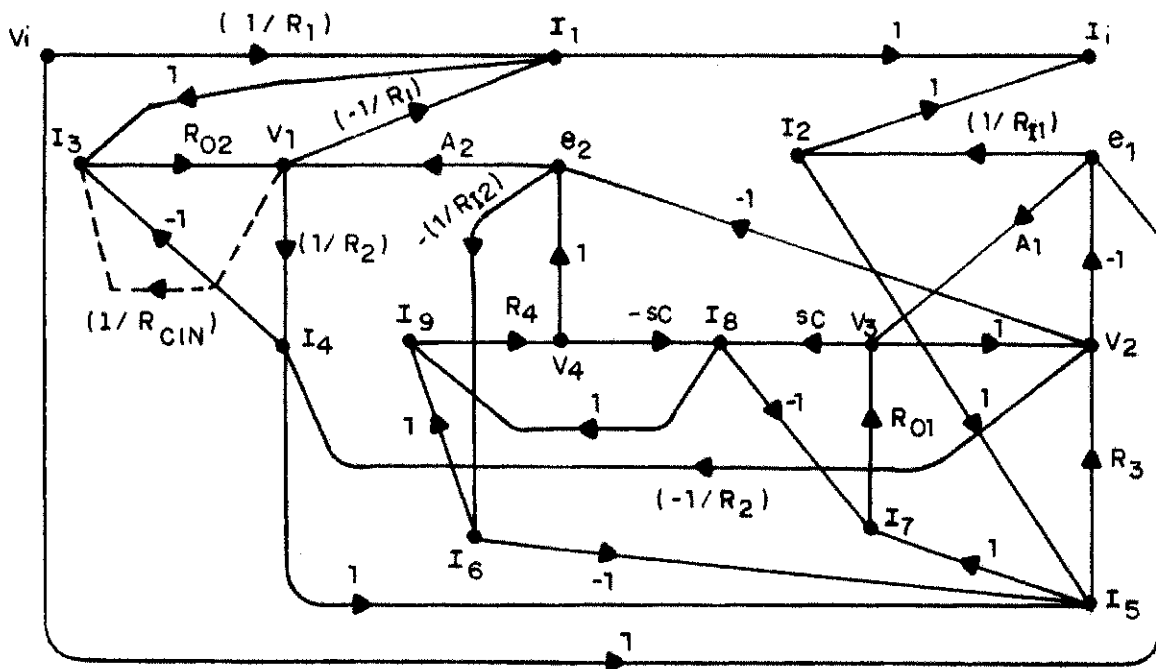


Fig. 3.2 - Diagrama de fluxo de sinal para o cálculo da admitância de entrada do circuito da Figura 3.1

Na consideração de amplificadores operacionais ideais, a admitância de entrada do presente circuito simulador (Figura 2.2) é dada por:

$$Y_1(s) = \frac{R_2}{sR_1R_3R_4C} \quad (3.3)$$

Por outro lado, a expressão (3.3) pode ser obtida das expressões (3.1) e (3.2), considerando-se  $A_1 \rightarrow \infty$  e  $A_2 \rightarrow \infty$ , isto é, amplificadores operacionais ideais. De fato, nessas condições:

$$Y_1(s) = \frac{A_1 A_2 \frac{1}{R_1}}{s A_1 A_2 \frac{R_3 R_4 C}{R_2}}$$

$$\implies Y_1(s) = \frac{R_2}{sR_1R_3R_4C}$$

Conclui-se, portanto, que as demais parcelas do membro direito de cada uma das expressões (3.1) e (3.2) correspondem a elementos espúrios, pelo fato de não entrarem para o cálculo da admitância de entrada do circuito simulador idealizado.

### 3.2.2 - Uma Solução Para Minimização de Efeitos Parasíticos

Uma solução para compensação de parcelas espúrias, presentes nas expressões (3.1) e (3.2), pode ser pesquisada a partir de uma inspeção do circuito da Figura 3.1 e do diagrama de

fluxo correspondente a esse circuito, (Figura 3.2), com base na regra de MASON [14]. Sabe-se que uma parcela genérica do numerador da fórmula de MASON é igual ao produto da transmitância do  $i$ -ésimo caminho direto pela unidade ou pelo produto das transmitâncias de um conjunto de  $n$  malhas que não se tocam mutuamente e que não tocam o  $i$ -ésimo caminho direto multiplicado ainda por  $(-1)^n$ ; uma parcela genérica do denominador é igual à unidade ou ao produto das transmitâncias de um conjunto de  $n$  malhas que não se tocam mutuamente, multiplicado por  $(-1)^n$ .

Assim, com o auxílio da regra de MASON, parcelas adicionais podem ser geradas no numerador e no denominador da admitância de entrada do circuito da Figura 3.1, objetivando-se uma compensação de parasitas.

As parcelas do numerador e do denominador (expressões 3.1 e 3.2, respectivamente), correspondentes a elementos espúrios, são das formas  $AK_1$  e  $sAK_2$ , onde  $A$  é o ganho de malha aberta ( $A_1$  ou  $A_2$ ) de um dos amplificadores operacionais, e  $K_1$  e  $K_2$  são constantes dependentes de componentes do circuito. Portanto, para o cancelamento dessas parcelas e conseqüente compensação de parasitas, devem-se inserir componentes ao circuito que redundem no surgimento de parcelas nas expressões 3.1 e 3.2, das formas  $-AK_3$  e  $-sAK_4$ , onde  $A$  é  $A_1$  ou  $A_2$ , e  $K_3$  e  $K_4$  são constantes. Uma possibilidade de se conseguir este objetivo é fazendo aparecer no diagrama de fluxo da Figura 3.2 uma malha de transmitância da forma  $K_5$  (uma constante) que não toque o caminho

direto  $V_i$ ,  $I_1$ ,  $I_i$  e as malhas  $e_1$ ,  $V_3$ ,  $V_2$ ,  $e_1$  e  $V_4$ ,  $I_8$ ,  $I_9$ ,  $V_4$  (vide Figura 3.2).

Com o auxílio da Lei de Kirchhoff dos nós, observou-se que, ao se inserir um Conversor de Impedância Negativa ou CIN (Figura 3.3), particularmente usado como resistência negativa, entre um dos nós do circuito da Figura 3.1 e o seu terminal comum (terra), era gerada uma malha de transmitância  $K_5$  (uma constante).

Uma possibilidade de compensação com a inserção do CIN para simular uma resistência  $-R_{CIN}$  foi investigada para alguns dos nós do circuito, chegando-se à posição indicada pela linha pontilhada (Figura 3.1).

A inserção, portanto, de uma resistência,  $-R_{CIN}$ , na posição indicada na Figura 3.1, corresponde, no diagrama de fluxo da Figura 3.2, ao ramo adicional representado pela linha pontilhada de  $V_1$  para  $I_3$ , gerando, dessa forma, a malha de seqüência  $I_3$ ,  $V_1$ ,  $I_3$ , cuja transmitância é precedida por sinal positivo. Dessa forma, com as mesmas considerações feitas para a obtenção de (3.1) e (3.2), chega-se às seguintes expressões aproximadas para o numerador e para o denominador da admitância de entrada do circuito da Figura 3.1:

$$\begin{aligned}
 N_C = & A_1 A_2 \frac{1}{R_1} + A_1 \frac{1}{R_1} + A_2 \frac{R_3}{R_1 R_2} + A_2 \frac{R_{O1}}{R_1 R_2} + \\
 & (- A_1 \frac{R_{O2}}{R_1 R_{CIN}}) + s A_2 \frac{R_3 R_4 C}{R_1 R_2} + s A_2 \frac{R_{O1} R_3}{R_1 R_2} C + \\
 & + s A_1 \frac{R_4 C}{R_1} - s A_1 \frac{R_{O2} R_4 C}{R_{CIN}}
 \end{aligned} \tag{3.4}$$



$$\begin{aligned}
D_C = & sA_1A_2 \frac{R_3R_4C}{R_2} + A_1 + A_2 \frac{R_3}{R_2} + A_2 \frac{R_{O1}}{R_2} + A_1 \frac{R_{O2}}{R_2} + \\
& + A_1 \frac{R_{O2}}{R_1} - A_1 \frac{R_{O2}}{R_{CIN}} + sA_2 \frac{R_3R_4C}{R_2} + sA_2 \frac{R_{O1}R_3C}{R_2} \\
& + sA_1R_4C + sA_1 \frac{R_{O2}R_4C}{R_2} + sA_1 \frac{R_{O2}R_4C}{R_1} + \\
& + (-sA_1 \frac{R_{O2}R_4C}{R_{CIN}}) \tag{3.5}
\end{aligned}$$

onde:

$R_{CIN}$  é a resistência simulada pelo Conversor de Impedância Negativa;

$R_{O2} = R_O + R_{C2}$ , sendo  $R_{C2}$  uma resistência de compensação em série com a saída do operacional;

$N_C$  e  $D_C$  são o numerador e o denominador, respectivamente, da admitância de entrada do circuito equivalente (Figura 3.1), com elementos de compensação.

Considerando  $A_1 = A_2 = A$  nas equações (3.4) e (3.5), resultam:

$$\begin{aligned}
N_C = & A^2 \frac{1}{R_1} + A \left( \frac{1}{R_1} + \frac{R_3}{R_1R_2} + \frac{R_{O1}}{R_1R_2} - \frac{R_{O2}}{R_1R_{CIN}} \right) \\
& + sA \left( \frac{R_3R_4}{R_1R_2} + \frac{R_{O1}R_3}{R_1R_2} + \frac{R_4}{R_1} - \frac{R_{O2}R_4}{R_1R_{CIN}} \right) C \tag{3.6}
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
D_C = & sA^2 \frac{R_3 R_4 C}{R_2} + A \left( 1 + \frac{R_3}{R_2} + \frac{R_{O1}}{R_2} + \frac{R_{O2}}{R_2} + \frac{R_{O2}}{R_1} - \frac{R_{O2}}{R_{CIN}} \right) + \\
& + sA \left[ \frac{R_3 R_4}{R_2} + \frac{R_{O1} R_3}{R_2} + R_4 + \frac{R_{O2} R_4}{R_2} + \frac{R_{O2} R_4}{R_1} + \right. \\
& \left. \left( - \frac{R_{O2} R_4}{R_{CIN}} \right) \right] C \quad (3.7)
\end{aligned}$$

Para o cancelamento de parcelas correspondentes a elementos espúrios (em A e em sA) das expressões (3.6) e (3.7), desprezando-se  $R_{O1}$ , são impostas as seguintes igualdades:

$$1 + \frac{R_3}{R_2} = \frac{R_{O2}}{R_{CIN}} \quad (3.8)$$

$$\frac{R_3 R_4}{R_2} + R_4 = \frac{R_{O2} R_4}{R_{CIN}} \quad (3.9)$$

$$1 + \frac{R_3}{R_2} = \frac{R_{O2}}{R_{CIN}} \quad (3.10)$$

$$\frac{R_3 R_4}{R_2} + R_4 = \frac{R_{O2} R_4}{R_{CIN}} \quad (3.11)$$

Observa-se que as equações (3.8) a (3.11) são idênticas entre si.

Dessa forma, as equações (3.8) a (3.11) são reduzidas a

uma única equação, como segue:

$$1 + \frac{R_3}{R_2} = \frac{R_{O2}}{R_{CIN}}$$

Portanto, num projeto do circuito simulador de indutância da Figura 3.1, levando em conta a compensação desenvolvida aqui, devem ser impostas as seguintes igualdades:

$$1 + \frac{R_3}{R_2} = \frac{R_{O2}}{R_{CIN}} \quad (3.12)$$

$$L_O = \frac{R_1 R_3 R_4 C}{R_2} \quad (3.13)$$

### 3.2.3 - Projeto do Circuito Simulador de Indutância de Antoniou com Compensação de Parasitas.

#### — Dados do Projeto:

Características do amplificador operacional TL074CN (um quádruplo, da Texas Instruments)

- Resistência de entrada =  $R_I = 10^{12}$  ohms
- Resistência de saída =  $R_O = 160$  ohms
- Produto ganho-faixa de passagem =  $B = 3$  MHz
- Frequência de corte (malha aberta) =  $f_O = 20$  Hz

Indutância nominal:

$$L_O = 0,4 \text{ H}$$

Capacitância:

$$C = 0,1 \text{ } \mu\text{F}$$

— Cálculos:

Fazendo  $R_2 = R_3$ , para simplificar, resulta, de (3.13):

$$R_1 R_4 = 4 \times 10^6 \text{ ohms}^2$$

Para  $R_1 = 2$  quiloohms, tem-se  $R_4 = 2$  quiloohms.

De (3.12),

$$R_{CIN} = R_{O2}/2$$

Logo, para  $R_{O2} = 1.160$  ohms  $\implies R_{CIN} = 580$  ohms.

Adota-se  $R_2 = R_3 = 5,6$  quiloohms.

— Projeto da resistência negativa  $-R_{CIN}$

Na hipótese de amplificador operacional ideal, o CIN, para simular uma resistência (Figura 3.3), tem a seguinte impedância de entrada:

$$Z_i = -R_{CIN} \quad (3.14)$$

onde

$$R_{CIN} = \frac{R_1' R_L}{R_2'} \quad (3.15)$$

Para  $R_L = 2,2$  quiloohms e  $R_2' = 5,6$  quiloohms, vem  $R_1' = 1.476$  ohms.

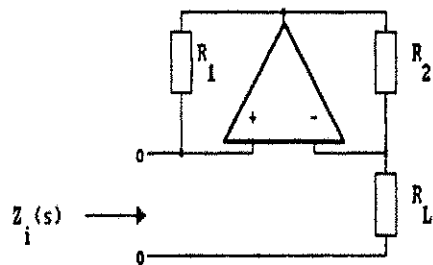


Fig. 3.3 - Conversor de impedância negativa (CIN), usado para simular uma resistência negativa.

Com a inserção da resistência -  $R_{CIN}$  no circuito simulador de indutância de Antoniou, obtém-se o circuito equivalente compensado, mostrado na Figura 3.4.

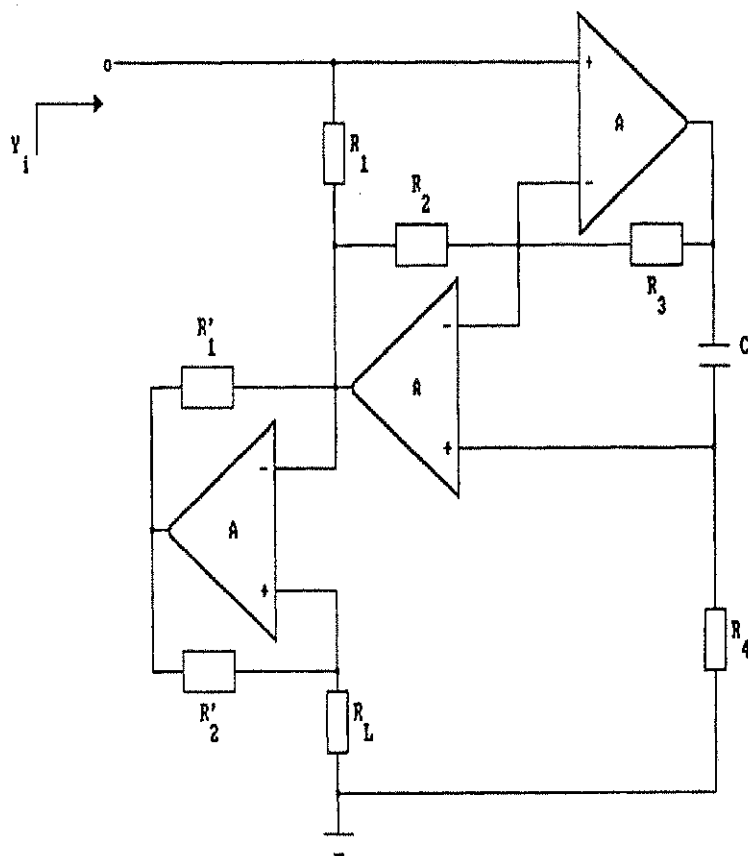


Fig. 3.4 - Circuito simulador de indutância de Antoniou, compensado.

Saliente-se que o conversor de impedância negativa (CIN) usado para compensação de parasitas no circuito da Figura 3.14 apresenta, ele próprio, elementos parasitas, em vista das limitações práticas do amplificador operacional usado para a sua implementação. Dessa forma, o CIN, terminado por uma resistência pura,  $R_L$ , simula uma impedância que depende da frequência e que só se aproxima do valor desejado de resistência ( $-R_{CIN}$ ) dentro de uma faixa de frequência limitada. A extensão desta faixa de frequência pode ser conseguida através de alguma técnica de compensação de parasitas.

Embora não se tenha feito um estudo matemático rigoroso dos efeitos dos elementos parasitas atuantes no CIN, analisou-se, neste trabalho, o comportamento da impedância simulada pelo CIN, em função frequência, através de simulação computacional. De fato, observou-se que um pequeno ajuste em torno do valor nominal de uma das resistências externas componentes do CIN implicava numa compensação dos elementos parasitas, estendendo a faixa de frequência de utilização do CIN. Na implementação prática do circuito da Figura 3.4, fez-se a compensação do CIN através de ajuste da resistência  $R_1$ .

#### **3.2.4 - Resposta em Frequência, Obtida por Simulação Computacional**

Foi usado o PSPICE (vide Apêndice B) para simular o circuito da Figura 3.4, sem compensação (chave S aberta) e, posteriormente, com compensação (chave S fechada), com o fim de

se observar a resposta em frequência desse circuito, em termos da sua impedância de entrada.

Os resultados obtidos estão plotados nos gráficos das Figuras 3.5 e 3.6.

Avaliando o efeito da compensação aplicada ao circuito simulador (Figura 3.4), através dos resultados mostrados nas Figuras 3.5 e 3.6, percebe-se que as curvas correspondentes ao circuito compensado se aproximam das respectivas curvas do circuito idealizado, indicando nitidamente uma expansão da faixa de frequência útil.

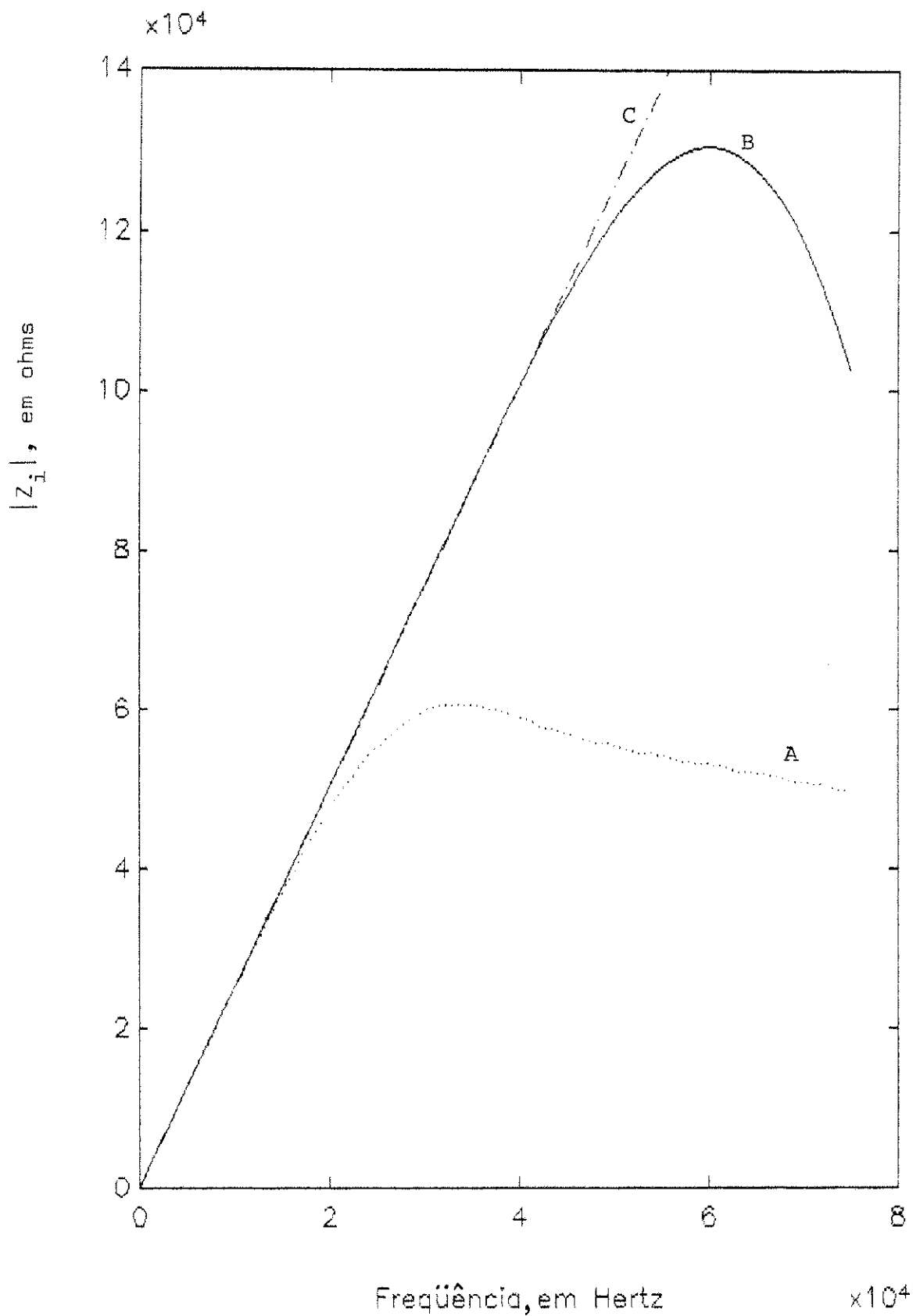


Fig. 3.5 - Módulo da impedância de entrada, em função da frequência, dos circuitos não-compensado (curva A), compensado (curva B) e ideal (curva C).



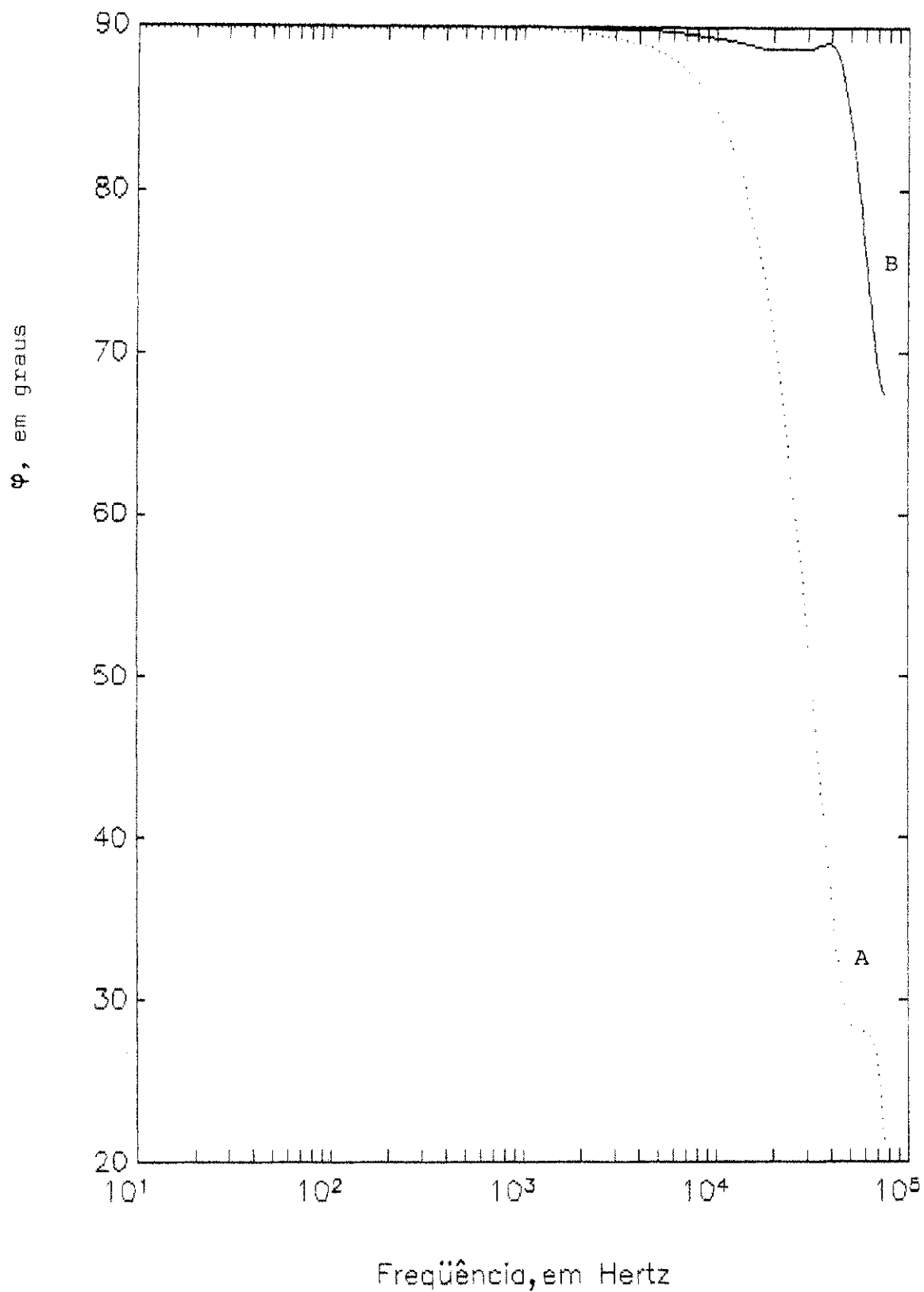


Fig. 3.6 - Ângulo de fase da impedância de entrada, em função da frequência, dos circuitos não-compensado (curva A), compensado (curva B) e ideal (90 graus).

### 3.3 - CIRCUITO SIMULADOR DE INDUTÂNCIA DE RAO E VENKATESWARAN

#### 3.3.1 - Análise do Circuito Equivalente Sem Compensação

Considere-se o circuito simulador de indutância de Rao e Venkateswaran (Figura 2.8), redesenhado na Figura 3.6, onde estão atribuídas correntes e tensões. O diagrama de fluxo de sinal, para o cálculo de sua impedância de entrada, está mostrado na Figura 3.7.

Obtém-se, para o diagrama de fluxo da Figura 3.7, as seguintes expressões aproximadas do numerador e do denominador da impedância de entrada do circuito da Figura 3.6:

$$\begin{aligned} N = & A_1 A_2 R_2 + s A_1 A_2 R_1 R_2 C + A_1 R_2 + A_2 R_2 + A_1 R_{O2} + \\ & + s A_2 R_1 R_2 C + s A_2 R_{O1} R_2 C + s A_1 R_1 R_2 C + \\ & + s A_1 R_{O2} R_1 C \end{aligned} \quad (3.16)$$

$$D = A_1 A_2 + A_1 + A_2 + s A_2 R_1 C + s A_2 R_{O1} C + s A_1 R_1 C \quad (3.17)$$

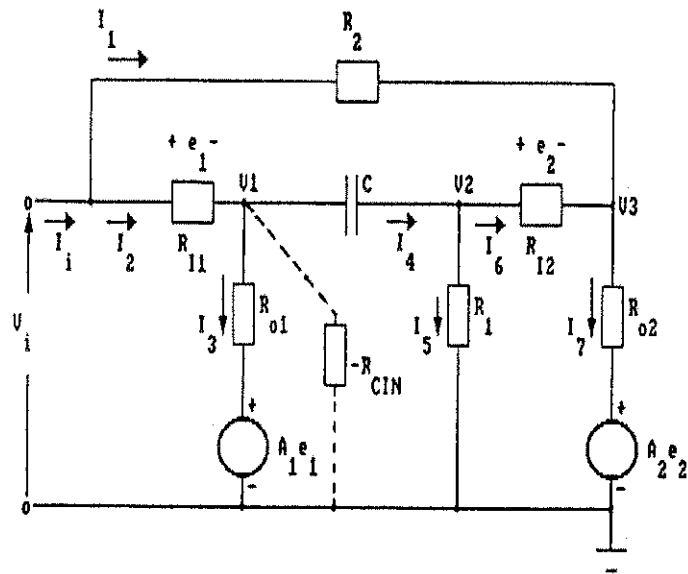


Fig. 3.7 - Circuito simulador de indutância de Rao e Venkateswaran.

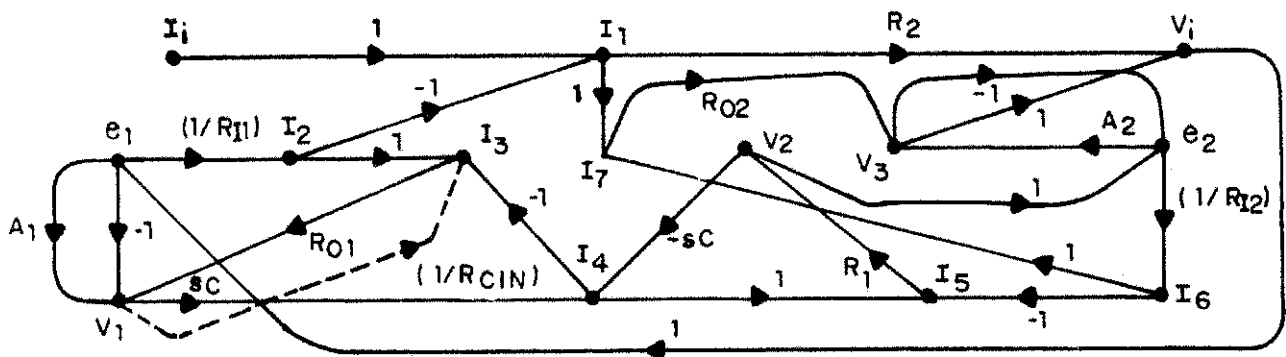


Fig. 3.8 - Diagrama de fluxo de sinal traçado para o cálculo da impedância de entrada do circuito da Figura 3.7.

Na hipótese de amplificadores operacionais ideais, sabe-se, da Seção 2.2.2, que a impedância de entrada do presente exemplo de circuito simulador (Figura 3.6) é dada por:

$$Z_i(s) = R_2 + sR_1R_2C \quad (3.18)$$

Observa-se, por outro lado, que a expressão (3.18) pode ser obtida, fazendo-se  $A_1 \rightarrow \infty$  e  $A_2 \rightarrow \infty$  nas expressões (3.16) e (3.17).

Conclui-se, dessa forma, que as demais parcelas do numerador e do denominador da impedância de entrada do circuito equivalente (expressões 3.16 e 3.17), por não entrarem no cálculo da impedância de entrada do presente circuito simulador idealizado, correspondem a elementos espúrios e são chamadas aqui de parcelas espúrias.

### 3.3.2 - Uma Solução Para Minimização de Elementos Espúrios

De maneira análoga à solução encontrada na Seção 3.2.2 para a minimização (compensação) de elementos parasitas (ou espúrios) do circuito simulador de indutância de Antoniou, obtêm-se as seguintes equações:

$$L_0 = R_1R_2C \quad (3.19)$$

$$2 = \frac{R_{O1}}{R_{C1N}} \quad (3.20)$$

onde  $R_{O1} = R_0 + R_{C1}$ , sendo  $R_{C1}$  uma resistência de compensação posta em série com a saída do amplificador operacional.

### 3.3.3 - Projeto do Circuito Simulador de Indutância de Rao e Venkateswaran com Compensação de Parasitas.

#### — Dados do Projeto:

Características do amplificador operacional TL074CN (um quádruplo, da Texas Instruments):

- Resistência de entrada =  $R_I = 10^{12}$  ohms
- Resistência de saída =  $R_O = 160$  ohms
- Produto ganho-faixa de passagem =  $B = 3$  MHz
- Freqüência de corte (malha aberta) =  $f_O = 20$  Hz

Indutância nominal:

$$L_O = 0,4 \text{ H}$$

Capacitância:

$$C = 0,1 \text{ } \mu\text{F}$$

#### — Cálculos:

Da equação (3.19), tem-se:

$$R_1 R_2 = 4 \times 10^{-6} \text{ ohms}^2$$

Adotando  $R_1 = 2$  quiloohms, tem-se  $R_2 = 2$  quiloohms.

Para  $R_{O1} = R_O = 1.160$  ohms, resulta, de (3.20), que:

$$R_{CIN} = 580 \text{ ohms}$$

$$R_{O2} = R_O = 160 \text{ ohms}$$

- Projeto da resistência  $-R_{CIN}$ :

Dado  $R_L = 2,2$  quiloohms e  $R_2' = 5,6$  quiloohms, resulta:

$$R_1' = 1.476 \text{ ohms}$$

Deve-se salientar que a resistência  $R_1'$  é variada em torno de 1.476 ohms, objetivando-se encontrar um valor ótimo para essa resistência.

O circuito simulador de indutância de compensado está ilustrado na Figura 3.9.

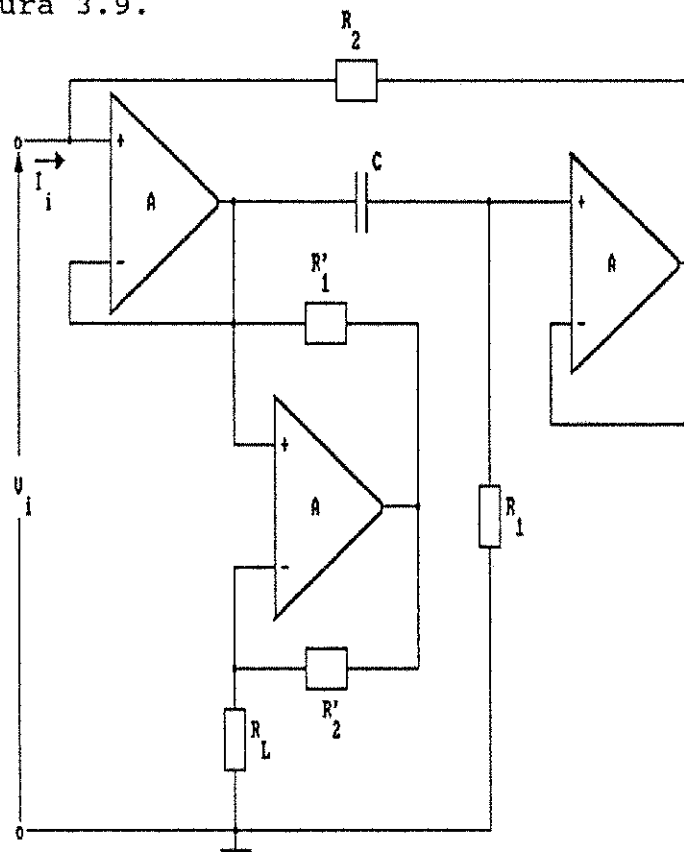


Fig. 3.9 - Circuito simulador de indutância de Rao e Venkateswaran, compensado.

### 3.3.4 - Variação da Impedância com a Freqüência, Obtida por Simulação Computacional

Os valores do módulo e do ângulo de fase da impedância de entrada do circuito compensado, do circuito não compensado e do circuito ideal estão plotados nas Figuras 3.10 (módulo) e 3.11 (ângulo de fase).

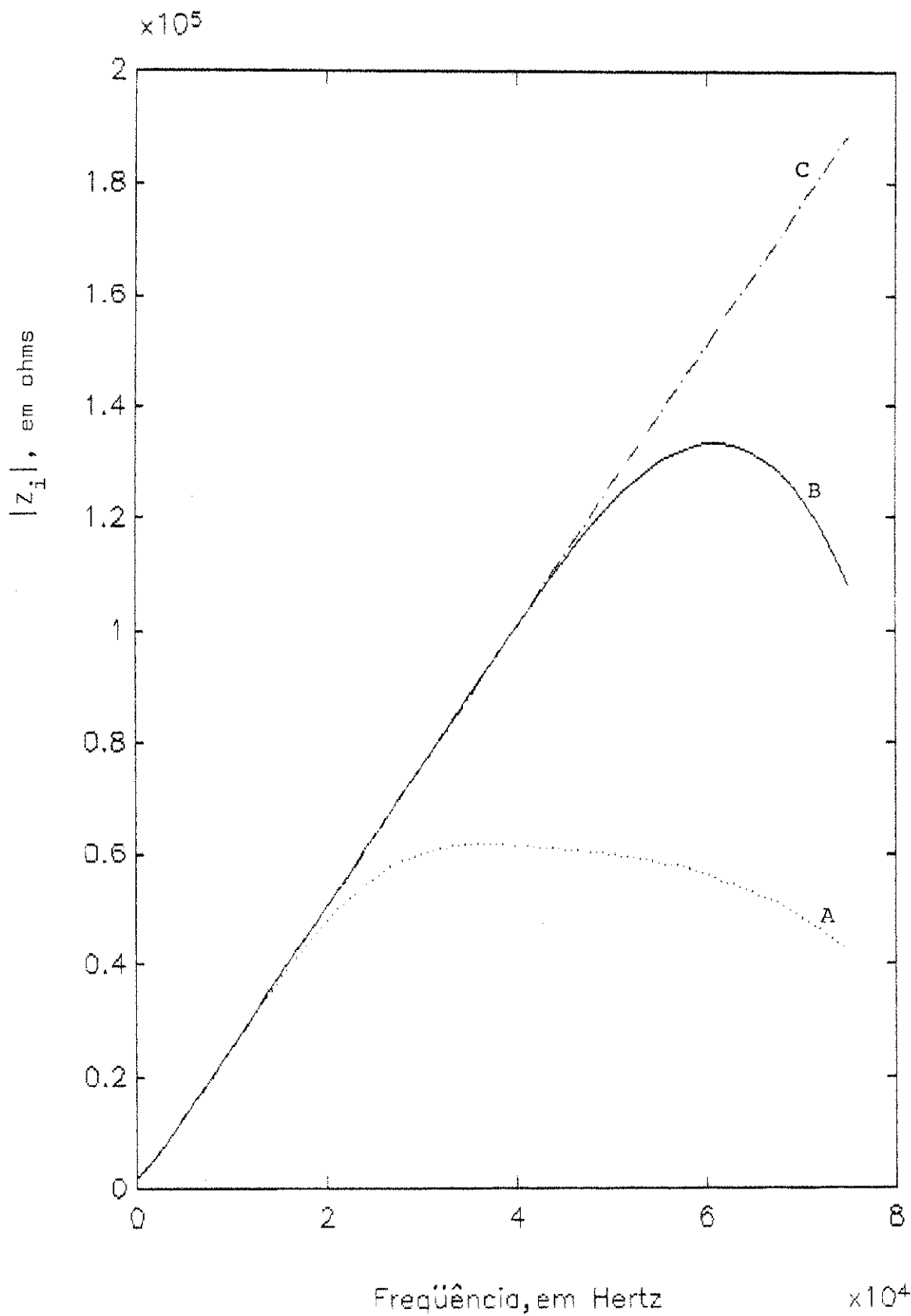


Fig. 3.10 - Módulo da impedância de entrada, em função da frequência, dos circuitos não compensado (curva A), compensado (curva B) e ideal (curva C), correspondente ao circuito da Figura 3.9

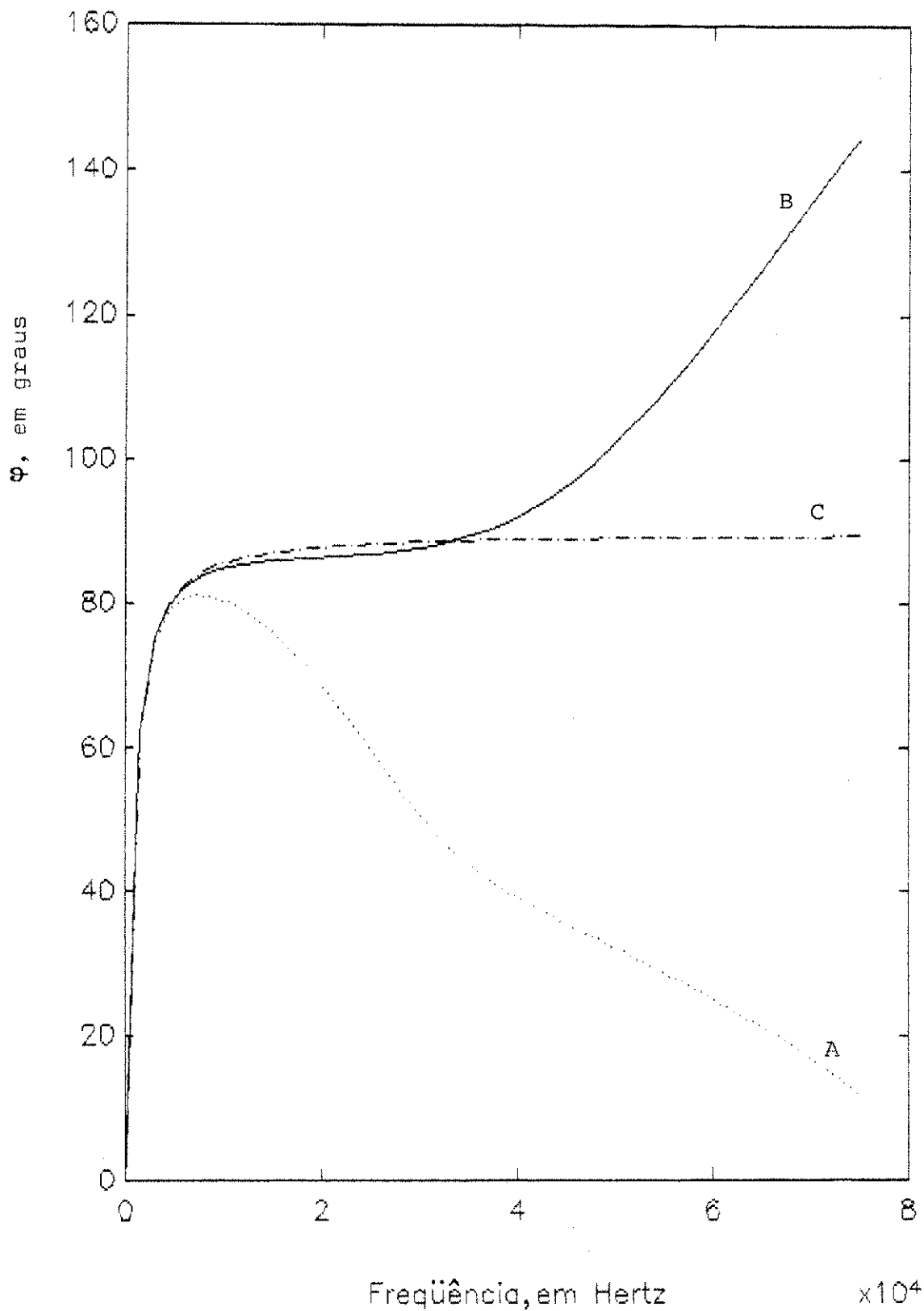


Fig. 3.11 - Ângulo de fase da impedância de entrada dos circuitos não-compensado (curva A), compensado (curva B) e ideal (curva C), correspondente ao circuito da Figura 3.9.



Avaliando o efeito causado pela compensação usada para esse circuito simulador (Figura 3.8), constata-se, através dos gráficos das Figuras 3.10 e 3.11, que há, de fato, uma expansão da faixa útil do circuito, ao ser compensado pela técnica aqui proposta.

### 3.4 - CIRCUITO SIMULADOR DE INDUTÂNCIA DERIVADO DO DE RIORDAN

#### 3.4.1 - Análise do Circuito Equivalente sem Compensação

Considere-se, agora, o circuito simulador de indutância derivado do de RIORDAN por ANTONIOU [17], não idealizado, redenhado na Figura 3.12, cujo diagrama de fluxo de sinal para o cálculo da sua admitância de entrada está mostrado na Figura 3.13.

As expressões aproximadas do numerador, N, e do denominador, D, da admitância de entrada desse circuito são, respectivamente:

$$\begin{aligned}
 N = & A_1 A_2 \frac{1}{R_1} + A_2 \frac{1}{R_1} + A_1 \frac{R_3}{R_1 R_2} + A_1 \frac{R_{O2}}{R_1 R_2} + \\
 & + s A_2 \frac{R_4}{R_1} C + s A_1 \frac{R_4}{R_1} C + s A_1 \frac{R_{O2}}{R_1} C + \\
 & + s A_1 \frac{R_3 R_4 C}{R_1 R_2} + s A_1 \frac{R_{O2} R_3}{R_1 R_2} C \quad (3.21)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 D = & s A_1 A_2 \frac{R_3 R_4 C}{R_2} + A_2 + A_2 \frac{R_{O1}}{R_1} + A_2 \frac{R_{O1}}{R_2} - s A_1 \frac{R_{O2} R_4}{R_2} C + \\
 & + s A_2 R_4 C + s A_2 \frac{R_{O1} R_4 C}{R_1} + s A_2 \frac{R_{O1} R_4 C}{R_2} C \quad (3.22)
 \end{aligned}$$

Para amplificadores operacionais ideais,

$$Y_i(s) = \frac{R_2}{sR_1R_3R_4C} \quad (3.23)$$

Percebe-se que, para  $A_1 \rightarrow \infty$  e  $A_2 \rightarrow \infty$ , a admitância de entrada  $Y_i(s) = N/D$  se resume à equação (3.23). As demais parcelas desprezadas do numerador, N, e do denominador, D, da admitância de entrada correspondem, portanto, a elementos espúrios.

#### 3.4.2 - Uma Solução Para Minimização de Efeitos Parasíticos

A solução encontrada aqui para compensação dos efeitos parasíticos do circuito da Figura 2.12 foi baseada nos mesmos procedimentos da Subseção 3.2.2, com a inserção da resistência  $-R_{CIN}$  na posição indicada por linha pontilhada nessa Figura, devendo-se satisfazer às seguintes equações de projeto:

$$2 + \frac{R_3}{R_2} = \frac{R'_{O1}}{R_{CIN}} \quad (3.24)$$

$$1 + \frac{R'_{O1}}{R_1} + \frac{R'_{O1}}{R_2} = \frac{R'_{O1}}{R_{CIN}} \quad (3.25)$$

$$L_o = \frac{R_1R_3R_4C}{R_2} \quad (3.26)$$

onde

$$R'_{O1} = R_{O1} + R_{C1} \quad (3.27)$$

sendo  $R_{C1}$  uma resistência de compensação.

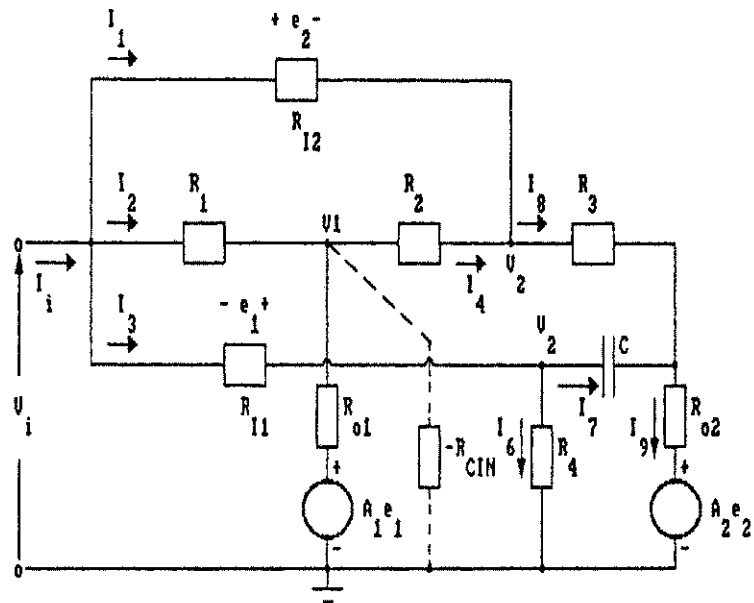


Fig. 3.12 - Circuito simulador de indutância derivado do de Riordan, equivalente não ideal.

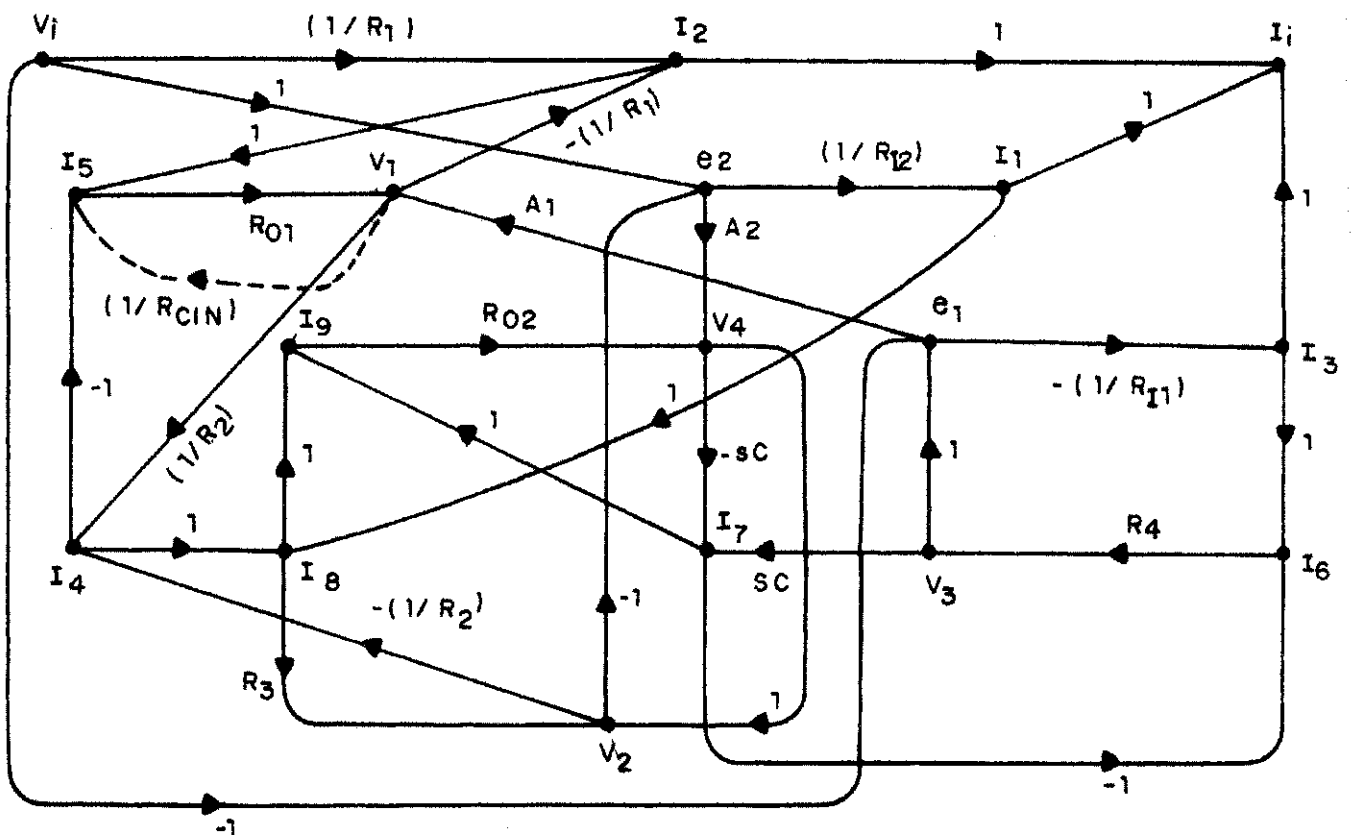


Fig. 3.13 - Diagrama de fluxo de sinal para o cálculo da admitância de entrada do circuito da Figura 3.8.

### 3.4.3 - Projeto do Circuito Simulador Derivado do de Riordan com Compensação de Parasitas.

#### — Dados do Projeto:

Características do amplificador operacional TL074CN (um quádruplo, da Texas Instruments):

- Resistência de entrada =  $R_I = 10^{12}$  ohms
- Resistência de saída =  $R_O = 160$  ohms
- Produto ganho-faixa de passagem =  $B = 3$  MHz
- Frequência de corte (malha aberta) =  $f_O = 20$  Hz

Indutância nominal:

$$L_O = 0,4 \text{ H}$$

Capacitância:

$$C = 0,1 \text{ } \mu\text{F}$$

#### — Cálculos:

Dados  $R_2 = R_3 = 1$  quiloohm e  $R_1 = 2$  quiloohms, resulta, de (3.24) e (3.26), que:

$$R_{O1}' = 1.333 \text{ ohms}$$

De (3.27), obtém-se:

$$R_{C1} = 1.173 \text{ ohms}$$

De (3.24), resulta:

$$R_{CIN} = 444 \text{ ohms}$$

**Projeto da resistência negativa  $-R_{CIN}$ :**

Conhecido  $R_{CIN} = 444$  ohms e adotando  $R'_2 = 5,6$  quiloohms e  $R_L = 2,2$  quiloohms, resulta, de (3.15), que:

$$R'_1 = 1.130 \text{ ohms}$$

O diagrama do circuito simulador de indutância compensado, em análise, é mostrado na Figura 3.14.

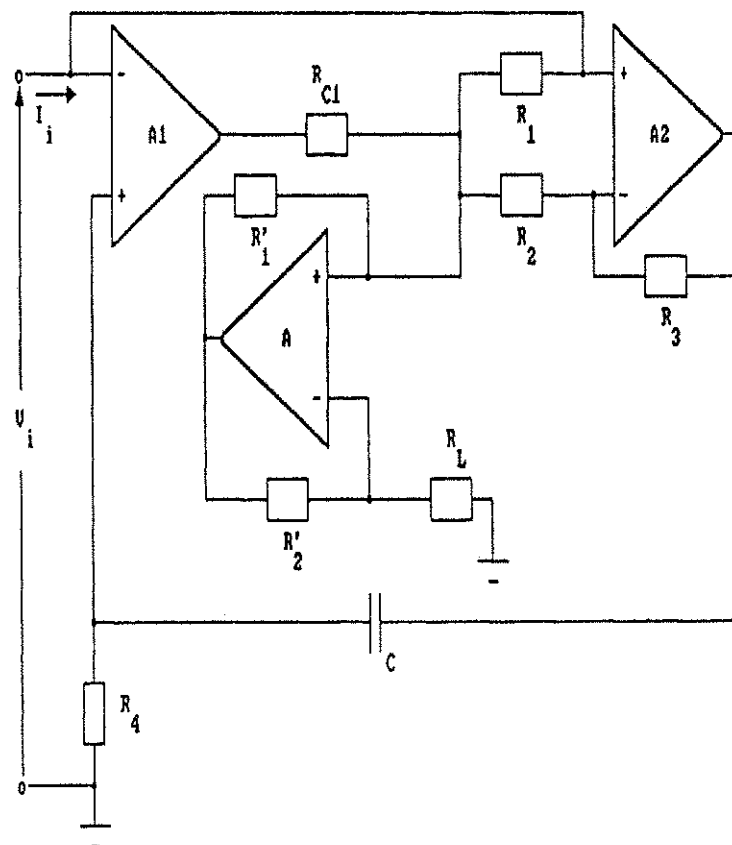


Fig. 3.14 - Circuito simulador de indutância derivado do de Riordan, compensado.

#### 3.4.4 - Resposta em Freqüência Obtida por Simulação Computacional

Na Figura 3.15, é mostrada a curva de variação do módulo da impedância de entrada, com a freqüência, para cada um dos circuitos não compensado, idealizado e compensado. Na Figura 3.16, é mostrada a variação do ângulo de fase, com a freqüência, da impedância de entrada desses circuitos.

Observe-se, através das curvas das Figuras 3.15 e 3.16, que o objetivo da compensação foi alcançado para o circuito simulador em estudo.

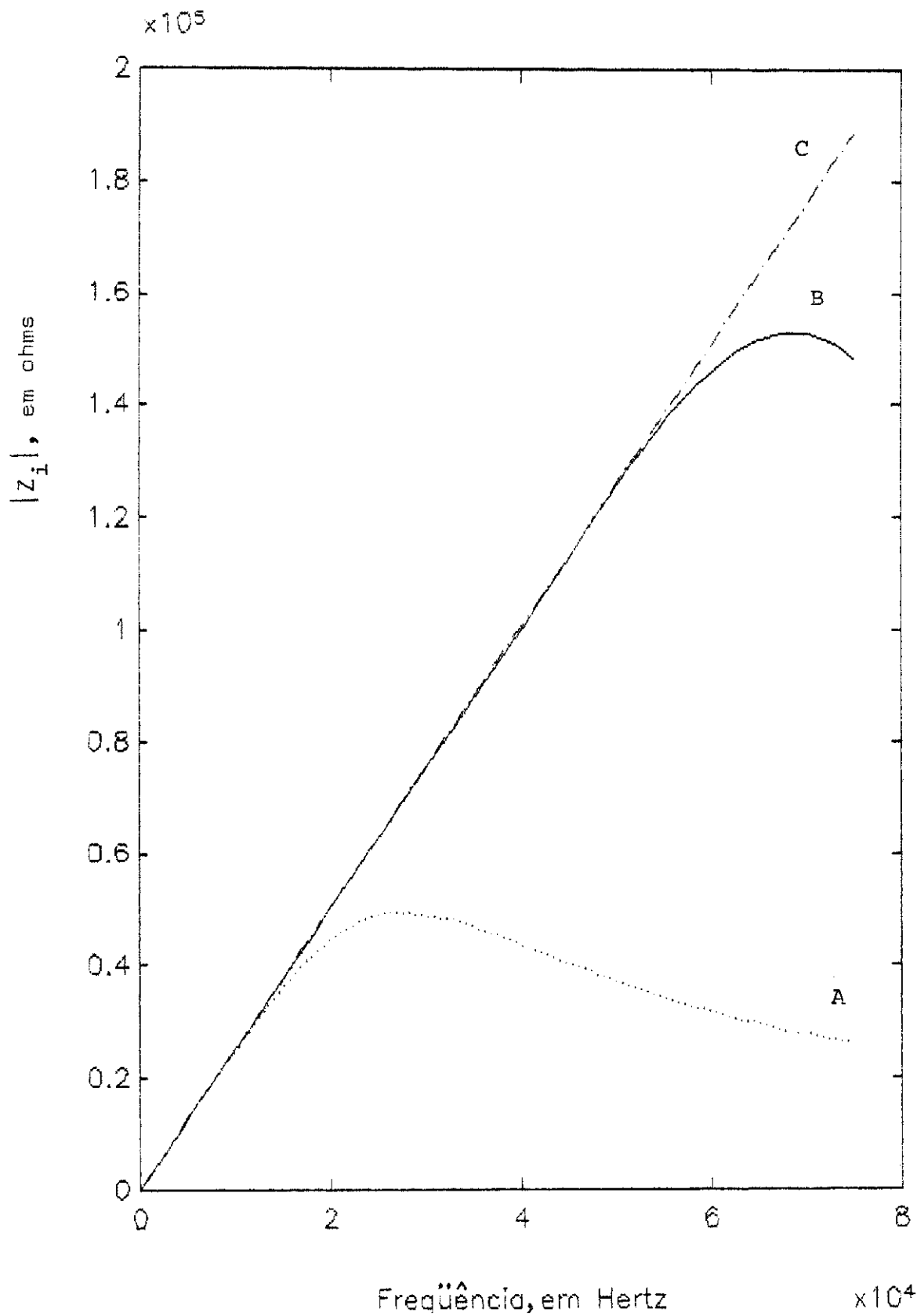


Fig. 3.15 - Módulo da impedância de entrada, em função da frequência, dos circuitos não compensado (curva A), compensado (curva B) e ideal (curva C), correspondente ao circuito da Figura 3.14.

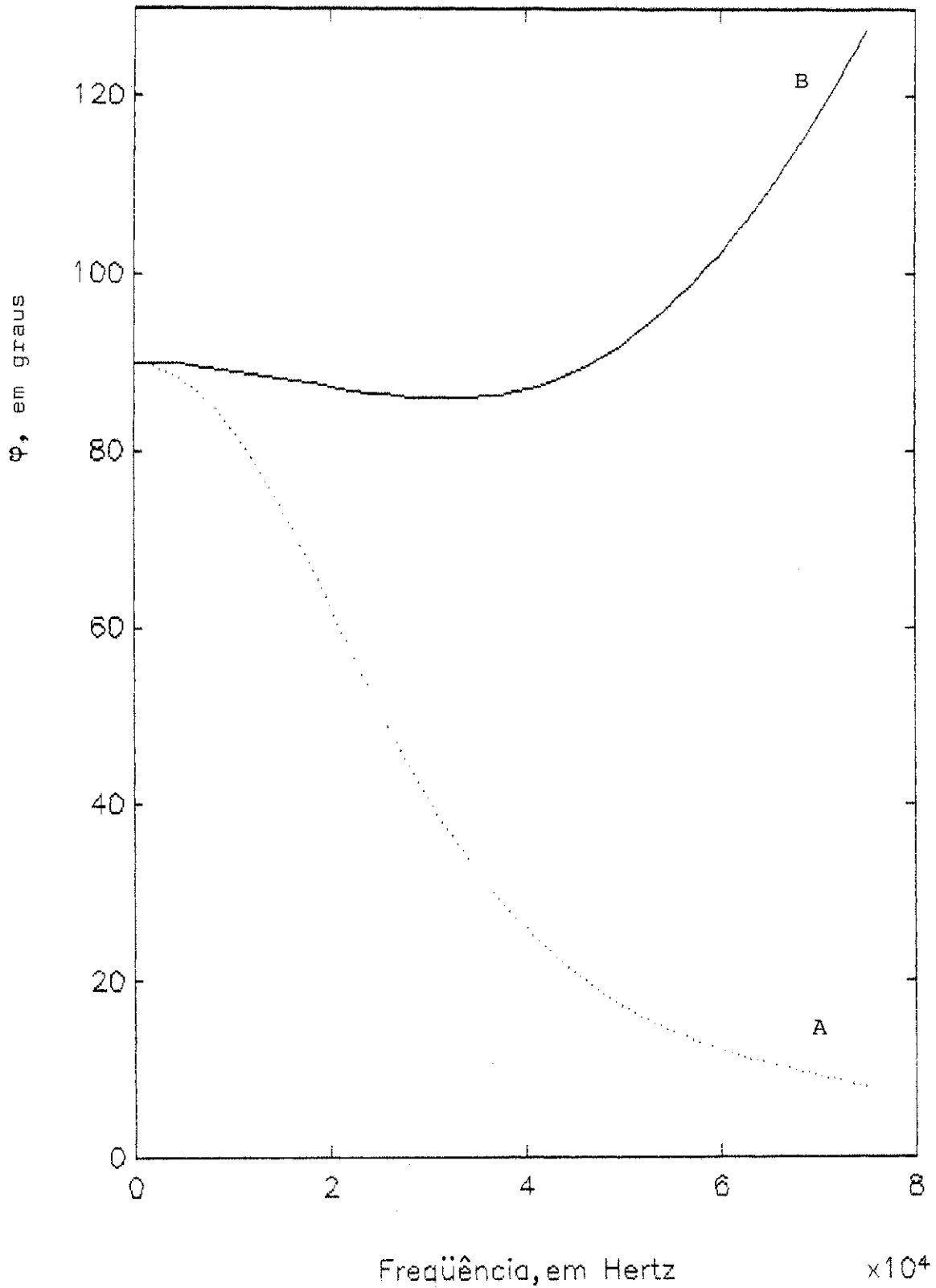


Fig. 3.16 - Ângulo de fase da impedância de entrada dos circuitos não-compensado (curva A), compensado (curva B) e ideal (90 graus), correspondente ao circuito da Figura 3.14.



## CAPÍTULO 4

### VERIFICAÇÃO EXPERIMENTAL DA TÉCNICA DE COMPENSAÇÃO

#### 4.1 - INTRODUÇÃO

No Capítulo 3, foi desenvolvida uma técnica de projeto de compensação de elementos parasitas para circuitos simuladores de indutância com amplificador operacional, que foi testada, para três diferentes circuitos, por simulação computacional.

Essa técnica foi testada também experimentalmente para um dos três circuitos investigados aqui, cujos resultados são, neste Capítulo, apresentados e comparados com resultados obtidos por simulação computacional. O circuito escolhido para esse teste foi o de Antoniou (Figura 3.4), mas um outro circuito, dos três pesquisados neste trabalho, poderia ter sido escolhido, em lugar deste, com o mesmo objetivo.

Para medir o módulo e o ângulo de fase da impedância de entrada desse circuito em função da frequência, foi usado um medidor de indutância, capacitância e impedância da Hewlett-Packard (4276A LCZ Meter), cuja faixa de frequências vai de 100 Hz a 20 kHz. Na montagem do circuito simulador de indutância, foram usados amplificadores operacionais de baixo custo, do tipo 741, que, pelas suas imperfeições, limitam a faixa de frequência útil do circuito simulador a um valor inferior ao da faixa de frequência do medidor disponível, permitindo, assim, uma melhor visualização dos efeitos da compensação no desempenho do circuito.

Um projeto desse circuito (Figura 3.4), levando em conta a equação de compensação 3.12, com vistas à verificação experimental da técnica de compensação desenvolvida, está resumido na Seção a seguir.

#### 4.2 - RESUMO DO PROJETO LEVANDO EM CONTA A COMPENSAÇÃO

O capacitor e os resistores usados na montagem do circuito simulador de indutância foram medidos previamente. Para se conseguir uma melhor coerência entre os resultados teóricos e os experimentais, os valores medidos desses componentes, e não seus valores nominais, foram utilizados na simulação.

Os valores nominais do capacitor e dos resistores e seus respectivos valores medidos estão resumidos a seguir:

##### Valores nominais:

$$R_1 = 2 \text{ quiloohms}$$

$$R_2 = R_3 = 5,6 \text{ quiloohms}$$

$$R_4 = 2 \text{ quiloohms}$$

$$C = 100 \text{ nF}$$

$$R'_{O2} = 295 \text{ ohms}$$

$$R_{CIN} = 147 \text{ ohms}$$

$$R'_2 = 5,6 \text{ quiloohms}$$

$$R_L = 2,2 \text{ quiloohms}$$

Amplificadores operacionais:

CA741CE e CA747CE

Características:

$B = 1,2 \text{ MHz}$ ,  $R_O = 75 \text{ ohms}$  e  $R_I = 2 \text{ megohms}$

Valores medidos:

$R_1 = 1993 \text{ ohms}$

$R_2 = 5680 \text{ ohms}$

$R_3 = 5610 \text{ ohms}$

$R_4 = 2013 \text{ ohms}$

$C = 101,51 \text{ nF}$

$R'_{O2} = 294 \text{ ohms}$

$R'_1 = 413,02 \text{ ohms}$

$R'_2 = 5,6 \text{ quiloohms}$

$R_L = 2193 \text{ ohms}$

**4.3 - RESULTADOS EXPERIMENTAIS COMPARADOS AOS RESULTADOS TEÓRICOS**

Os valores obtidos experimentalmente das impedâncias de entrada dos circuitos compensado e não compensado (Figura 3.4), em função da frequência, estão plotados, em módulo, na Figura 4.1, e em ângulo de fase, na Figura 4.2. Observa-se, através dessas Figuras, que a curva B (circuito compensado) se aproxima

da curva correspondente ao caso ideal (curva C, na Figura 4.1; 90 graus, na Figura 4.2), o que demonstra a eficácia da técnica de compensação aqui proposta.

Para confrontar os resultados experimentais com os resultados obtidos por simulação computacional, são mostrados, nas Figuras 4.3 e 4.4, o módulo e o ângulo de fase, respectivamente, da impedância de entrada teórica, em função da frequência, dos circuitos não compensado, compensado e idealizado.

Observando-se esses resultados, constata-se uma divergência entre as curvas correspondentes aos resultados experimentais e aquelas correspondentes aos resultados obtidos por simulação, o que é compreensível, pois considerações de projeto, como  $|A| \gg 1$  e  $|s| \gg \omega_0$ , feitas no desenvolvimento da compensação, influenciam nos resultados da simulação, embora de forma não acentuada.

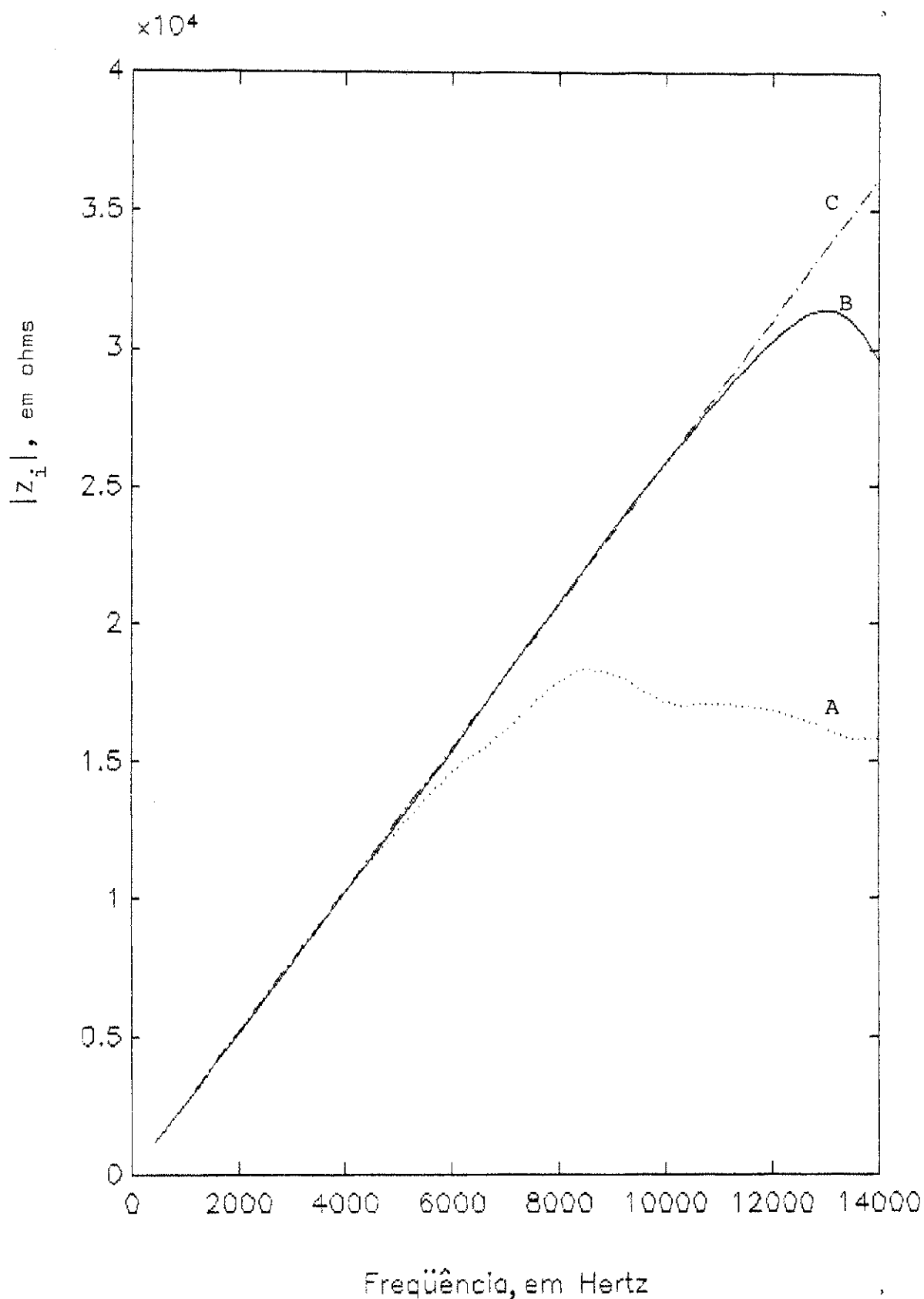


Fig. 4.1 - Módulo da impedância de entrada, em função da frequência, dos circuitos não-compensado (curva A), compensado (curva B) e ideal (curva C), correspondente ao circuito da Figura 3.4, obtido experimentalmente.

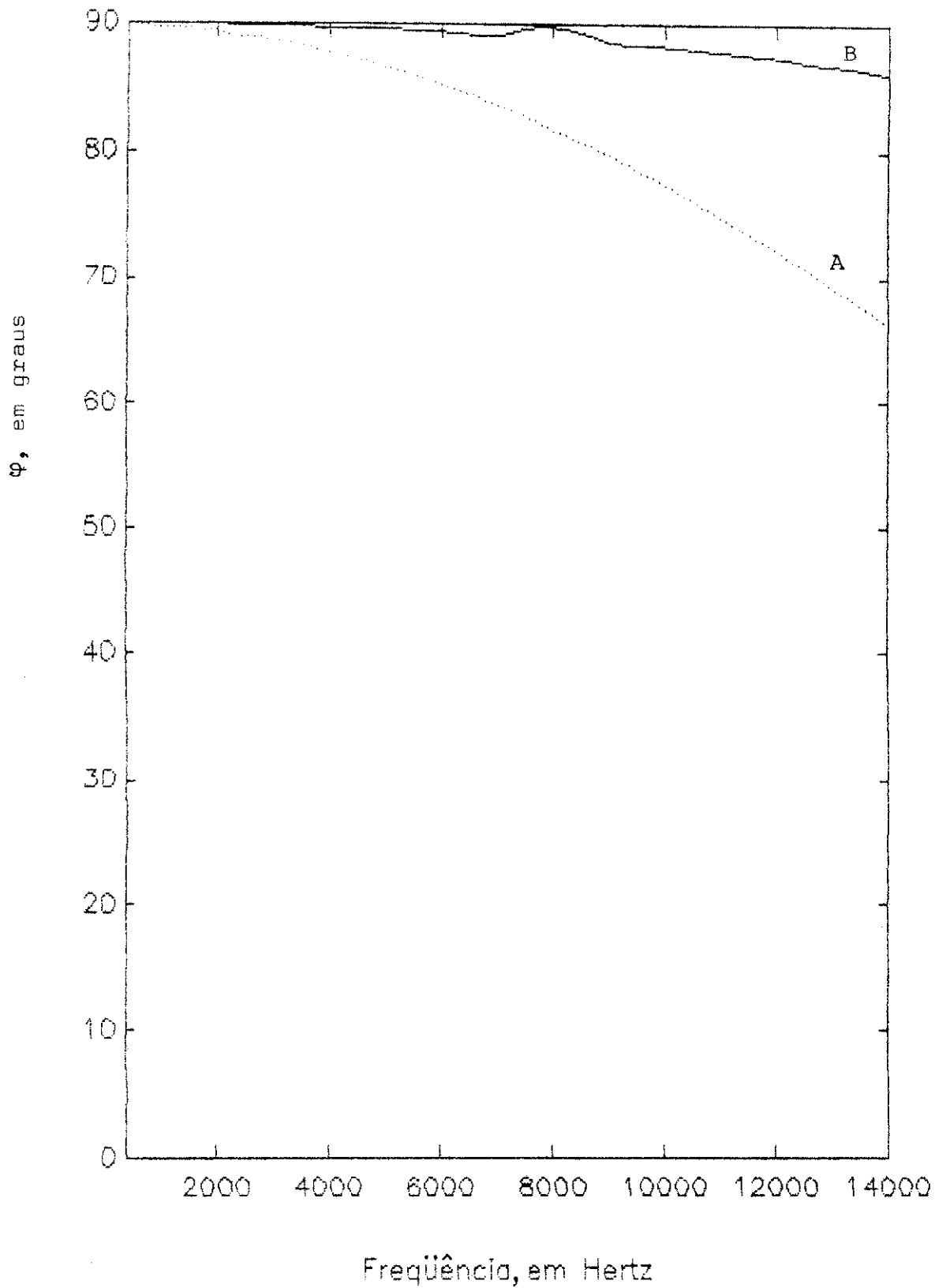


Fig. 4.2 - Ângulo de fase da impedância de entrada, em função da frequência, dos circuitos não-compensado (curva A), compensado (curva B) e ideal (90 graus), correspondente ao circuito da Figura 3.4, obtido experimentalmente.

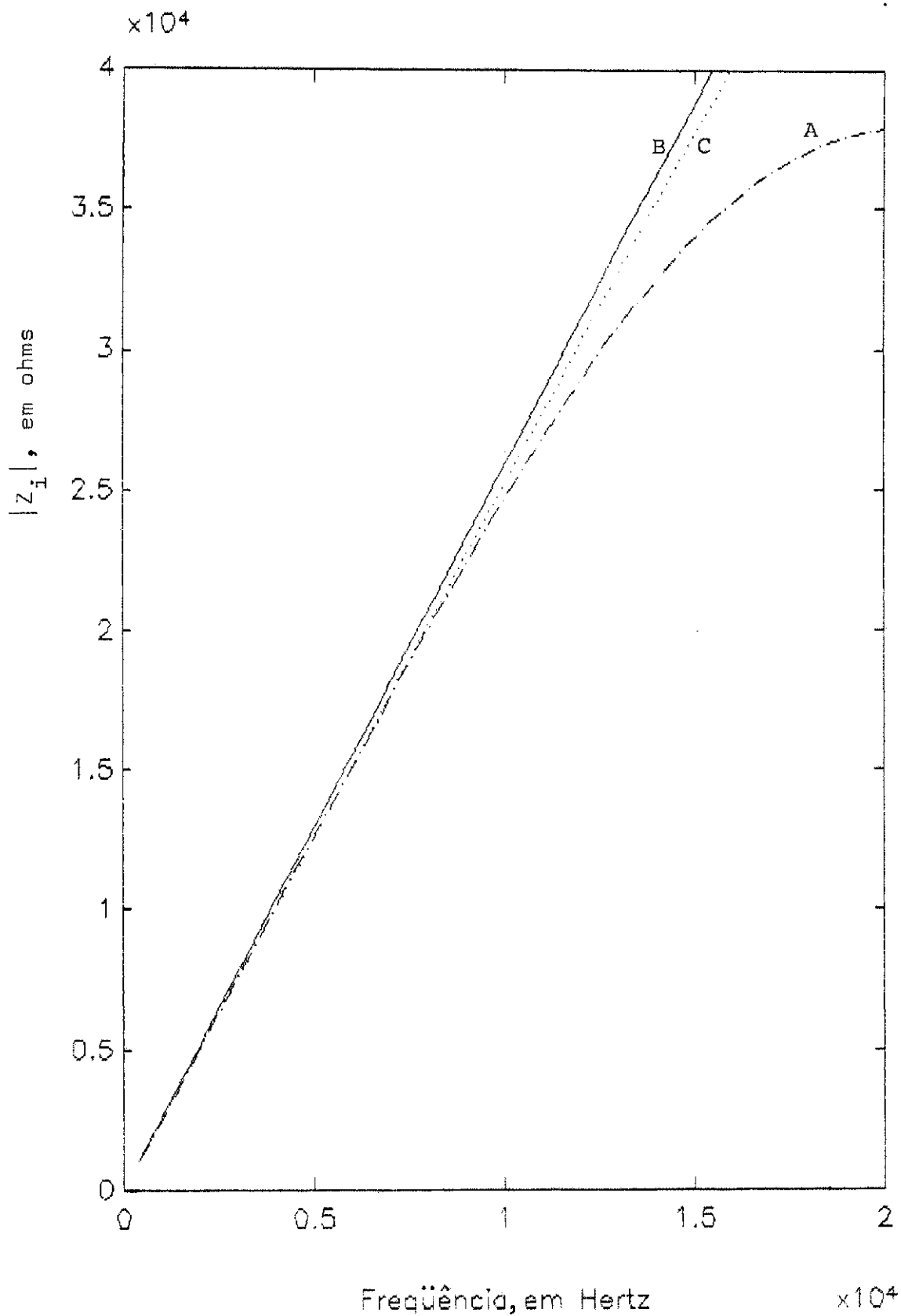


Fig. 4.3 - Módulo da impedância de entrada, em função da frequência, dos circuitos não compensado (curva A), compensado (curva B) e idealizado (curva C), correspondente ao circuito da Figura 3.4, obtido teoricamente.

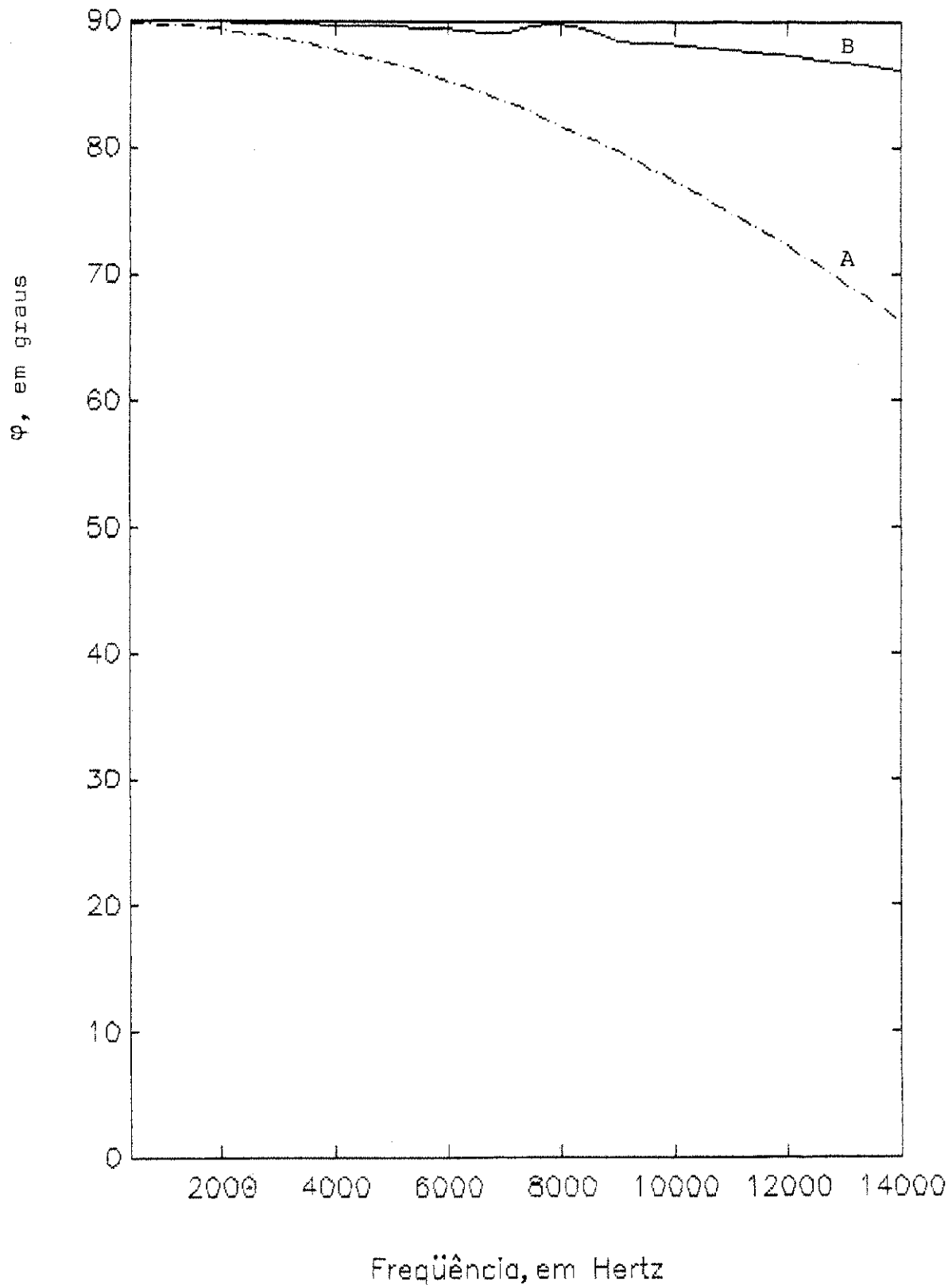


Fig. 4.4 - Ângulo de fase da impedância de entrada, em função da freqüência, dos circuitos não compensado (curva A), compensado (curva B) e idealizado (90 graus), correspondente ao circuito da Figura 3.4, obtido teoricamente.



## CAPÍTULO 5

### CONCLUSÕES

Neste trabalho, foi desenvolvida uma técnica geral para modelamento de circuitos simuladores de indutância, usando hipóteses plausíveis e, a partir dos modelos aproximados obtidos, foram visualizados elementos espúrios e avaliada a influência desses elementos no desempenho dos circuitos.

O modelamento dos circuitos simuladores de indutância foi realizado a partir do cálculo das expressões aproximadas das imitâncias de entrada desses circuitos, levando em conta as imperfeições do amplificador operacional.

A variação em frequência das impedâncias de entrada dos circuitos equivalentes reais e dos seus modelos correspondentes foi obtida por simulação computacional.

O erro acumulado, cometido na simplificação das expressões das imitâncias de entrada dos circuitos simuladores, foi avaliado.

Foi ainda proposto um procedimento de otimização de projeto, visando uma minimização dos elementos espúrios. Em seguida, foi desenvolvido um método sistemático para a inserção de elementos de compensação, abrangente para qualquer circuito simulador a amplificador operacional.

Por fim, foi verificado, por simulação computacional e experimentalmente, que a técnica de compensação desenvolvida estende a faixa de utilização dos circuitos simuladores de indutâncias.

## REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] R. A. da Silva, "Síntese de Filtros Elipticos Passa-baixas", Dissertação de Mestrado apresentada à Coordenação dos Cursos de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, UFPB, abril de 1984, p. 1.
- [2] Wai-Kai Chen, Passive and Active Filters, New York, Wiley Interscience, p. 194.
- [3] G. C. Temes & S. K. Mitra, Modern Filter Theory and Design, New York, Wiley Interscience, 1973, p. 333.
- [4] S. K. Mitra, Active Inductorless Filters, IEEE Press, New York, USA, 1971, p. 1.
- [5] L. T. Bruton, "Network Transfer Functions Using the Concept of Frequency-Dependent Negative Resistance", IEEE Trans. Circuit Theory, vol. CT-16, August, 1969, pp. 406-408; reprinted in Mitra [4], pp. 149-151.
- [6] A. Antoniou & K. S. Naidu, "A Compensation Technique for a Gyrator and Its Use in the Design of a Channel-Bank Filter", IEEE Trans. Circuits and Systems, Vol. CAS-22, no. 4, April 1975, pp. 316-323.
- [7] L. T. Bruton & A. B. Haase, "High-Frequency Limitations of RC-active Filters Containing Simulated-L and FDNR Elements", Circuit Theory and Applications, Vol. 2, 1974, pp. 187-194.

- [8] K. Soundararajan, "Non-Ideal Performance of Single-Amplifier Simulated Inductances", *Int. J. Electronics*, Vol. 42, no. 6, 1977, pp. 601-611.
- [9] P. S. R. Diniz & Luiz P. Calôba, "Active Compensation of Positive Feedback Amplifiers for Applications in Filters", *Int. J. Electronics*, Vol. 54, no. 5, pp. 695-699, 1983.
- [10] A. Antoniou, "Realization of Gytrators Using Operational Amplifiers, and Their Use in RC-Active Network Synthesis", *Proc. IEEE*, vol. 116, no. 11, November 1969, pp. 1838-1850.
- [11] D. F. Berndt and S. C. Dutta Roy, "Inductance Simulation Using a Single Unity-gain Amplifier", *IEEE J. Solid-State Circuits*, Vol. SC-4, pp. 161-162, June 1969.
- [12] A. J. Prescott, "Loss-Compensated Active Gytrator Using Differential Input Operational Amplifiers", *Electron. Lett.*, July 1966, pp. 283-284.
- [13] B. B. Bhattacharyya, S. K. Das & M. N. S. Swamy, "A Simple Inductance Simulation Scheme and its Application in Data Communications", *IEEE*, February 1977, pp. 267-270.
- [14] S. J. Mason, "Feedback Theory — Further Properties of Signal Flow Graphs", *Proc. IRE*, vol. 44, July 1956, pp. 920-926.

- [15] W. G. Pinheiro, "Método Sistemático de Análise de Diagramas de Fluxo de Sinal", Departamento de Engenharia Elétrica do Centro de Ciências e Tecnologia da UFPB, Campina Grande - PB, maio de 1986.
- [16] R. S. Tavares, "Sistema de Análise de Diagramas de Fluxo", Dissertação de Mestrado em andamento, Coordenação dos Cursos de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, UFPB, Campina Grande - PB, 1992.
- [17] A. Antoniou, "Stability Properties of Some Gyrator Circuits", Electronics Letters, Vol. 4, no. 23, November 1968, pp. 510-512.

## APÊNDICE A

### MÉTODOS DE SIMULAÇÃO DE INDUTÂNCIA

Existem dois métodos pelos quais é possível simular uma indutância, quais sejam:

- por girador ativo terminado capacitivamente;
- por conversor de impedância generalizado terminado resistivamente.

Esses métodos são descritos, a seguir, com base na teoria de quadripolos.

#### A.1 - Girador ativo terminado capacitivamente.

Considere-se o quadripolo da Figura A.1.

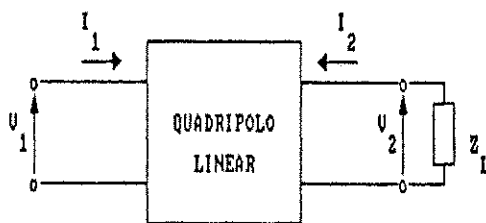


Fig. A.1 - Quadripolo terminado por uma impedância  $Z_L$ .

Descrevendo-se o quadripolo pelos parâmetros-admitância, segue que:

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

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

A tensão na carga,  $V_2$ , é:

$$V_2 = -Z_L I_2$$

Relacionando-se as três equações acima, obtém-se a admitância na porta de entrada, como sendo:

$$Y_{in} = Y_{11} - \frac{Y_{12} Y_{21} Z_L}{1 + Z_L Y_{22}}$$

Um girador ativo ideal é definido como um quadripolo para o qual

$$Y_{11} = 0$$

$$Y_{12} = g_a$$

$$Y_{21} = -g_b$$

$$Y_{22} = 0$$

onde  $g_a$  e  $g_b$  são números reais positivos e distintos ( $g_a \neq g_b$ ).

Decorre, daí, que:

$$Y_{in} = -Y_{12} Y_{21} Z_L$$

ou

$$Y_{in} = g_a g_b Z_L$$

Para  $Z_L = \frac{1}{sC}$ , resulta que:

$$Y_{in} = \frac{g_a g_b}{sC},$$

que representa a admitância de um indutor de valor  $L = C/(g_a g_b)$ .

### A.2 - Conversor de Impedância Generalizado Terminado Resistivamente

Descrevendo-se o quadripolo pelos parâmetros de transmissão A, B, C, D, segue que:

$$V_1 = AV_2 - BI_2$$

$$I_1 = CV_2 - DI_2$$

onde  $V_2 = -Z_L I_2$

Relacionando-se essas equações entre si, encontra-se a impedância na porta de entrada como sendo:

$$Z_i = \frac{V_1}{I_1} = \frac{AZ_L + B}{CZ_L + D}$$

Um conversor de impedância generalizado é definido como um quadripolo para o qual  $B = C = 0$ , de modo que:

$$Z_i = K(s)Z_L(s)$$

onde  $K = \frac{A(s)}{D(s)} = \text{fator de conversão.}$

Quando  $Z_i(s)$  é proporcional a  $-Z_L(s)$ , o quadripolo é denominado conversor de impedância negativa (CIN).

Quando  $Z_i(s)$  é proporcional a  $+Z_L(s)$ , o quadripolo é denominado conversor de impedância positiva (CIP).

Se  $K(s)$  é proporcional a  $s$  e  $Z_L = R_L$ , o quadripolo simula uma indutância.



## APÊNDICE B

### ADEQUAÇÃO DA ANÁLISE DESEJADA AO PSPICE

A resposta em frequência de circuitos equivalentes não ideais e dos modelos obtidos é observada, ao longo do trabalho, obtendo-se a impedância de entrada, em função da frequência, desses circuitos. Essa análise é feita por computador, usando o PSPICE. Considerando que esse simulador não fornece impedância, é feito o seguinte artifício, com vistas a se obter a impedância de entrada de um certo circuito: simula-se a aplicação de uma fonte independente de corrente ac, de magnitude unitária e ângulo da fase nulo, à entrada do circuito e observa-se a tensão de entrada para um certo intervalo de frequências.

A impedância de entrada,  $Z$ , é obtida, dividindo-se a tensão de entrada pela corrente de entrada:

$$Z = \frac{V}{I} = \frac{|V| \angle \varphi}{1 \angle 0^\circ}$$

$$Z = |V| \angle \varphi$$

Portanto, o módulo da impedância é  $|Z| = |V|$  e o ângulo de fase,  $\varphi$ .

No PSPICE, é adotado, para o amplificador operacional, um modelo de baixas frequências, cujo ganho diferencial é considerado fixo e igual ao ganho dc. Sabe-se, entretanto, que o referido ganho varia com a frequência.

Para amplificadores operacionais compensados (pólo dominante,  $w_0$ ), o ganho diferencial de malha aberta pode ser aproximado por:

$$A = \frac{A_0 w_0}{s + w_0}$$

Para  $|s| \gg w_0$ ,

$$A \approx \frac{A_0 w_0}{s}$$

onde  $A$  é o ganho diferencial de malha aberta;  $A_0$  é o ganho dc de malha aberta;  $w_0$  é a frequência de corte de malha aberta.

Então, para adequar ao PSPICE a análise de um circuito a amplificador operacional não idealizado, numa faixa ampla de frequências, calcula-se o módulo do ganho  $A$ , para cada valor de frequência, pela última expressão acima. Em seguida, simula-se o circuito para o valor de frequência desejado e de ganho calculado.

## APÊNDICE C

### ERRO PERCENTUAL DE IMPEDÂNCIA

Para se verificar o erro acumulado na simplificação das expressões exatas das impedâncias de entrada dos circuitos simuladores de indutância, pesquisados com vistas à obtenção dos modelos simplificados, utilizou-se o conceito de erro percentual de impedância, definido, para módulo e ângulo de fase, como:

$$|E_z| = \frac{||Z| - |Z_r||}{|Z_{ir}|} \times 100$$

$$|E_\varphi| = \frac{|\varphi - \varphi_r|}{|\varphi_r|} \times 100$$

onde:

$|Z|$  e  $\varphi$  são o módulo e ângulo de fase, respectivamente, da impedância de entrada de um circuito modelo, obtido para um circuito simulador de indutância;

$|Z_r|$  e  $\varphi_r$  são o módulo e o ângulo de fase, respectivamente, da impedância de entrada de um circuito simulador de indutância equivalente, não idealizado.

$|E_z|$  e  $|E_\varphi|$  são os valores absolutos de erro percentual do módulo e do ângulo de fase, respectivamente, da impedância de entrada de um circuito modelo em relação aos correspondentes módulo e ângulo de fase de um circuito equivalente, não idealizado.

APÊNDICE D

EXPRESSÕES EXATAS DO NUMERADOR E DO DENOMINADOR DA ADMITÂNCIA DE ENTRADA DO CIRCUITO SIMULADOR DE INDUTÂNCIA DE ANTONIOU (Fig.2.3)

$$\begin{aligned}
 N = & A_1 A_2 \frac{1}{R_1} + A_1 \frac{1}{R_1} + A_2 \frac{R_3}{R_1 R_2} + A_2 \frac{R_{O1}}{R_1 R_2} + s A_2 \frac{R_3 R_4}{R_1 R_2} C + \\
 & + s A_2 \frac{R_{O1} R_3}{R_1 R_2} C + s A_1 \frac{R_4}{R_1} C + \frac{1}{R_1} + \frac{R_{O2}}{R_1 R_2} + \frac{R_3}{R_1 R_{I1}} + \\
 & + \frac{R_{O1}}{R_1 R_{I1}} + \frac{R_4}{R_1 R_{I2}} + \frac{R_3}{R_1 R_{I2}} + s A_1 \frac{R_3 R_4}{R_1 R_{I2}} C + \frac{R_{O1}}{R_1 R_{I2}} + \\
 & + \frac{R_3}{R_1 R_2} + \frac{R_{O1}}{R_1 R_2} + s \frac{R_4}{R_1} C + s \frac{R_{O1}}{R_1} C + \frac{R_{O2} R_4}{R_1 R_2 R_{I2}} + \\
 & + \frac{R_{O2} R_3}{R_1 R_2 R_{I2}} + \frac{R_{O1} R_{O2}}{R_1 R_2 R_{I2}} + s \frac{R_{O2} R_4}{R_1 R_2} C + s \frac{R_{O1} R_{O2}}{R_1 R_2} C + \\
 & + \frac{R_3 R_4}{R_1 R_{I1} R_{I2}} + s \frac{R_3 R_4}{R_1 R_{I1}} C + s \frac{R_{O1} R_3}{R_1 R_{I1}} C + \frac{R_{O1} R_4}{R_1 R_{I1} R_{I2}} + \\
 & + s \frac{R_{O1} R_4}{R_1 R_{I1}} C + A_1 \frac{R_4}{R_1 R_{I2}} + \frac{R_3 R_4}{R_1 R_2 R_{I2}} + \frac{R_{O1} R_4}{R_1 R_2 R_{I2}} + s \frac{R_3 R_4}{R_1 R_{I2}} C +
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
& + s \frac{R_{01}R_3}{R_1R_{I2}} C + s \frac{R_3R_4}{R_1R_2} C + s \frac{R_{01}R_3}{R_1R_2} C + s \frac{R_{01}R_4}{R_1R_2} C + \\
& + s \frac{R_{02}R_3R_4}{R_1R_2R_{I2}} C + s \frac{R_{01}R_{02}R_3}{R_1R_2R_{I2}} C + s \frac{R_{01}R_3R_4}{R_1R_{I1}R_{I2}} C + \\
& + s \frac{R_{01}R_3R_4}{R_1R_2R_{I2}} C + \frac{1}{R_{I1}} + \frac{R_{02}}{R_1R_{I1}} + \frac{R_{02}}{R_{I1}R_2} + A_2 \frac{R_3}{R_{I1}R_2} + A_2 \frac{R_{01}}{R_{I1}R_2} + \\
& + \frac{R_4}{R_{I1}R_{I2}} + \frac{R_3}{R_{I1}R_{I2}} + \frac{R_{01}}{R_{I1}R_{I2}} + \frac{R_3}{R_{I1}R_2} + \frac{R_{01}}{R_{I1}R_2} + s \frac{R_4}{R_{I1}} C + \\
& + s \frac{R_{01}}{R_{I1}} C + \frac{R_{02}R_4}{R_1R_{I1}R_{I2}} + \frac{R_{02}R_3}{R_1R_{I1}R_{I2}} + \frac{R_{01}R_{02}}{R_1R_{I1}R_{I2}} + \\
& + s \frac{R_{02}R_4}{R_1R_{I1}} C + s \frac{R_{01}R_{02}}{R_1R_{I1}} C + \frac{R_{02}R_4}{R_2R_{I1}R_{I2}} + \frac{R_{02}R_3}{R_2R_{I1}R_{I2}} + \\
& + \frac{R_{01}R_{02}}{R_2R_{I1}R_{I2}} + s \frac{R_{02}R_4}{R_2R_{I1}} C + s \frac{R_{01}R_{02}}{R_2R_{I1}} C + sA_2 \frac{R_3R_4}{R_2R_{I1}} C + \\
& + sA_2 \frac{R_{01}R_3}{R_2R_{I1}} C + \frac{R_3R_4}{R_2R_{I1}R_{I2}} + \frac{R_{01}R_4}{R_2R_{I1}R_{I2}} + s \frac{R_3R_4}{R_{I1}R_{I2}} C + \\
& + s \frac{R_{01}R_3}{R_{I1}R_{I2}} C + s \frac{R_3R_4}{R_2R_{I1}} C + s \frac{R_{01}R_3}{R_2R_{I1}} C + s \frac{R_{01}R_4}{R_2R_{I1}} C +
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
& + s \frac{R_{O2}R_3R_4}{R_1R_{I1}R_{I2}} C + s \frac{R_{O1}R_{O2}R_3}{R_1R_{I1}R_{I2}} C + s \frac{R_{O2}R_3R_4}{R_2R_{I1}R_{I2}} C + \\
& + s \frac{R_{O1}R_{O2}R_3}{R_2R_{I1}R_{I2}} C + s \frac{R_{O1}R_3R_4}{R_2R_{I1}R_{I2}} C + A_2 \frac{R^3}{R_1R_{I1}} + sA_2 \frac{R_3R_4}{R_1R_{I1}} C + \\
& + sA_2 \frac{R_{O1}R_3}{R_1R_{I1}} C + A_2 \frac{R_{O1}}{R_1R_{I1}} \\
D = & sA_1A_2 \frac{R_3R_4}{R_2} C + A_1 + A_2 \frac{R_3}{R_2} + A_2 \frac{R_{O1}}{R_2} + A_1 \frac{R_{O2}}{R_2} + \\
& + A_1 \frac{R_{O2}}{R_1} + sA_2 \frac{R_3R_4}{R_2} C + sA_2 \frac{R_{O1}R_3}{R_2} C + sA_1R_4C + \\
& + sA_1 \frac{R_{O2}R_4}{R_2} C + sA_1 \frac{R_{O2}R_4}{R_1} C + 1 + \frac{R_{O2}}{R_1} + \frac{R_{O2}}{R_2} + \frac{R_3}{R_{I1}} + \\
& + \frac{R_{O1}}{R_{I1}} + \frac{R_4}{R_{I2}} + \frac{R_3}{R_{I2}} + sA_1 \frac{R_3R_4}{R_{I2}} C + \frac{R_{O1}}{R_{I2}} + \frac{R_3}{R_2} + \frac{R_{O1}}{R_2} + \\
& + sR_4C + sR_{O1}C + \frac{R_{O2}R_3}{R_1R_{I1}} + \frac{R_{O1}R_{O2}}{R_1R_{I1}} + \frac{R_{O2}R_4}{R_1R_{I2}} + \frac{R_{O2}R_3}{R_1R_{I2}} + \\
& + sA_1 \frac{R_{O2}R_3R_4}{R_1R_{I2}} C + \frac{R_{O1}R_{O2}}{R_1R_{I2}} + \frac{R_{O2}R_3}{R_1R_2} + \frac{R_{O1}R_{O2}}{R_1R_2} + s \frac{R_{O2}R_4}{R_1} C +
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
& + s \frac{R_{01}R_{02}}{R_1} C + \frac{R_{02}R_3}{R_2R_{I1}} + \frac{R_{01}R_{02}}{R_2R_{I1}} + \frac{R_{02}R_4}{R_2R_{I2}} + \frac{R_{02}R_3}{R_2R_{I2}} + \\
& + s A_1 \frac{R_{02}R_3R_4}{R_2R_{I2}} C + \frac{R_{01}R_{02}}{R_2R_{I2}} + s \frac{R_{02}R_4}{R_2} C + s \frac{R_{01}R_{02}}{R_2} C + \\
& + \frac{R_3R_4}{R_{I1}R_{I2}} + s \frac{R_3R_4}{R_{I1}} C + s \frac{R_{01}R_3}{R_{I1}} C + \frac{R_{01}R_4}{R_{I1}R_{I2}} C + s \frac{R_{01}R_4}{R_{I1}} C + \\
& + A_1 \frac{R_4}{R_{I2}} + \frac{R_3R_4}{R_2R_{I2}} + \frac{R_{01}R_4}{R_2R_{I2}} + s \frac{R_3R_4}{R_{I2}} C + s \frac{R_{01}R_3}{R_{I2}} C + \\
& + s \frac{R_3R_4}{R_2} C + s \frac{R_{01}R_3}{R_2} C + s \frac{R_{01}R_4}{R_2} C + \frac{R_{02}R_3R_4}{R_1R_{I1}R_{I2}} + \\
& + s \frac{R_{02}R_3R_4}{R_1R_{I1}} C + s \frac{R_{01}R_{02}R_3}{R_1R_{I1}} C + \frac{R_{01}R_{02}R_4}{R_1R_{I1}R_{I2}} + s \frac{R_{01}R_{02}R_4}{R_1R_{I1}} C + \\
& + A_1 \frac{R_{02}R_4}{R_1R_{I2}} C + \frac{R_{02}R_3R_4}{R_1R_2R_{I2}} + \frac{R_{01}R_{02}R_4}{R_1R_2R_{I2}} + s \frac{R_{02}R_3R_4}{R_1R_{I2}} C + \\
& + s \frac{R_{01}R_{02}R_3}{R_1R_{I2}} C + s \frac{R_{02}R_3R_4}{R_1R_2} C + s \frac{R_{01}R_{02}R_3}{R_1R_2} C + s \frac{R_{01}R_{02}R_4}{R_1R_2} C + \\
& + \frac{R_{02}R_3R_4}{R_2R_{I1}R_{I2}} + s \frac{R_{02}R_3R_4}{R_2R_{I1}} C + s \frac{R_{01}R_{02}R_3}{R_2R_{I1}} + \frac{R_{01}R_{02}R_4}{R_2R_{I1}R_{I2}} +
\end{aligned}$$

$$+ s \frac{R_{01}R_{02}R_4}{R_2R_{I1}} C + A_1 \frac{R_{02}R_4}{R_2R_{I2}} + s \frac{R_{02}R_3R_4}{R_2R_{I2}} C + s \frac{R_{01}R_{02}R_3}{R_2R_{I2}} C +$$

$$+ s \frac{R_{01}R_3R_4}{R_{I1}R_{I2}} C + s \frac{R_{01}R_3R_4}{R_2R_{I2}} C + s \frac{R_{01}R_{02}R_3R_4}{R_1R_{I1}R_{I2}} C +$$

$$+ s \frac{R_{01}R_{02}R_3R_4}{R_1R_2R_{I2}} C + s \frac{R_{01}R_{02}R_3R_4}{R_2R_{I1}R_{I2}} C$$