

VIVIANE C. S. DE ESPINDOLA MARTINS

**OTIMIZAÇÃO DOS PARÂMETROS DO
COMPENSADOR PID VISANDO A MÁXIMA
ATENUAÇÃO DO RUÍDO PSOFOMÉTRICO NOS
TERMINAIS DE SAÍDA DO CONVERSOR
FORWARD PWM**

FLORIANÓPOLIS

2000

UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM
ENGENHARIA ELÉTRICA

OTIMIZAÇÃO DOS PARÂMETROS DO
COMPENSADOR PID VISANDO A MÁXIMA
ATENUAÇÃO DO RUÍDO PSOFOMÉTRICO NOS
TERMINAIS DE SAÍDA DO CONVERSOR
FORWARD PWM

Dissertação submetida à
Universidade Federal de Santa Catarina
como parte dos requisitos para a
obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica

VIVIANE C. S. DE ESPINDOLA MARTINS

Florianópolis, outubro de 2000.

**OTIMIZAÇÃO DOS PARÂMETROS DO COMPENSADOR
PID VISANDO A MÁXIMA ATENUAÇÃO DO RUÍDO
PSOFOMÉTRICO NOS TERMINAIS DE SAÍDA DO
CONVERSOR FORWARD PWM**

VIVIANE C. S. DE ESPINDOLA MARTINS

‘Esta Dissertação foi julgada adequada para a obtenção do Título de Mestre .em Engenharia Elétrica, Área de Concentração em Eletrônica de Potência, e aprovada em sua forma final pelo programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa Catarina.’



Prof. Ivo Barbi, Dr.

Orientador



Prof. Aguinaldo Silveira e Silva, Ph.D.

f/

Coordenador do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

BANCA EXAMINADORA:

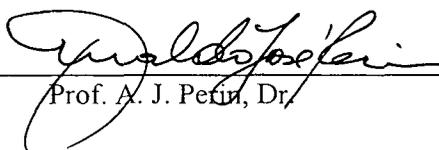


Prof. Ivo Barbi, Dr.

Presidente



Prof. A. F. de Souza, Dr.



Prof. A. J. Perin, Dr.

... O bem estar e a vantagem da sociedade não sendo realizáveis sem comunicação de pensamentos, foi necessário o homem desvendar certos sinais sensíveis externos, por meio dos quais estas idéias invisíveis, das quais seus pensamentos são formados, pudessem ser conhecidas dos outros...

John Locke

Ao Marcos,
À Isabela
e aos Meus Pais

AGRADECIMENTOS

Ao professor E. V. Kassick, pela orientação e oportunidade de realizar este trabalho.

Aos professores do INEP por suas valiosas contribuições na minha formação: Ivo Barbi, A. F. Souza, A. Perin, D. C. Martins, H. B. Mohr e J. C. Dos S. Fagundes.

Aos professores de outras áreas de concentração por suas orientações: M. J. Martinez - IMECC, Unicamp; C. C. Gonzaga - MTM, UFSC; E. de Pieri - LCMI, UFSC; R. Moraes - GPEB, UFSC e S. Nocetti F. - Linse, UFSC.

Aos amigos Anderson André e Eduardo Romanelli pelos imprescindíveis auxílios na bancada.

Aos orientados do professor C. C. Gonzaga, os doutorandos E. Karas e L. Matioli pelas imprescindíveis contribuições.

Ao Pacheco e Coelho pelas inestimáveis ajudas

Aos colegas e amigos da UFSC e ETFSC que durante o período de desenvolvimento deste trabalho, sempre ajudaram a transpor as dificuldades.

Ao Sr Toshiyuki Takada da Sanyo Components pelo envio dos capacitores.

A minha família pelo seu apoio incondicional, que sempre entendeu minha ausência.

Ao Marcos e a Isabela pelo apoio, compreensão e amor dedicados a mim.

SUMÁRIO

RESUMO	ix
ABSTRACT	x
NOTAÇÃO	xi
INTRODUÇÃO GERAL	1
CAPÍTULO 1 - ESTUDO DO CONVERSOR FORWARD	
1.1 - Introdução	3
1.2 - Etapas de Operação	4
1.3 - Características Externas	7
1.4 - Especificação dos componentes do circuito de potência	8
1.5 - Conclusão	10
CAPÍTULO 2 - MODELAGEM DO CONVERSOR FORWARD ATRAVÉS DO MODELO DA CHAVE PWM	
2.1 - Introdução	11
2.2 - A chave PWM	12
2.3 - Modelo de Pequenos sinais no Modo Contínuo e Descontínuo de Operação	14
2.4 - Determinação das Funções de Transferência do Conversor Forward no Modo Contínuo de Operação	16
2.5 - Expressões Numéricas das Funções de Transferência em Malha aberta em Diferentes Pontos de Operação	22
2.6 - Validação do Modelo	24
2.6.1 - Procedimento para Simulação	24
2.6.2 - Resultados Obtidos Via Simulação	26
2.6.3 - Comparação das Respostas em Frequência Obtidas Via Simulação e Via Modelo	26
2.7 - Conclusão	27
CAPÍTULO 3 - MODELAGEM DOS ELEMENTOS NÃO LINEARES DA MALHA DE CONTROLE	
3.1 - Introdução	28
3.2 - Modelagem do Isolador Ótico	28
3.3 - Modelagem do Comparador do Regulador PWM 3524	32
3.3.1 - Introdução	32
3.3.2 - Função Descritiva	33
3.3.3 - Determinação da Função Descritiva do Comparador	34
3.4 - Conclusão	40

CAPÍTULO 4 - PROJETO DA MALHA DE CONTROLE

4.1 - Introdução	41
4.2 - Diagrama de Blocos do sistema	42
4.3 - Escolha do Compensador	45
4.4 - Projeto do Compensador	46
4.4.1 - Compensador 1 - Compensador Espelhado	47
4.4.2 - Compensador 2 - Compensador Obtido Analisando-se a Influência Individual Dos Parâmetros do Compensador	50
4.4.3 - Compensador 3 - Compensador Otimizado	61
4.5 - Conclusão	70

CAPÍTULO 5 - CONVERSOR FORWARD OPERANDO COM ESTÁGIO PRÉ-REGULADOR

5.1 - Introdução	73
5.2 - Conversor Sepic	74
5.2.1 - Etapa de Operação	74
5.2.2 - Principais Formas de Onda do Conversor Sepic	75
5.5.3 - Controle por Corrente Média Instantânea de Entrada Utilizando o CI UC 3854	76
5.5.4 - Especificação dos Componentes do Circuito de Potência do Conversor Sepic	76
5.3 - Novo valor da FTMA do Conversor Forward Operando com Estágio Pré-regulador	77
5.4 - Simulação do Sistema em Malha Fechada	78
5.5 - Conclusão	80

CAPÍTULO 6 - RESULTADOS OBTIDOS VIA ENSAIO

6.1 - Introdução	81
6.2 - Ensaio em Malha Aberta do Conversor Forward	83
6.3 - Análise Harmônica em 120Hz da Tensão de Entrada e de saída do Conversor Forward	84
6.4 - Resposta Dinâmica da Tensão de Saída	88
6.5 - Regulação Estática da Tensão de Saída	89
6.6 - Rendimento	90
6.7 - Correção do fator de Potência e Taxa de Distorção Harmônica	91
6.8 - Conclusão	93

CONCLUSÃO GERAL 94**ANEXO A** 97**ANEXO B** 124**REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS** 126

Resumo da Dissertação apresentada à UFSC como parte dos requisitos necessários
para a obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica

OTIMIZAÇÃO DOS PARÂMETROS DO COMPENSADOR PID VISANDO A MÁXIMA ATENUAÇÃO DO RUÍDO PSOFOMÉTRICO NOS TERMINAIS DE SAÍDA DO CONVERSOR FORWARD PWM

Viviane C. S. de Espindola Martins

Outubro/2000

Orientador: Ivo Barbi, Dr.

Área de Concentração: Eletrônica de Potência

Palavras-chave: Unidade retificadora de alta frequência, sistemas de controle.

Número de Páginas:127

O presente trabalho aborda o desenvolvimento e a implementação de um protótipo de uma fonte de alimentação chaveada em alta frequência para alimentação de aparelhos celulares fixos em locais de difícil acesso a rede telefônica convencional. O desenvolvimento deste trabalho proporcionou o estudo de projeto de compensadores PID visando a máxima atenuação do ruído psfométrico. A fonte de alimentação consiste de um conversor Forward com estágio pré-regulador (conversor Sepic). A fim de realizar este projeto, foi necessário modelar os elementos que compõem o sistema. O modelo do conversor Forward foi obtido aplicando-se a metodologia da chave PWM. O modelo do comparador do regulador SG3524 PWM foi obtido via Função Descritiva. O controle adotado é feito pelo modo tensão. Os parâmetros do compensador PID foram determinados utilizando-se a Teoria Clássica de Controle e Programação Não Linear, mais especificamente o Programa BOX9712 que utiliza o Método de Lagrangeano Aumentado. Foi projetado um estágio pré-regulador visando a operação do conversor Forward com tensão média de entrada fixa em 150V e correção do fator de potência. Um protótipo foi confeccionado e com os resultados obtidos via ensaio pôde-se verificar a alta qualidade da tensão de saída proporcionada pela malha de controle.

Abstract of Dissertation presented to UFSC as a partial fulfillment of the requirements for the degree of Master in Electrical Engineering.

OPTIMIZATION OF PID CONTROLLER PARAMETERS AIMING AT MAXIMUM PSOPHOMETRIC NOISE ATENUATION IN FORWARD PWM CONVERTER

Viviane C. S. de Espindola Martins

October/2000

Advisor: Ivo Barbi, Dr.

Area of Concentration: Power Eletronics

Keywords: converters, control systems, circuit optimization.

Number of Pages:127

This study focuses the development and implementation of a high frequency switch power supply prototype for feeding cell phones in (remote) places not easily served by conventional telecommunication networks. The development of such a prototype makes it possible to the study of PID controller projects aiming at maximum psophometric noise atenuation. The power supply consists in a Forward converter in addition to a Sepic converter. The elements which make up the system had to be modeled so that the project could be carried out. The Forward converter model was obtained by applying the PWM switch methodology. The SG3524 PWM regulator comparator model was obtained by means of Descriptive Function. The control adopted is made via voltage mode. The PID compensator parameters were determined by means of the Classical Control Theory and Non-linear Programming, more precisely the BOX 9712 Program which makes use of the Augmented Lagrangian Method. A pre-regulating stage was projected aiming the Forward converter operation with an average input voltage of 150V and a power factor correction. A prototype was made and with the experimental results in hands, it was possible to check the output voltage high quality made available by the control loop.

NOTAÇÃO

a - terminal ativo da Chave PWM

c - terminal comum da Chave PWM

\hat{d} - perturbação da razão cíclica

D - razão cíclica nominal

D' - razão cíclica complementar

G_c(s) - função de transferência do compensador

G_v(s) - função de transferência do elemento de medida

G_o(s) - função de transferência do isolador ótico

h_d(s) - função de transferência da tensão de saída pela razão cíclica

h_v(s) - função de transferência da tensão de saída pela tensão de entrada

H(s) - função de transferência do conversor considerando ganho unitário

$\tilde{i}_a(t)$ - corrente instantânea no terminal a

\hat{i}_a - perturbação da corrente no terminal a

I_a - valor médio da corrente no terminal a

$\tilde{i}_c(t)$ - corrente instantânea no terminal c

\hat{i}_c - perturbação da corrente no terminal c

I_c - valor médio da corrente no terminal c

\hat{i}_o - perturbação da corrente de carga

I_o - valor médio da corrente de carga

I_o' - valor médio da corrente de carga referida ao primário

I_{mag} - corrente média magnetizante

k - ganho estático

k_d - ganho da função de transferência h_d

k_v - ganho da função de transferência h_v

N - função descritiva

- N_d - número de espiras do enrolamento de desmagnetização
- N_p - número de espiras do enrolamento primário
- N_s - número de espiras do enrolamento secundário
- T_d - tempo derivativo
- T_i - tempo integral
- V_{ac} - tensão média nos terminais a-c
- $\tilde{V}_{ap}(t)$ - tensão instantânea nos terminais a-p
- \hat{V}_{ap} - perturbação da tensão nos terminais a-p
- V_{ap} - tensão média nos terminais a-p
- $\tilde{V}_{cp}(t)$ - tensão instantânea nos terminais c-p
- \hat{V}_{cp} - perturbação da tensão nos terminais c-p
- V_{cp} - tensão média nos terminais a-p
- V_c - tensão de controle
- $V_{c'}$ - tensão de controle isolada
- V_g - tensão média na saída do estágio de retificação e filtragem
- $V_{g'}$ - tensão média na saída do estágio de retificação e filtragem referida ao secundário
- \hat{V}_g - variação da tensão na saída do estágio de retificação e filtragem
- V_o - tensão média de saída
- \hat{V}_o - perturbação da tensão de saída
- V_{ref} - tensão média de referência da malha de tensão
- ω_n - frequência natural
- w_1 - amplitude da harmônica fundamental
- w_{z1} e w_{z2} - frequência dos zeros do compensador
- w_{p2} - frequência do segundo pólo do compensador
- ϕ_1 - defasagem da harmônica fundamental
- rms - valor eficaz
- pp - valor pico a pico
- p - valor de pico
- DC - valor médio

INTRODUÇÃO GERAL

A rede de alimentação pública muitas vezes apresenta características incompatíveis com as da carga, como por exemplo: nível de tensão e forma de onda. Isto têm levado os projetistas a estudar e projetar equipamentos que atendam as características específicas de cada carga, seguindo as especificações presentes nas normas brasileiras (NBR) e internacionais (IEC).

O trabalho aqui apresentado objetiva projetar uma fonte de alimentação para aparelho celular fixo, o qual seria utilizado em locais de difícil acesso a telefonia convencional. Este trabalho proporcionou o estudo da máxima atenuação do ruído psofométrico da tensão nos terminais de saída do conversor Forward, imposta por um compensador PID inserido na malha de controle modo tensão.

A fonte de alimentação deve obedecer as seguintes especificações:

- .Ondulação máxima em 120Hz na tensão de saída : 1mVpsofométrico;
- .Ondulação máxima pico a pico na tensão de saída: 30mV;
- .Tensão de entrada variando de 93Vrms a 255Vrms (full-range);
- .Fator de potência maior ou igual a 0,92;
- .Resposta dinâmica: .Sobre-sinal máximo percentual $\leq 8\%$;
- .Tempo de duração do transitório $\leq 25\text{ms}$.

A citada fonte consiste de um conversor Forward e um conversor Sepic. Esse sendo utilizado como estágio pré-regulador a fim de corrigir o fator de potência e proporcionar ao conversor Forward trabalhar num único ponto de operação, ou seja, com tensão de entrada média fixa em 150V.

No desenvolvimento desta fonte foi dado ênfase ao estudo do compensador PID inserido na malha de controle modo tensão, visando a máxima atenuação do ruído psofométrico da tensão nos terminais de saída do conversor Forward.

Este trabalho divide-se em 6 capítulos.

No primeiro capítulo é feito um breve estudo do conversor Forward, mostrando as principais formas de onda desta estrutura e sua característica de saída, lembrando ao leitor o porquê de se optar por trabalhar com este conversor no modo contínuo de operação.

No segundo capítulo, através da Metodologia da Chave PWM, obteve-se as funções de transferência $h_d(s)$ e $h_v(s)$ do conversor Forward nos modos contínuo e descontínuo de operação, bem como a comprovação das mesmas via simulação do circuito chaveado.

No terceiro capítulo determinou-se o modelo dos elementos não lineares inseridos na malha de controle. Utilizou-se o conceito de Função Descritiva para levantamento do modelo do comparador do CI 3524, cuja função é gerar as ordens de comando para a chave.

No quarto capítulo, foi feito o projeto do compensador utilizando duas metodologias:

1^a Análise da influência da variação individual dos parâmetros do compensador no comportamento da função de transferência que expressa a atenuação que o sistema oferece a ondulação de 120Hz da tensão de saída (FTMF_v);

2^a Otimização (Programação Não Linear): pois as funções que representam o sistema são não lineares e o espaço é multi-dimensional.

No quinto capítulo, projetou-se o estágio pré regulador, cujo objetivo é corrigir o fator de potência e proporcionar ao conversor Forward trabalhar num único ponto de operação, ou seja, com tensão média de entrada fixa em 150V.

No sexto e último capítulo são apresentados os resultados obtidos através dos ensaios realizados com o protótipo.

CAPÍTULO 1

ESTUDO DO CONVERSOR FORWARD

1.1 - INTRODUÇÃO

Hoje, o homem é extremamente dependente de equipamentos que utilizam energia elétrica. O avanço tecnológico deste final de século exige equipamentos eletrônicos compactos, de alto rendimento e peso reduzido, obrigando a substituição de fontes de alimentação lineares por fontes chavetadas.

Dentre as topologias utilizadas na confecção das fontes chavetadas, destaca-se a do conversor Forward para potências até 200W. Esta topologia, além de propiciar a adequada adaptação de tensões, permite o isolamento galvânico entre a fonte de alimentação e a carga.

O conversor Forward nada mais é do que um conversor CC-CC abaixador com transformador, ou seja, é o próprio conversor Buck isolado.

A Fig. 1.1 apresenta a topologia básica do conversor Forward.

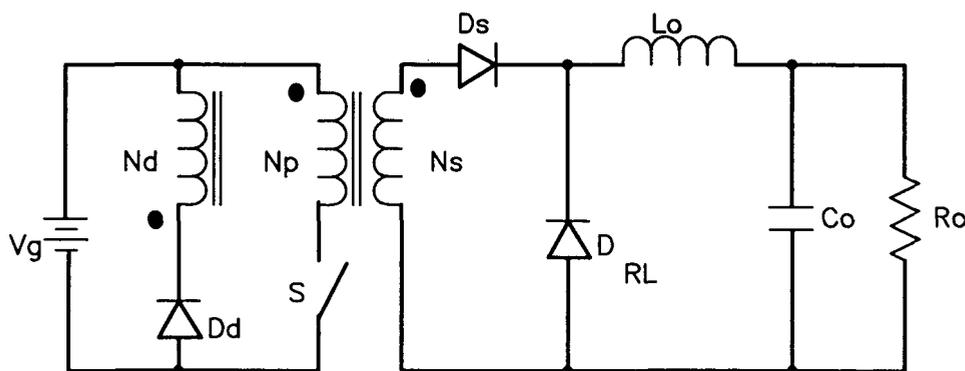


Fig. 1.1 - Topologia do Conversor Forward.

onde:

- . V_g - fonte de alimentação de entrada;
- . S - interruptor principal;
- . D_d - diodo de desmagnetização;
- . D_s - diodo do secundário;
- . D_{RL} - diodo de roda livre;
- . C - capacitor de filtragem;
- . L - indutor de filtragem;
- . R_o - carga;
- . N_p - enrolamento primário;
- . N_s - enrolamento secundário;
- . N_d - enrolamento de desmagnetização

Este capítulo descreve o princípio de funcionamento do conversor Forward e especifica os componentes necessários utilizados na montagem do circuito de potência do protótipo.

1.2 - ETAPAS DE OPERAÇÃO

Analisando-se a Fig. 1.1, pode-se verificar que a potência entregue a carga é controlada através da abertura e do fechamento do interruptor S, definindo assim, duas etapas de operação:

1^a Etapa de operação:

O interruptor S encontra-se fechado, a polaridade dos enrolamentos primário e secundário permite que a fonte de tensão V_g transfira energia à carga e à indutância magnetizante do transformador. Por estarem reversamente polarizados, os diodos de desmagnetização e de roda livre estão bloqueados. Esta etapa de operação é representada na Fig. 1.2.

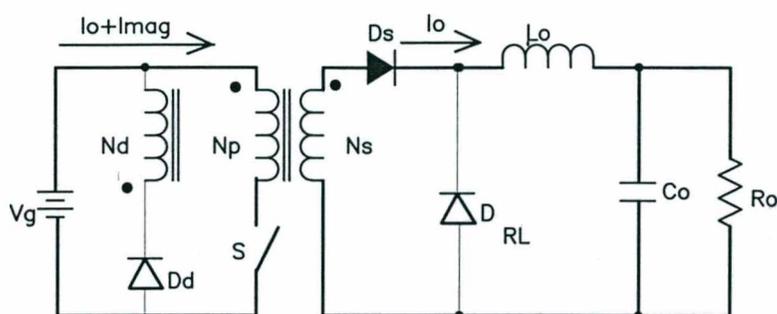


Fig. 1.2 - 1ª Etapa de Operação do Conversor Forward.

2ª Etapa de operação:

O interruptor S encontra-se aberto. O enrolamento de desmagnetização inverte a polaridade fazendo com que a energia armazenada na indutância magnetizante do transformador seja devolvida à fonte de tensão V_g , através do diodo D_d . A corrente de carga passa a circular pelo diodo de roda livre. Por estar polarizado reversamente o diodo do secundário D_s encontra-se bloqueado. Esta etapa de operação é representada na Fig. 1.3.

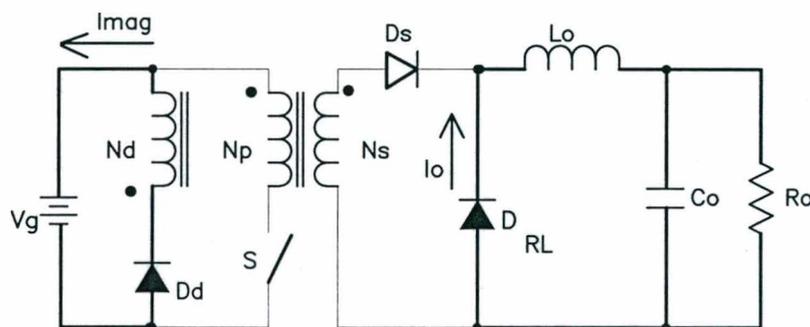


Fig. 1.3 - 2ª Etapa de Operação do Conversor Forward.

A frequência de operação do interruptor é denominada frequência de comutação e o tempo que a mesma permanece fechada, denomina-se tempo de condução. A razão entre o tempo de condução e o período de comutação é denominada razão cíclica.

Para que ocorra a completa desmagnetização do transformador, adota-se nos projetos, razão cíclica igual a 0,45, fazendo surgir assim, uma terceira etapa de operação:

3ª Etapa de operação:

Quando concluída a desmagnetização do transformador, o diodo de desmagnetização bloqueia, permanecendo somente o diodo de roda livre em condução. Esta etapa de operação é representada na Fig. 1.4.

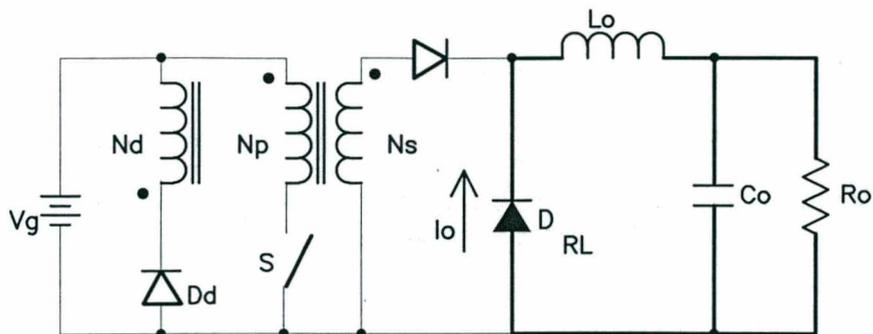


Fig. 1.4 - 3ª Etapa de Operação do Conversor Forward.

As principais formas de onda do conversor Forward são mostradas nas Fig. 1.5, obtidas via simulação em malha aberta utilizando a ferramenta especificada em [19], para uma frequência de comutação de 50kHz. As mesmas poderiam ser obtidas através da simples análise do circuito da Fig. 1.1.

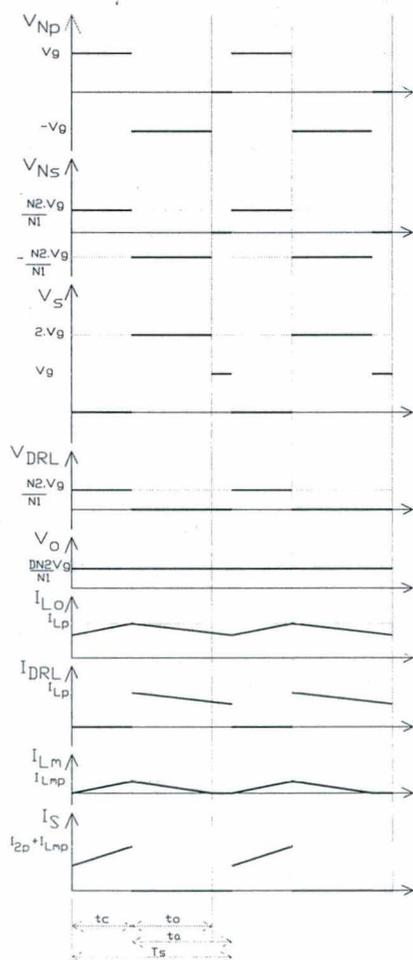


Fig.1.6 - Principais Formas de Onda de Tensão e de Corrente do Conversor Forward.

onde:

- . V_{Np} - tensão nos terminais do enrolamento primário;
- . V_{Ns} - tensão nos terminais do enrolamento secundário;
- . V_S - tensão nos terminais da interruptor principal;
- . V_{DRL} - tensão nos terminais do diodo de roda livre;
- . V_o - tensão nos terminais da carga;
- . I_{Lo} - corrente no indutor de filtragem de saída;
- . I_{Drl} - corrente no diodo de roda livre;
- . I_{Lm} - corrente de desmagnetização;
- . I_s - corrente no interruptor principal;

Se a fonte de tensão CC na entrada do conversor Forward for substituída por uma fonte CA e uma ponte retificadora, aparecerá nos terminais do enrolamento primário do transformador uma ondulação de 120Hz, que irá também estar presente nos terminais da carga. Esses ruídos, nas fontes de alimentação para telecomunicações, acabam aparecendo nas conversas telefônicas, sendo assim indesejáveis, pois interferem na audibilidade.

1.3 - CARACTERÍSTICAS EXTERNAS

O conversor Forward pode funcionar em modo contínuo ou descontínuo de operação.

No modo descontínuo de operação, a corrente de carga anula-se antes do término do período de comutação, descarregando toda a energia armazenada no campo magnético da indutância que compõe o filtro de saída. No modo contínuo de condução, a corrente de carga jamais se anula.

Em [17] é feita a análise quantitativa dos dois modos de operação do conversor Forward, mostrando as seguintes desvantagens de se trabalhar em condução descontínua:

- . a tensão média na carga não depende somente da razão cíclica;
- . para o controle da tensão média na carga, necessita-se saber a cada período de comutação o instante de anulação da corrente de carga;
- . o conversor comporta-se como uma fonte de tensão com características de impedância interna não nula.

A Fig. 1.7 mostra a característica de carga do conversor Forward, onde pode ser visto claramente que no modo descontínuo de operação, a tensão média na carga depende da mesma.

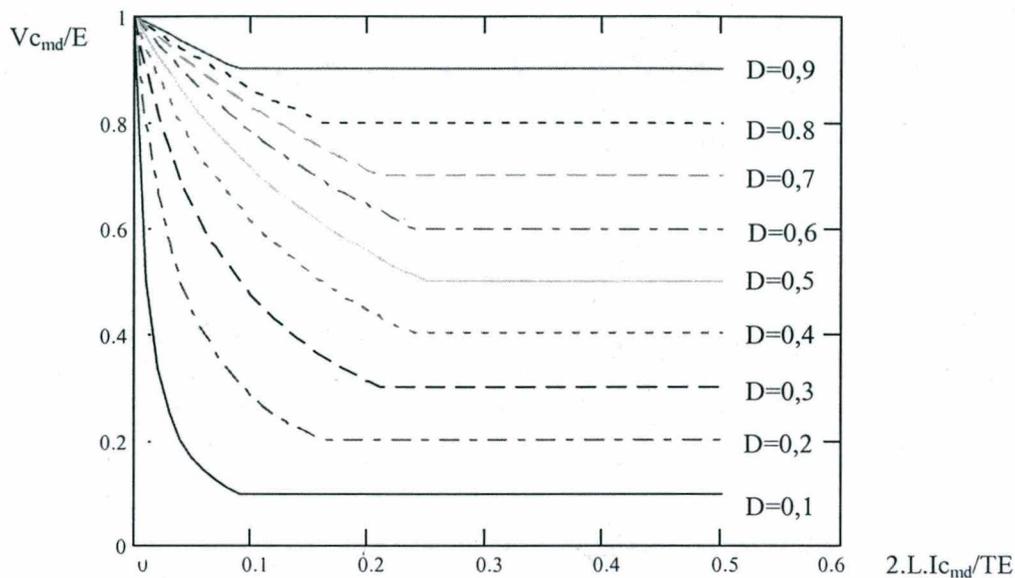


Fig. 1.7 - Característica de Carga do Conversor Forward.

Quando projeta-se um conversor cuja característica de saída comporta-se como fonte de tensão, deseja-se que este comportamento seja o mais próximo possível do comportamento de uma fonte de tensão ideal, ou seja, que a tensão nos seus terminais independa da carga conectada. Portanto, opta-se em projetar o conversor trabalhando no modo contínuo de operação já que, neste modo, a tensão em seus terminais depende apenas da razão cíclica.

1.4 - ESPECIFICAÇÃO DOS COMPONENTES DO CIRCUITO DE POTÊNCIA

O projeto do circuito de potência foi desenvolvido visando atender as seguintes especificações:

- . tensão de entrada: 110/ 220 Vrms $\pm 15\%$ (*full-range*);
- . frequência da tensão de entrada: 60Hz;
- . valor de pico da tensão mínima de entrada menos a ondulação de 120Hz: 100V;
- . corrente nominal de saída: 2,1A;
- . tensão de saída: 13,8V_{CC};

- . rendimento mínimo: $\eta=75\%$;
- . frequência de comutação: $f_s= 50\text{kHz}$;
- . ondulação máxima de saída: 30mVpp .

A partir das especificações e seguindo a metodologia apresentada em [3], dimensionou-se, selecionou-se e especificou-se os componentes do circuito de potência, conforme apresentado em [26]:

Transformador:

- . núcleo: RM-12 Siemens;
- . número de espiras do primário: 38;
- . número de espiras do secundário: 12;
- . número de espiras do enrolamento desmagnetizante: 38;
- . condutor de enrolamento secundário: 3 fios em paralelo de 22 AWG;
- . condutor de enrolamento primário: 1 fio 22 AWG;
- . condutor de enrolamento desmagnetizante : 1 fio 28 AWG;

Filtro de Saída:

- . capacitor de saída: 2 capacitores em paralelo OS-CON SANYO $100\mu\text{F}/20\text{V}$ (20SA100M,k)
- . indutor de saída:
 - . indutância: $250\mu\text{H}$;
 - . núcleo: P 30/19 - IP10

Mosfet:

- . BUZ 80 Siemens
- . dissipador de $12\text{ }^\circ\text{C}/\text{W}$

Diodo de desmagnetização: MUR 1100 Motorola

Diodo do secundário: MUR 420 Motorola

Diodo de roda livre: MUR 420 Motorola

Estágio de retificação e filtragem:

- . capacitor de entrada: $68\mu\text{F}/400\text{V}$ ICOTRON
- . diodos da ponte retificadora: 1N4007 Motorola

1.5 - CONCLUSÃO

Neste primeiro capítulo fez-se uma breve revisão do funcionamento do conversor Forward.

A partir da análise da Fig. 1.7, fruto da análise quantitativa apresentada em [17], pôde-se escolher em trabalhar com o conversor no modo contínuo de operação, já que pretende-se ter uma fonte de tensão com características de impedância interna nula, ou seja, que a tensão nos terminais do conversor independa da carga conectada aos mesmos.

O filtro de saída do conversor Forward foi projetado para se obter uma ondulação máxima de 30mVpp. A resistência série equivalente do capacitor deve ser menor ou igual a $18\text{m}\Omega$, como especificado em [26], já que a mesma produz uma queda de tensão em forma triangular que se soma a ondulação de 120Hz. Ruído este, indesejável, pois aparece nas conversas telefônicas, interferindo na qualidade do som, no caso de fontes de alimentação para telecomunicações.

Os componentes do circuito de potência utilizados na montagem do protótipo foram os especificados em [26], seguindo a metodologia proposta em [3].

CAPÍTULO 2

MODELAGEM DO CONVERSOR FORWARD ATRAVÉS DO MODELO DA “CHAVE PWM”

2.1 - INTRODUÇÃO

Sendo o objetivo desta dissertação projetar um sistema cuja saída atenda as especificações exigidas, torna-se então necessário descrever as características dinâmicas da planta, ou seja, determinar o modelo matemático do conversor.

Como foi visto no capítulo 1, a transferência de energia da entrada para a saída do conversor dá-se através da abertura e do fechamento de um interruptor controlado. Tal fato torna o circuito elétrico do conversor não linear. Se o conversor opera em torno de um ponto de operação (ponto de equilíbrio) e se os sinais envolvidos são pequenos e de baixa frequência, então é possível aproximar o circuito não linear do conversor por um linear, onde este é equivalente ao não linear considerado dentro de uma faixa de operação limitada.

Dentre os vários métodos para análise e modelagem estudados em [6]:

- .Modelagem por Circuito Médio equivalente;
- .Modelagem pela Evolução do Espaço de Estado;
- .Modelagem pela Evolução média do Espaço de Estado;
- .Modelagem por Circuito Canônico equivalente;
- .Modelagem Discreta;
- .Modelagem por Amostragem;
- .Modelagem da Chave PWM e
- .Modelagem por Circuito Não Linear Equivalente,

optou-se pela técnica de modelagem da Chave PWM, por:

.apresentar uma metodologia que simplifica e facilita a análise de conversores PWM;

.poder ser utilizado na análise de quaisquer conversores PWM, onde a chave PWM possa ser identificada e

.apresentar resultados bastante precisos se comparado a outros métodos[6].

O objetivo deste capítulo é obter as funções de transferências tensão de saída/tensão de entrada (H_v) e tensão de saída/razão cíclica (H_d) do conversor através da metodologia de Modelagem da Chave PWM [1], [5] e [6].

2.2 - A CHAVE PWM

A Técnica de modelagem da Chave PWM consiste em substituir os interruptores ativo e passivo numa determinada configuração, que representam a total não linearidade dos conversores, por um circuito linear equivalente para um determinado ponto de operação. Após a determinação deste circuito equivalente, pode-se então encontrar as funções de transferência do conversor aplicando as técnicas clássicas de análise de circuitos, visto que o conceito de função de transferência só pode ser aplicado a circuitos lineares invariantes no tempo, ou seja, em circuitos nos quais a resposta independe do tempo em que a entrada é aplicada (sendo a resposta uma consequência da entrada (excitação)).

A Fig. 2.1 mostra a Chave PWM, que é um dispositivo não linear de três terminais: ativo(a), passivo(p) e comum(C), nos quatro conversores PWM básicos.

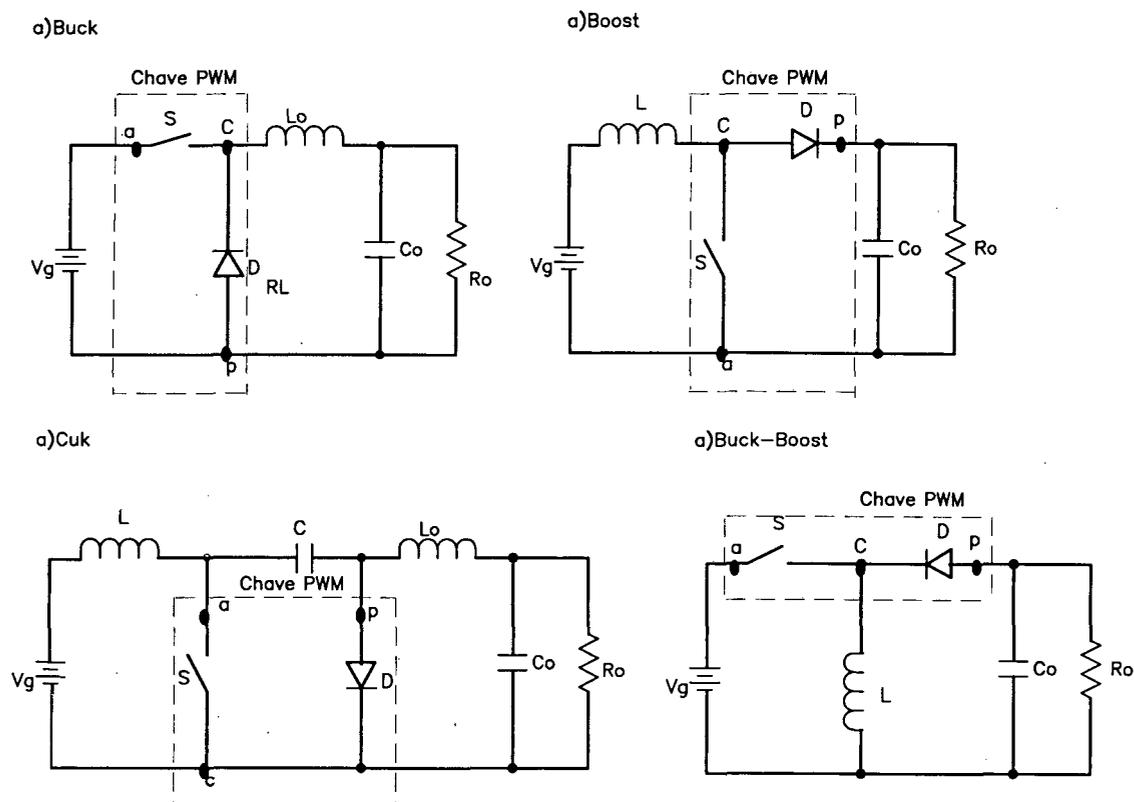


Fig. 2.1 - Identificação da Chave PWM nos Quatro Conversores Básicos.

Da Fig. 2.1 pode-se extrair a Chave PWM e representá-la de uma forma geral como é mostrada na Fig. 2.2.

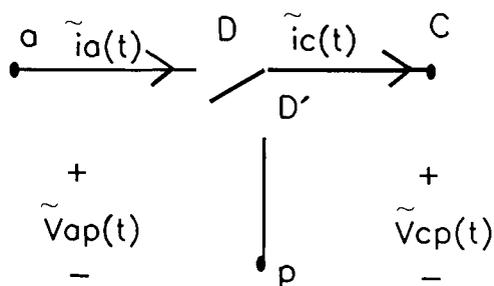


Fig. 2.2 - Chave PWM Geral.

onde:

- . a - terminal ativo
- . b - terminal passivo
- . c - terminal comum
- . $\tilde{i}_a(t)$ - corrente instantânea do terminal ativo

- . $\tilde{i}_c(t)$ - corrente instantânea do terminal comum
- . $\tilde{v}_{ap}(t)$ - tensão instantânea entre os terminais a e p
- . $\tilde{v}_{cp}(t)$ - tensão instantânea entre os terminais c e p
- . D - razão cíclica
- . D' - razão cíclica complementar ($D'=1-D$)

As relações entre as tensões e correntes da Chave PWM independem do tipo de conversor onde ela é implementada [1].

O objetivo deste capítulo não é apresentar a técnica de modelagem da chave PWM e sim aplicá-la para obter o modelo matemático do conversor. Caso o leitor necessitar maiores informações a respeito da técnica de modelagem da chave PWM, deve dirigir-se as referências [1], [5] e [6].

2.3 - MODELO DE PEQUENOS SINAIS DA CHAVE PWM NOS MODOS CONTÍNUO E DESCONTÍNUO DE OPERAÇÃO

Aqui é apresentado o modelo de pequenos sinais (modelo CA) da Chave PWM nos modos contínuo e descontínuo de operação.

A seguir, uma pequena perturbação em torno do valor médio de uma determinada grandeza no ponto de operação será representada pelo seu símbolo correspondente acompanhado pelo sinal (^), enquanto que o seu valor médio será representado pelo seu símbolo correspondente em letra maiúscula.

A Fig. 2.3 mostra o modelo de pequenos sinais da chave PWM no modo de operação contínuo.

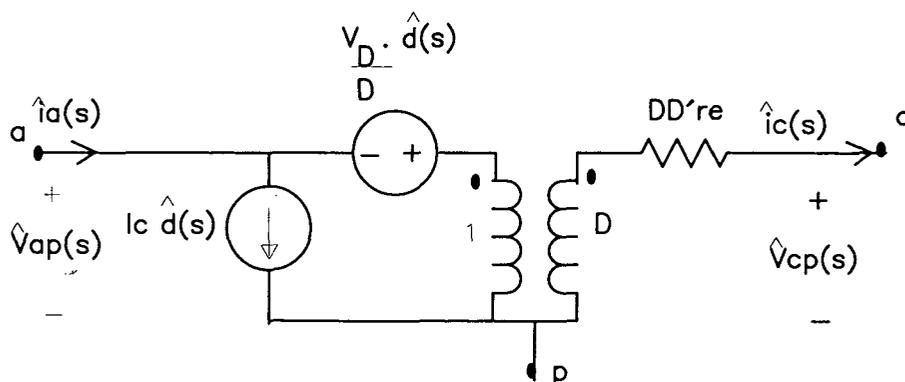


Fig. 2.3 - Modelo CA da Chave PWM no Modo Contínuo de Operação.

onde:

$$\hat{i}_a(s) = D \cdot \hat{i}_c(s) + I_c \cdot \hat{d}(s) \quad (2.1)$$

$$\hat{v}_{ap}(s) = \frac{\hat{v}_{cp}(s)}{D} + \hat{i}_c(s) \cdot r_e \cdot D' - V_D \cdot \frac{\hat{d}(s)}{D} \quad (2.2)$$

$$V_D = V_{ap} + I_c(D - D')r_e \quad (2.3)$$

A Fig. 2.4 mostra os modelo de pequenos sinais da chave PWM no modo descontínuo de operação.

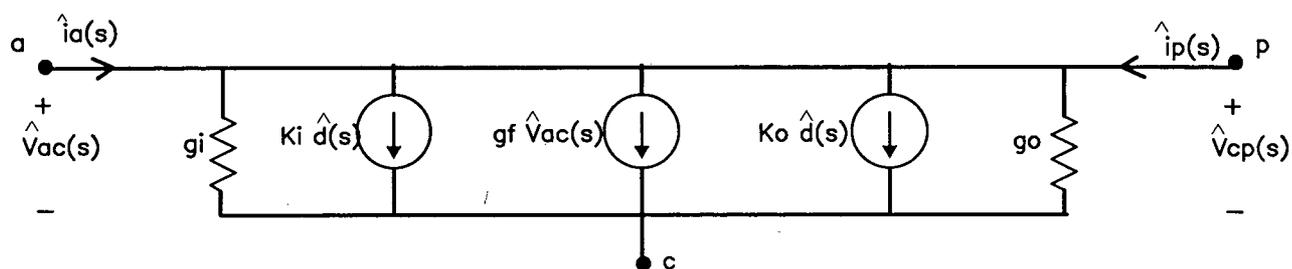


Fig. 2.4 - Modelo CA da Chave PWM no Modo Descontínuo de Operação.

onde:

$$\hat{i}_a(s) = \hat{v}_{ac}(s) \cdot g_i + k_i \cdot \hat{d}(s) \quad (2.4)$$

$$\hat{i}_p(s) = g_f \cdot \hat{v}_{ac}(s) + k_o \cdot \hat{d}(s) - g_o \cdot \hat{v}_{cp}(s) \quad (2.5)$$

$$g_i = \frac{I_a}{V_{ac}} \quad (2.6)$$

$$k_i = \frac{2 \cdot I_a}{D} \quad (2.7)$$

$$k_o = \frac{2 \cdot I_p}{D} \quad (2.8)$$

$$g_o = \frac{I_p}{V_{cp}} \quad (2.9)$$

$$g_f = \frac{2 \cdot I_p}{V_{ac}} \quad (2.10)$$

2.4 - DETERMINAÇÃO DAS FUNÇÕES DE TRANSFERÊNCIA DO CONVERSOR FORWARD NO MODO CONTÍNUO DE OPERAÇÃO

A Fig. 2.5 apresenta a estrutura do conversor Forward.

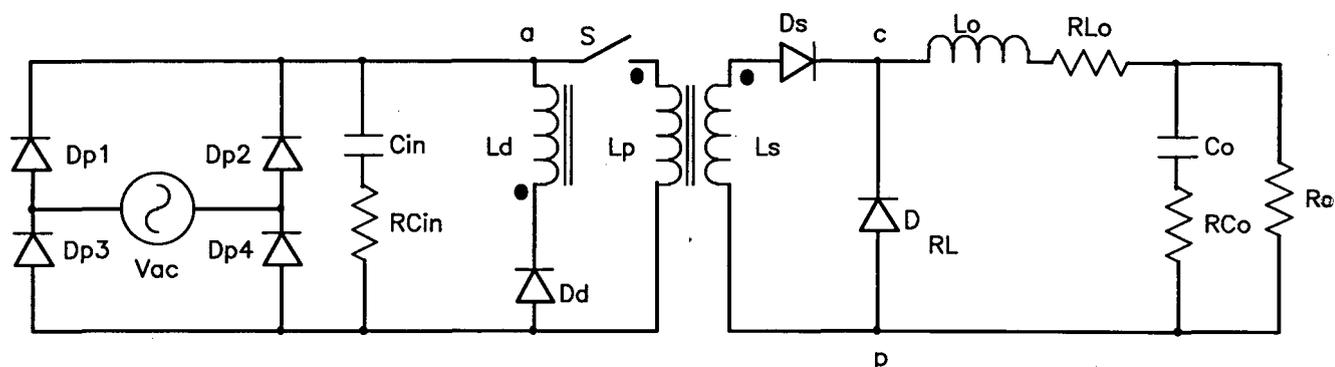


Fig. 2.5 - Estrutura do Conversor Forward.

No primeiro momento procurou-se desenvolver um circuito equivalente para a chave PWM do conversor Forward, visto que os terminais a (ativo) e c (comum) ficavam respectivamente do lado primário e secundário do transformador deste conversor. Este desenvolvimento matemático levou a equações que impossibilitavam a obtenção de um circuito equivalente simples.

Diante dessa dificuldade, optou-se por considerar o transformador como um elemento ideal, considerando apenas sua relação de transformação, referindo-se então todos os elementos para o secundário do transformador, como mostra a Fig. 2.6.

Analisando-a, pode-se identificar diretamente a Chave PWM.

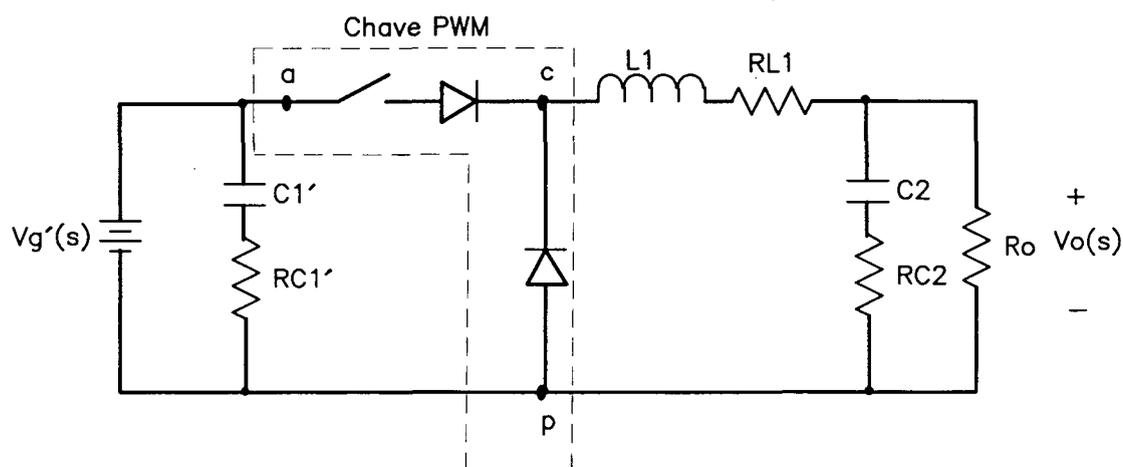


Fig. 2.6 - Estrutura do Conversor Forward Referido ao Secundário do Transformador.

onde:

$$\cdot R'_{c1} = \left(\frac{N_s}{N_p} \right)^2 \cdot R_{c1} \quad (2.11)$$

$$\cdot C'_1 = \left(\frac{N_p}{N_s} \right)^2 \cdot C_1 \quad (2.12)$$

$$\cdot \hat{v}'_g = \left(\frac{N_s}{N_p} \right) \cdot \hat{v}_g \quad (2.13)$$

. N_s - número de espiras do enrolamento secundário;

. N_p - número de espiras do enrolamento primário.

Para que se possa determinar a função de transferência $Hv(s) \Big|_{\hat{d}=0} = \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{v}_g(s)}$ no

modo contínuo de operação é necessário substituir a chave PWM, que foi identificada na Fig. 2.6, pelo seu modelo de pequenos sinais no modo contínuo de operação, como é mostrado na Fig. 2.7, além de fazer as seguintes considerações:

. A razão cíclica é constante, ou seja, $\hat{d}(s) = 0$ e

. V_g é submetido a pequenas perturbações em torno do ponto de operação ($v_g = V_g + \hat{v}_g$).

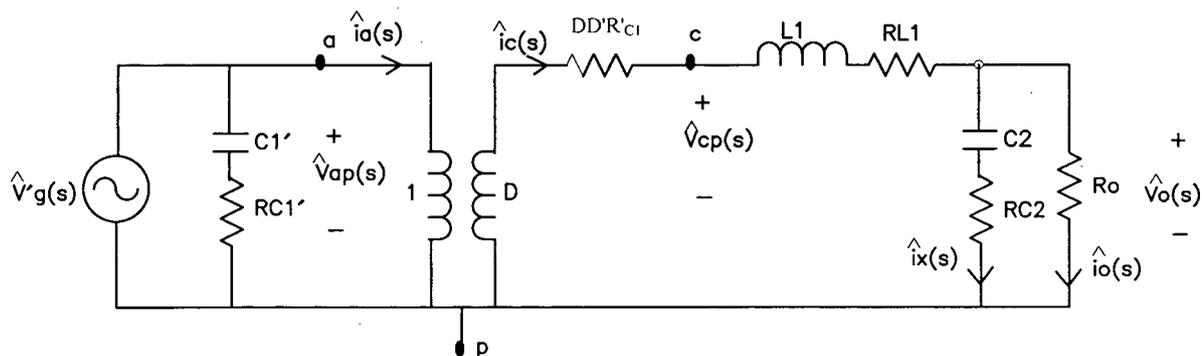


Fig. 2.7 - Circuito Equivalente do Modelo de Pequenos Sinais do Conversor Forward Referido ao Secundário do Transformador para Determinação de $Hv(s)$ no Modo Contínuo de Operação.

As relações da chave PWM são:

$$\hat{i}_a(s) = D \cdot \hat{i}_c(s) \quad (2.14)$$

$$\hat{v}_{cp}(s) = D \cdot (\hat{v}_{ap}(s) - \hat{i}_c(s) \cdot R'_{c1} \cdot D') \quad (2.15)$$

$$D' = 1 - D \quad (2.16)$$

Sabe-se ainda que:

$$v'_g(s) = \frac{N_s}{N_p} \cdot v_g(s) \quad (2.17)$$

Analisando o circuito apresentado na Fig. 2.7, tem-se que:

$$\hat{v}_{cp}(s) = \hat{i}_c(s) \cdot (R_{L1} + s \cdot L_1) + \hat{v}_o(s) \quad (2.18)$$

$$\hat{v}_{ap}(s) = \hat{v}'_g(s) \quad (2.19)$$

$$\hat{v}_o(s) = \hat{i}_x(s) \cdot (R_{C2} + \frac{1}{s \cdot C_2}) \quad (2.20)$$

logo:

$$\hat{i}_x(s) = \frac{\hat{v}_o(s)}{R_{C2} + \frac{1}{s \cdot C_2}} \quad (2.21)$$

$$\hat{v}_o(s) = \hat{i}_o(s) \cdot R_o \quad (2.22)$$

logo:

$$\hat{i}_o(s) = \frac{\hat{v}_o(s)}{R_o} \quad (2.23)$$

$$\hat{i}_c(s) = \hat{i}_x(s) + \hat{i}_o(s) \quad (2.24)$$

De (2.21) e (2.23) em (2.24):

$$\hat{i}_c(s) = \frac{\hat{v}_o(s)}{R_{C2} + \frac{1}{s \cdot C_2}} + \frac{\hat{v}_o(s)}{R_o} \quad (2.25)$$

De (2.19) em (2.15):

$$\hat{v}_{cp}(s) = D \cdot (\hat{v}'_g(s) - \hat{i}_c(s) \cdot R'_{C1} \cdot D') \quad (2.26)$$

Igualando-se (2.18) e (2.26):

$$\hat{i}_c(s) \cdot (R_{L1} + s \cdot L_1) + \hat{v}_o(s) = D \cdot (\hat{v}'_g(s) - \hat{i}_c(s) \cdot R'_{C1} \cdot D') \quad (2.27)$$

Colocando-se em evidência $D \cdot \hat{v}'_g(s)$:

$$D \cdot \hat{v}'_g(s) = \hat{i}_c(s) \cdot ((R_{L1} + s \cdot L_1) + R'_{c1} \cdot D' \cdot D) + \hat{v}_o(s) \quad (2.28)$$

De (2.17) e (2.25) em (2.28):

$$D \cdot \hat{v}'_g(s) \cdot \frac{N_s}{N_p} = \left(\frac{\hat{v}_o(s)}{R_{C2} + \frac{1}{S \cdot C_2}} + \frac{\hat{v}_o(s)}{R_o} \right) \cdot ((R_{L1} + s \cdot L_1) + R'_{c1} \cdot D' \cdot D) + \hat{v}_o(s) \quad (2.29)$$

Após alguns algebrismos, tem-se que:

$$Hv(s) \left| \begin{array}{l} = \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{d}(s)} \\ \hat{d}(s) = 0 \end{array} \right.$$

$$\frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{v}'_g(s)} = K_s \cdot \omega_n^2 \cdot \frac{\left(\frac{s}{\omega_z} + 1 \right)}{\left(s^2 + s \cdot 2 \cdot \xi \cdot \omega_n + \omega_n^2 \right)} \quad (2.30)$$

onde:

$$K_s = \frac{N_s}{N_p} \cdot \frac{D \cdot R_o}{(R_o + R_{L1} + R'_{c1} \cdot D \cdot D')}$$

$$\omega_n^2 = \frac{(R_o + R_{L1} + R'_{c1} \cdot D \cdot D')}{L_1 \cdot C_2 \cdot (R_o + R_{C2})}$$

$$\omega_z = \frac{1}{R_{C2} \cdot C_2}$$

$$2 \cdot \xi \cdot \omega_n = \left(\frac{(R_o + R_{C2}) \cdot (R_{L1} + R'_{c1} \cdot D \cdot D') \cdot C_2 + R_{C2} \cdot R_o \cdot C_2 + L_1}{L_1 \cdot C_2 \cdot (R_o + R_{C2})} \right)$$

Para que se possa determinar a função de transferência $Hd(s) \left| \begin{array}{l} = \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{d}(s)} \\ \hat{v}'_g(s) = 0 \end{array} \right.$

no modo contínuo de operação é necessário substituir a chave PWM que foi identificada na Fig. 2.6, pelo seu modelo de pequenos sinais no modo contínuo de operação, como é mostrado na Fig. 2.8, além de fazer as seguintes considerações:

v_g é constante, ou seja, $\hat{v}_g = 0$ e

. a razão cíclica é submetida a pequenas perturbações em torno do ponto de operação ($d = D + \hat{d}$).

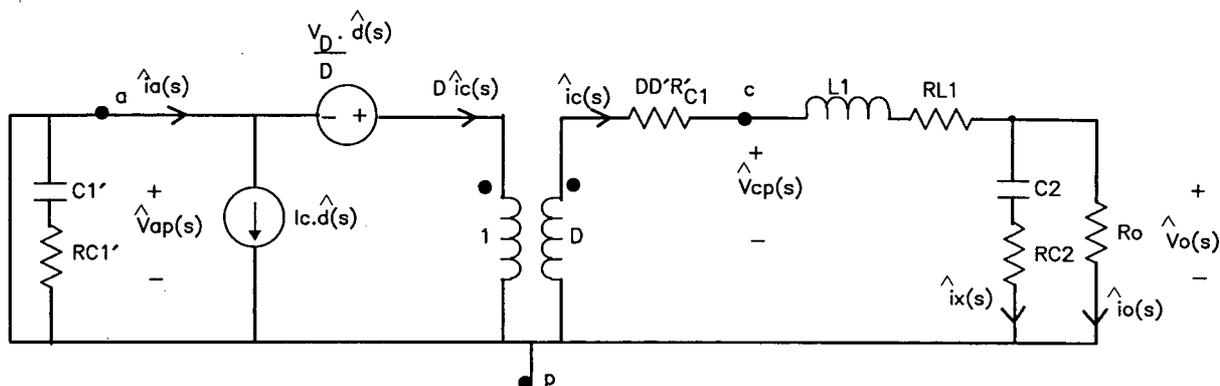


Fig. 2.8 - Circuito Equivalente do Modelo de Pequenos Sinais do Conversor Forward Referido ao Secundário do Transformador para Determinação de $H_d(s)$ no Modo Contínuo de Operação.

As relações da chave PWM são:

$$\hat{i}_a(s) = I_c \cdot \hat{d}(s) + D \cdot \hat{i}_c(s) \quad (2.31)$$

$$\hat{v}_{cp}(s) = D \cdot \hat{v}_{ap}(s) - \hat{i}_c(s) \cdot R'_{c1} \cdot D \cdot D' + V_D \cdot \hat{d}(s) \quad (2.32)$$

$$D' = 1 - D \quad (2.33)$$

$$V_D = V_{ap} + I_c(D - D')R'_{c1} \quad (2.34)$$

Analisando o circuito apresentado na Fig. 2.8, tem-se que:

$$\hat{v}_{ap}(s) = 0 \quad (2.35)$$

$$\hat{i}_c(s) = \frac{\hat{v}_o(s)}{R_o} \quad (2.36)$$

$$\hat{i}_x(s) = \frac{\hat{v}_o(s)}{R_{C2} + \frac{1}{S \cdot C_2}} \quad (2.37)$$

$$\hat{i}_c(s) = \hat{i}_x(s) + \hat{i}_o(s) \quad (2.38)$$

De (2.36) e (2.37) em (2.38):

$$\hat{i}_c(s) = \hat{v}_o(s) \cdot \left(\frac{C_2 \cdot (R_o + R_{C2}) \cdot s + 1}{(R_{C2} \cdot C_2 \cdot s + 1) \cdot R_o} \right) \quad (2.39)$$

$$\hat{v}_{cp}(s) = \hat{i}_c(s) \cdot (R_{L1} + s \cdot L_1) + \hat{v}_o(s) \quad (2.40)$$

De (2.39) em (2.40):

$$\hat{v}_{cp}(s) = \hat{v}_o(s) \cdot \left(\frac{C_2 \cdot (R_o + R_{C2}) \cdot s + 1}{(R_{C2} \cdot C_2 \cdot s + 1) \cdot R_o} \right) \cdot (R_{L1} + s \cdot L_1) + \hat{v}_o(s) \quad (2.41)$$

De (2.35) e (2.39) em (2.32):

$$\hat{v}_{cp}(s) = -\hat{v}_o(s) \cdot \left(\frac{C_2 \cdot (R_o + R_{C2}) \cdot s + 1}{(R_{C2} \cdot C_2 \cdot s + 1) \cdot R_o} \right) \cdot R'_{C1} \cdot D \cdot D' + V_D \cdot \hat{d}(s) \quad (2.42)$$

Igualando-se (2.41) e (2.42) e após alguns algebrismos, tem-se que:

$$\left. \begin{aligned} H_d(s) &= \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{d}(s)} \\ \hat{v}'_g(s) &= 0 \end{aligned} \right| \quad (2.43)$$

$$\frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{d}(s)} = K_s \cdot \omega_n^2 \cdot \frac{\left(\frac{s}{\omega_z} + 1 \right)}{\left(s^2 + s \cdot 2 \cdot \xi \cdot \omega_n + \omega_n^2 \right)}$$

onde:

$$K_s = \frac{V_D \cdot R_o}{(R_o + R_{L1} + R'_{C1} \cdot D \cdot D')}$$

$$\omega_n^2 = \frac{(R_o + R_{L1} + R'_{C1} \cdot D \cdot D')}{L_1 \cdot C_2 \cdot (R_o + R_{C2})}$$

$$\omega_z = \frac{1}{R_{C2} \cdot C_2}$$

$$2 \cdot \xi \cdot \omega_n = \left(\frac{(R_o + R_{C2}) \cdot (R_{L1} + R'_{C1} \cdot D \cdot D') \cdot C_2 + R_{C2} \cdot R_o \cdot C_2 + L_1}{L_1 \cdot C_2 \cdot (R_o + R_{C2})} \right)$$

2.5 - EXPRESSÕES NUMÉRICAS DAS FUNÇÕES DE TRANSFERÊNCIA EM MALHA ABERTA EM DIFERENTES PONTOS DE OPERAÇÃO

Como o conversor Forward deve funcionar adequadamente dentro de uma faixa de operação, é então necessário determinar as funções de transferência de malha aberta do conversor nos pontos de operação ($V_{in}=110V_{rms}$ e $V_{in}=220V_{rms}$) e nos valores extremos de tensão ($V_{in}=110V_{rms}-15\%$ e $V_{in}=220V_{rms}+15\%$).

A seguir é apresentada as funções de transferência de malha aberta, que são utilizadas para caracterizar as relações entre a perturbação na tensão de saída e uma pequena perturbação na razão cíclica em torno do ponto de operação, considerando nula a perturbação na tensão de entrada. Os subíndices 1, 2, 3 e 4 indicam os níveis da tensão de entrada 93Vrms, 110Vrms, 220Vrms e 255Vrms, respectivamente.

$$\begin{array}{l} H_{d1}(s) \Big| \\ \hat{v}'_{g1}(s) = 0 \\ H_{v1}(s) \Big| \end{array} \begin{array}{l} = \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{d}_1(s)} \\ = \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{v}_{g1}(s)} \\ \hat{d}_1(s) = 0 \end{array} \quad \text{FTMA para } V_{in}=93V_{rms}$$

$$\begin{array}{l} H_{d2}(s) \Big| \\ \hat{v}'_{g2}(s) = 0 \\ H_{v2}(s) \Big| \end{array} \begin{array}{l} = \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{d}_2(s)} \\ = \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{v}_{g2}(s)} \\ \hat{d}_2(s) = 0 \end{array} \quad \text{FTMA para } V_{in}=110V_{rms}$$

$$\begin{array}{l} H_{d3}(s) \Big| \\ \hat{v}'_{g3}(s) = 0 \\ H_{v3}(s) \Big| \end{array} \begin{array}{l} = \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{d}_3(s)} \\ = \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{v}_{g3}(s)} \\ \hat{d}_3(s) = 0 \end{array} \quad \text{FTMA para } V_{in}=220V_{rms}$$

$$\begin{array}{l} H_{d4}(s) \Big| \\ \hat{v}'_{g4}(s) = 0 \\ H_{v4}(s) \Big| \end{array} \begin{array}{l} = \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{d}_4(s)} \\ = \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{v}_{g4}(s)} \\ \hat{d}_4(s) = 0 \end{array} \quad \text{FTMA para } V_{in}=255V_{rms}$$

A seguir são apresentadas as expressões numéricas das FTMA no modo contínuo de operação:

Dados necessários para o cálculo:

$V_{oNominal}=13,8V$	$C_2=200\mu F$	$V_{D1}=37,26$	$D_1=0,37030$
$I_{oNominal}=2,1A$	$R_{C2}=18m\Omega$	$V_{D2}=45,16$	$D_2=0,30558$
$R_{oNominal}=6,57\Omega$	$L_1=250\mu H$	$V_{D3}=96,00$	$D_3=0,14375$
$N_p=38$	$R_{L1}=200m\Omega$	$V_{D4}=111,79$	$D_4=0,12345$
$N_s=12$	$R'_{C1}=0$ (valor considerado)		

$$hd_1(s) = 2,6754 \cdot 10^3 \cdot \frac{\left(s + \frac{1}{3,6 \cdot 10^{-6}}\right)}{s^2 + 1630,76 \cdot s + 2,055251973 \cdot 10^7}$$

$$hd_2(s) = 3,2426 \cdot 10^3 \cdot \frac{\left(s + \frac{1}{3,6 \cdot 10^{-6}}\right)}{s^2 + 1630,76 \cdot s + 2,055251973 \cdot 10^7}$$

$$hd_3(s) = 6,8931 \cdot 10^3 \cdot \frac{\left(s + \frac{1}{3,6 \cdot 10^{-6}}\right)}{s^2 + 1630,76 \cdot s + 2,055251973 \cdot 10^7}$$

$$hd_4(s) = 8,0268 \cdot 10^3 \cdot \frac{\left(s + \frac{1}{3,6 \cdot 10^{-6}}\right)}{s^2 + 1630,76 \cdot s + 2,055251973 \cdot 10^7}$$

$$hv_1(s) = 8,3980 \cdot \frac{\left(s + \frac{1}{3,6 \cdot 10^{-6}}\right)}{s^2 + 1630,76 \cdot s + 2,055251973 \cdot 10^7}$$

$$hv_2(s) = 6,9289 \cdot \frac{\left(s + \frac{1}{3,6 \cdot 10^{-6}}\right)}{s^2 + 1630,76 \cdot s + 2,055251973 \cdot 10^7}$$

$$hv_3(s) = 3,2594 \cdot \frac{\left(s + \frac{1}{3,6 \cdot 10^{-6}}\right)}{s^2 + 1630,76 \cdot s + 2,055251973 \cdot 10^7}$$

$$hv_4(s) = 2,7991 \cdot \frac{\left(s + \frac{1}{3,6 \cdot 10^{-6}}\right)}{s^2 + 1630,76 \cdot s + 2,055251973 \cdot 10^7}$$

2.6 - VALIDAÇÃO DO MODELO

Relembrando que o objetivo deste trabalho é projetar um compensador que leve o sistema a atender as especificações exigidas, escolheu-se comprovar a validação da função de transferência $H_d(s)$ por se esta a utilizada no projeto de compensadores.

Para comprovar a validade das expressões matemáticas (modelo linearizado) que representam o conversor em estudo, fez-se a simulação do conversor real (chaveado) em malha aberta utilizando a ferramenta indicada em [19]. Então, comparou-se os resultados obtidos via simulação com os obtidos via função de transferência.

2.6.1 - Procedimentos para Simulação

A seguir, descreve-se o procedimento utilizado para comprovar o modelo através de simulações.

É apresentado na Fig. 2.11 o circuito simulado.

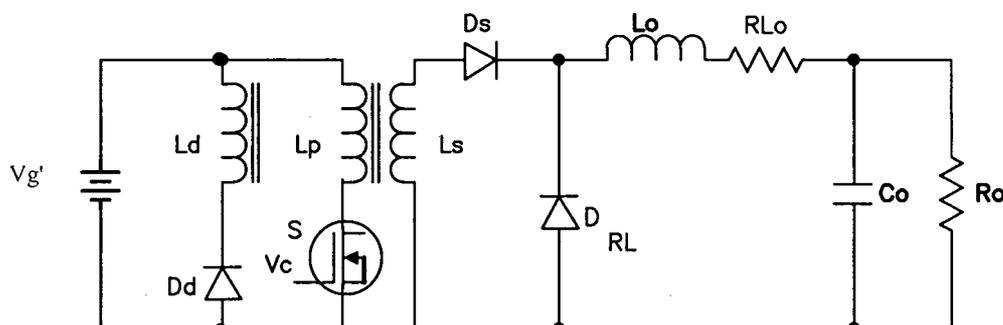


Fig. 2.11 - Estrutura do Conversor Simulado.

O sinal de comando da chave foi implementado utilizando-se a comparação entre uma tensão contínua (tensão de controle) e uma dente de serra, resultando na razão cíclica nominal (D), como mostra a Fig. 2.12.

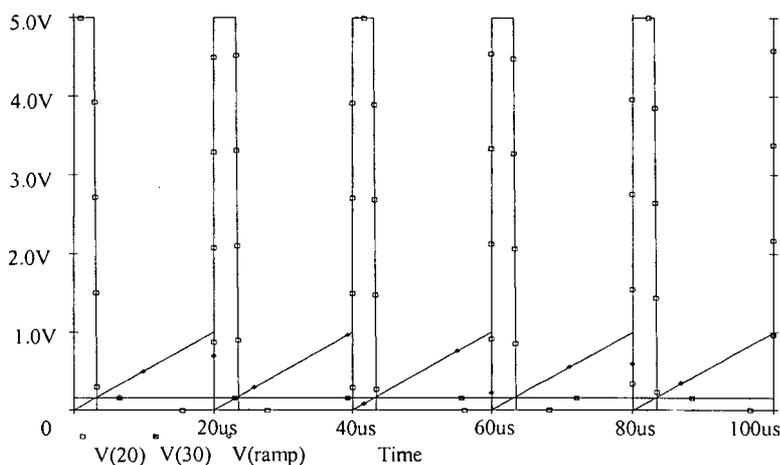


Fig. 2.12 - Geração da Razão Cíclica Nominal.

Onde:

- . V(20) - razão cíclica nominal ;
- . V(30) - tensão de controle;
- . V(ramp) - dente de serra

Como deseja-se verificar a influência da perturbação da razão cíclica na tensão de saída, necessitou-se provocar uma perturbação na tensão de controle. Esta perturbação foi emulada superpondo-se uma senóide de baixa amplitude ao nível cc, como mostra a Fig. 2.13. O nível de tensão contínua foi alterado de 0,2V (Fig. 2.12) para 0,5V (Fig. 2.13), a fim de facilitar a visualização das diferentes larguras de pulso, estes gerados a partir da comparação da tensão de controle com a dente de serra.

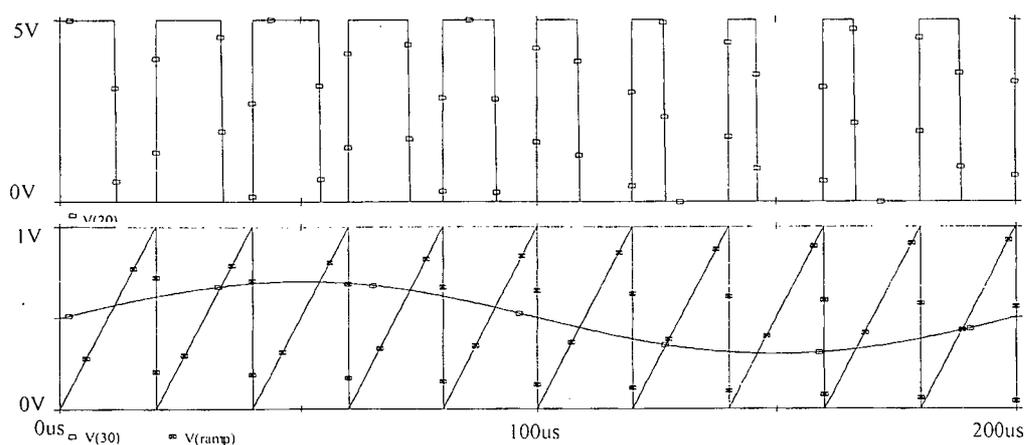


Fig. 2.13 - Perturbação na Razão Cíclica Nominal.

Onde:

- . V(20) - razão cíclica ;
- . V(30) - tensão de controle;
- . V(ramp) - dente de serra

Através da variação da frequência deste sinal senoidal, e com o auxílio de ferramentas do PSPICE, pôde-se fazer a análise de Fourier da tensão de saída e obter a amplitude da perturbação deste sinal (\hat{v}_o) provocado pela perturbação da razão cíclica(\hat{d}), obtendo-se assim, a resposta em frequência do conversor.

2.6.2 - Resultados Obtidos Via Simulação

Na Tabela 2.1 apresenta-se os resultados obtidos via simulação para o modo contínuo de condução:

Tabela 2.1 - Resultados Obtidos Via Simulação para o Modo Contínuo de Operação

Frequência (Hz)	\hat{v}_c ($\hat{d}=1\%D$) (mV)	\hat{v}_o (mV)	$ H_d = 20 \cdot \log \left \frac{\hat{v}_o}{\hat{d}} \right $ (dB)
100	1,5	142,1000	39,53
200	1,5	150,8000	40,05
300	1,5	167,5000	40,96
450	1,5	186,9000	41,91
600	1,5	308,6000	46,27
750	1,5	359,4000	47,59
1000	1,5	133,8000	39,01
10000	1,5	0,7704	-5,79

2.6.3 -Comparação das Respostas em Frequência Obtidas Via Simulação e Via Modelo

A Fig 2.14 mostra a variação do módulo da função de transferência $H_d(s)$ em função da variação da frequência, no modo contínuo de operação, para um determinado ponto de operação. A linha cheia foi plotada a partir da equação (2.43) e a tracejada a partir dos pontos determinados via simulação e apresentados na tabela (2.1).

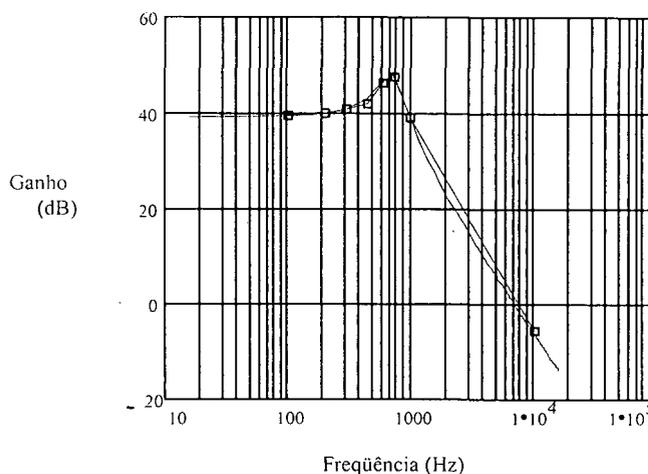


Fig. 2.14 - Diagrama do Módulo de $H_d(s)$ para o Modo Contínuo de Operação.

2.7 - CONCLUSÃO

Através da metodologia “Modelagem da Chave PWM”, pôde-se obter as funções de transferência $H_d(s)$ e $H_v(s)$ do conversor Forward no modo contínuo de operação, que são as mesmas do conversor Buck considerando a relação de transformação unitária, descrevendo desta forma, as características dinâmicas do conversor, características estas essenciais para o projeto da malha de controle.

Apesar das simplificações adotadas (transformador ideal e $R'_{Cl}=0$), a diferença entre as respostas em frequência em malha aberta do modelo (H_d) e as obtidas via simulação do conversor chaveado foram consideravelmente pequenas, como pode ser comprovado analisando-se a Fig. 2.14, ou seja, manteve-se o compromisso entre a simplicidade do modelo e a precisão dos resultados da análise, sendo estes válidos para um determinado ponto de operação.

CAPÍTULO 3

MODELAGEM DOS ELEMENTOS NÃO LINEARES DA MALHA DE CONTROLE

3.1 - INTRODUÇÃO

O estabelecimento de um modelo matemático de um sistema físico, quer dizer, a descrição do comportamento desse sistema por equações, implica sempre em aproximações que são indispensáveis para que a análise não seja muito complexa, sendo necessário muitas vezes substituir os elementos não lineares por elementos lineares equivalentes.

Neste capítulo é apresentado a modelagem de dois elementos não lineares: o isolador ótico e o comparador do regulador PWM 3524. A modelagem do comparador foi feita utilizando-se a técnica da Função Descritiva.

3.2 - MODELAGEM DO ISOLADOR ÓTICO

O isolador ótico é um componente fotoeletrônico de estado sólido utilizado nos últimos 20 anos, cuja finalidade, como o próprio nome já diz, é proporcionar o isolamento de um determinado sinal. O utilizado neste trabalho é o 4n26, que consiste de um diodo emissor de luz (foto-emissor) e um fototransistor (foto-receptor).

A Fig. 3.1 mostra o circuito empregado, proposto por [3], quando necessita-se utilizar o isolador ótico.

Nesta configuração, o sinal de comando é aplicado ao terminal 1 (pino 1), mantendo o terminal 2 (pino 2) aterrado. O sinal coletado no terminal 3 (pino 5) é o sinal

de comando isolado. Porém, esta configuração provoca uma defasagem de 180° entre os sinais V_c e V_c' .

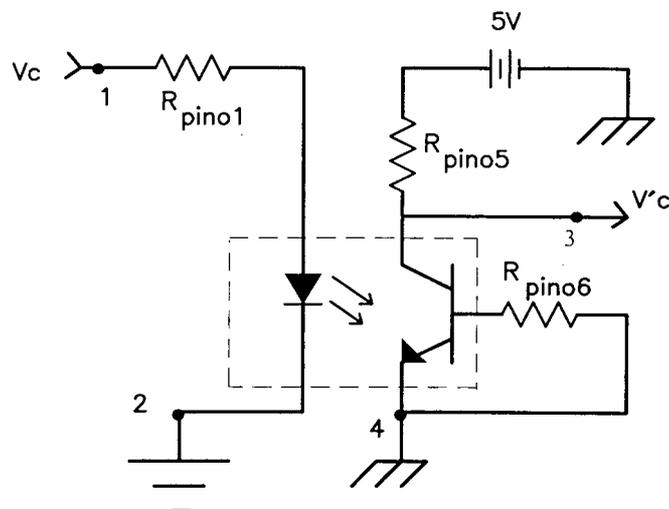


Fig. 3.1 - Circuito de Emprego do Isolador Ótico (Configuração 1).

Como a lógica de controle do circuito não permite esta inversão de fase, fez-se algumas modificações no circuito apresentado na Fig. 3.1, como mostra a Fig.3.2.

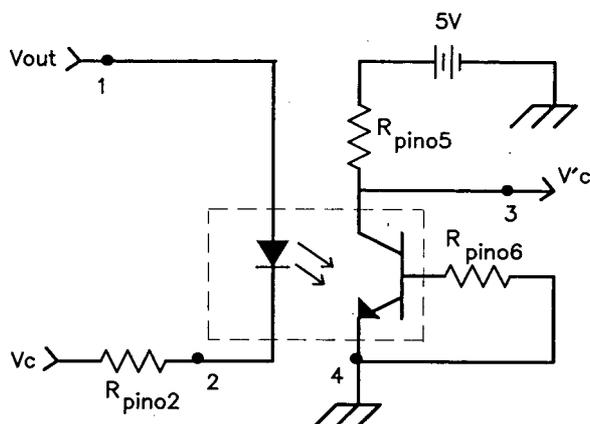


Fig. 3.2 - Circuito de Emprego do Isolador Ótico (Configuração 2).

onde:

- . V_{out} - tensão de saída do conversor;
- . V_C - tensão de saída do compensador;
- . V_C' - tensão que será comparada com a dente de serra com frequência de 50kHz, gerando as ordens de comando para a chave.

O circuito apresentado na Fig. 3.2 foi simulado no PSPICE, substituindo-se a tensão V_{out} , por um nível contínuo de 13,8V, que representa a tensão de saída do conversor

e a tensão de controle por uma fonte de tensão quadrada, cuja amplitude variava de 0 a 15V, representando a máxima excursão de sinal da saída do compensador.

Através da variação da frequência deste sinal e com o auxílio de ferramentas do PSPICE pôde-se fazer a análise de Fourier da tensão V_C' , obtendo-se assim, a resposta em frequência do isolador ótico.

A Tabela 3.1 mostra o resultados obtidos via simulação do circuito apresentado na Fig.3.2.

TABELA 3.1 - Resultados Obtidos Via Simulação para Levantamento da Resposta em Frequência do Isolador Ótico.

Frequência (Hz)	Componente fundamental de V_C (V)	Componente fundamental de V_C' (V)	$ g_o = 20 \cdot \log \left \frac{V_C'}{V_C} \right $ (dB)
100	9,549	2,976	-10,13
1000	9,549	2,976	-10,13
10000	9,549	2,959	-10,18
20000	9,549	2,909	-10,32
50000	9,549	2,576	-11,38
100000	9,549	1,684	-15,07
200000	9,549	0.8301	-21,21

A partir dos dados da Tabela 3.1, pôde-se plotar a curva 1 da Fig. 3.3 e a partir desta curva, obteve-se o modelo matemático do isolador ótico, representado pela equação (3.1):

$$g_o(s) = 2350 \cdot 10^8 \cdot \frac{1}{s^2 + 2000016 \cdot s + 750024 \cdot 10^6} \quad (3.1)$$

Na Fig. 3.3, a curva 2 foi obtida a partir da equação (3.1).

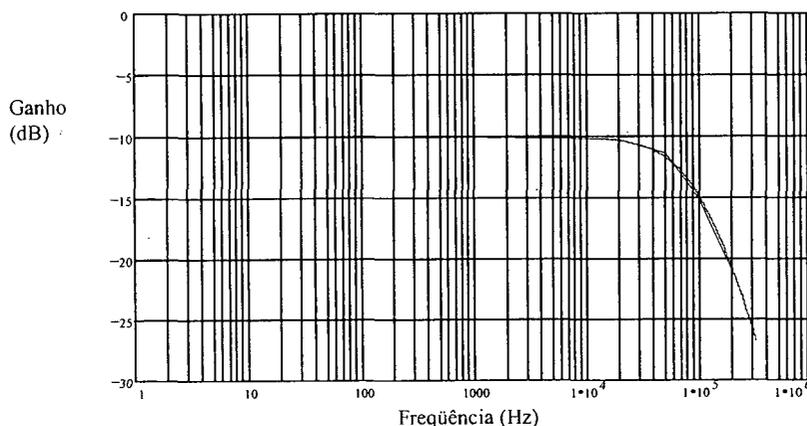


Fig. 3.3 - Diagrama do Módulo de $g_o(s)$ Referente a Tabela 3.1.

Porém, variando-se a amplitude, a componente contínua e a frequência do sinal injetado no pino 2 do isolador ótico, a curva de resposta em frequência sofria alteração. Então, para obter-se a curva de resposta em frequência do isolador ótico para esta situação, é necessário injetar no pino 2 um sinal compatível com o sinal do ponto de operação do sistema em malha fechada e não uma forma de onda quadrada que represente a máxima excursão do sinal de saída do compensador.

Diante disto, o sinal V_c injetado no pino 2 do isolador ótico é composto de uma componente contínua de 7,35V sobreposto de uma componente senoidal de 265mV de amplitude.

A Tabela 3.2 mostra os resultados obtidos via ensaio do circuito apresentado na Fig. 3.2.

TABELA 3.2 - Resultados Obtidos Via Ensaio para Levantamento da Resposta em Frequência do Fotoacoplador.

Frequência (Hz)	Componente fundamental de V_c (V)	Componente fundamental de V_c' (V)	$ g_o = 20 \cdot \log \left \frac{V'_c}{V_c} \right $ (dB)
120	265m	265m	0
1223	265m	266m	0
5659	265m	264m	0
10188	265m	265m	0
21231	265m	211m	-1,98
30969	265m	179m	-3,41
520434	265m	128m	-6,32
70504	265m	105	-8,04
99507	265m	79m	-10,51

A partir dos dados da Tabela 3.2, pôde-se plotar a curva 1 da Fig. 3.4 e a partir desta curva obteve-se o modelo matemático do isolador ótico, representado pela equação (3.2):

$$g_o(s) = 225670 \cdot \frac{(s + 3,05 \cdot 10^5)}{(s + 1,4 \cdot 10^5) \cdot (s + 491 \cdot 10^3)} \quad (3.2)$$

Na Fig. 3.4, a curva 2 foi obtida a partir da equação (3.2)

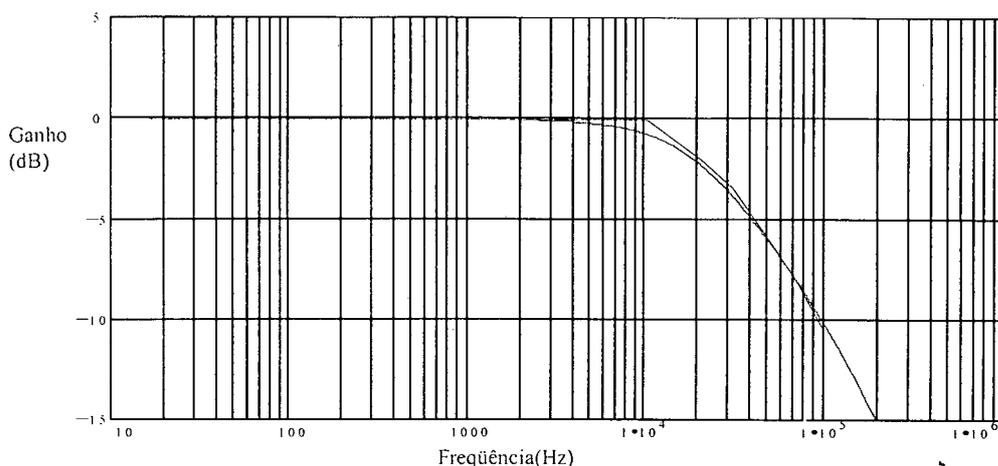


Fig. 3.4- Diagrama de Bode do Isolador ótico Referente a Tabela 3.2.

É importante também relatar que a componente contínua do sinal V_c sofreu uma atenuação de 10dB.

Para obter a resposta em frequência que represente o isolador ótico 4N26, é necessário saber com grande precisão o nível dos sinais envolvidos. Caso contrário, inviabiliza a busca do compensador ótimo, pois a medida que ocorre a variação dos parâmetros do compensador, a atenuação oferecida pelo mesmo também se altera e por conseqüência varia a amplitude dos sinais envolvidos. Se a amplitude dos sinais envolvidos varia, a função de transferência do isolador ótico muda.

3.3 - MODELAGEM DO COMPARADOR DO REGULADOR PWM 3524

3.3.1 - Introdução

O regulador PWM 3524 [10] é utilizado neste trabalho para gerar ordens de comando para os interruptores. Internamente possui um comparador onde é feita a comparação entre a tensão de controle e uma dente de serra, tendo como resultado pulsos cuja largura define a razão cíclica, ou seja, o intervalo de tempo durante o qual os interruptores estão conduzindo. Esta onda dente de serra é gerada a partir de um oscilador interno, cujo período de chaveamento é definido por um resistor conectado do pino 6 para o terra e um capacitor conectado do pino 7 para o terra.

Para utilizá-lo na análise e no projeto do sistema de controle do ponto de vista do domínio da frequência, é necessário obter seu modelo matemático. Para isto, utilizou-se uma técnica de linearização denominada função descritiva. A escolha desta técnica, foi devido também ao aparecimento de oscilações auto-sustentadas na simulação do circuito chaveado. Oscilações estas provocadas pelo pequeno valor imposto aos erros relativos e absolutos de tensão e de corrente, a fim de simular o sistema em malha fechada.

3.3.2 -Função Descritiva (FD)

A Linearização Harmônica é um método aproximado de análise de comportamento de sistemas não lineares com características periódicas, que permite utilizar os conceitos no domínio da frequência, desenvolvidos para sistemas lineares, para análise e projeto de sistemas de controle.

Baseado nos trabalhos de N. M. Krylov e N. N. Bogolyubov, o método de Linearização Harmônica foi proposto por L. S. Goldfarb em 1940 e usado por ele na análise de sistemas de controle [8].

A aplicação deste método impõe [9]:

- . Que o sistema estudado deva ser decomposto em uma ou mais partes não lineares, seguidas de partes lineares estáveis comportando-se como filtros passa-baixa;
- . Somente o primeiro harmônico do sinal de saída do elemento não linear passa através do filtro;
- . As harmônicas superiores do sinal de saída são fortemente atenuadas após passarem pelo filtro;
- . que os sinais envolvidos sejam periódicos.

Após atendidas estas imposições, cada elemento não linear pode ser substituído por um elemento linear equivalente cujos parâmetros dependem da amplitude do primeiro harmônico do sinal de entrada deste elemento e da sua frequência (caso de um elemento não linear com inércia) ou simplesmente da amplitude (caso de um elemento não linear sem inércia).

As Funções Descritivas [7] nada mais são do que as funções que descrevem aproximadamente as características de transferência de sinais através de elementos não

lineares de um dado sistema, sendo definida como o ganho complexo entre a componente harmônica fundamental de saída e a amplitude de entrada, como mostra a equação 3.2:

$$N = \frac{w_1}{A} \angle \phi_1 \quad (3.2)$$

onde:

- . N - função descritiva;
- . A - amplitude do sinal de entrada;
- . w_1 - amplitude da harmônica fundamental do sinal de saída;
- . ϕ_1 - defasagem da harmônica fundamental do sinal de saída

3.3.3 - Determinação da Função Descritiva do Comparador

Primeiro Estudo:

Muitos tipos diferentes de não linearidades podem ser encontrados em sistemas de controle real.

Para obter a função descritiva do comparador é necessário primeiro definir o tipo de não linearidade presente neste componente.

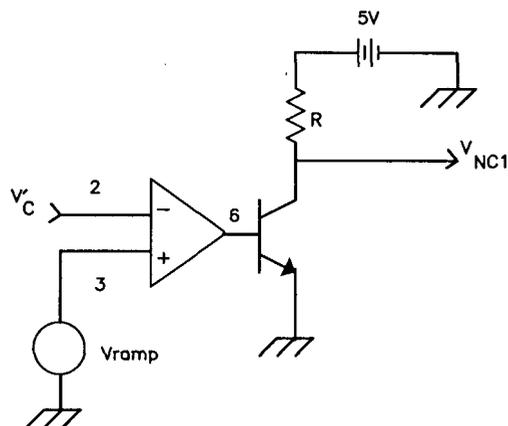


Fig.3.5 - Circuito Representativo do Comparador do CI3524.

onde:

- . V_c - tensão de controle isolada;
- . V_{NC1} - tensão de comando da chave;
- . V_{ramp} - tensão dente de serra de 50kHz, cuja amplitude varia de 1 a 3,5V.

Quando compara-se a tensão de controle (V_c) com a dente de serra (V_{ramp}), como é mostrado na Fig. 3.5, a saída do comparador gera pulsos de comando para a chave (V_{nc1}) com a seguinte lógica:

$$\text{.Se } \frac{V_c}{V_{ramp}} \geq 1 \Rightarrow V_{nc1} = 0$$

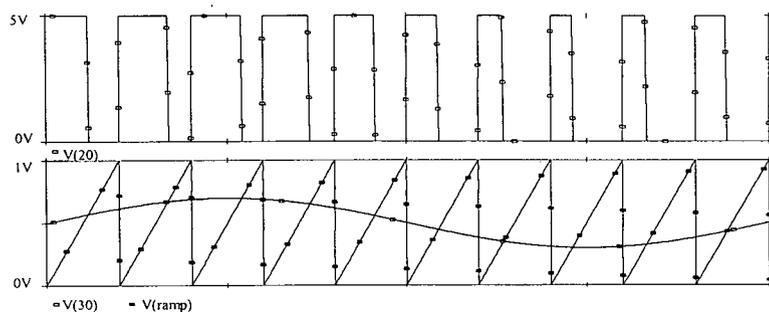
(o interruptor está em condução);

$$\text{.Se } \frac{V_c}{V_{ramp}} < 1 \Rightarrow V_{nc1} = 5$$

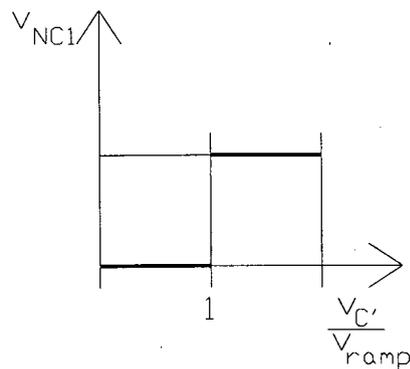
(o interruptor está bloqueado),

caracterizando desta forma uma não linearidade tipo saturação ou liga-desliga (on-off) ou ainda, não linearidade de duas posições.

A Fig.3.6 mostra as formas de onda de entrada e saída bem como a curva de característica de entrada-saída.



(a)



(b)

Fig. 3.6 (a) Formas de Onda de Entrada e Saída do Comparador; (b) Curva da Característica de Entrada-Saída para a Não Linearidade Apresentada pelo Comparador.

Onde:

. $V(20)$ - tensão de comando da chave (V_{nc1});

. $V(30)$ - tensão de controle isolada (V_c');

. Vramp - tensão dente de serra de 50kHz, cuja amplitude varia de 1 a 3,5V.

Após definido o tipo de não linearidade, determina-se a componente harmônica fundamental de saída e divide-se pela componente fundamental de entrada, obtendo-se a função descritiva.

Porém, neste momento surgiu então questões importantes que foram levantadas e analisadas:

1^a - A entrada do elemento não linear é composta por dois sinais: Vc'e Vramp:

Qual o sinal a adotar, visto que na literatura [8], [9], [11] e [12], é determinada a função descritiva de vários elementos não lineares que possuíam somente um sinal de entrada? Nada foi encontrado para a obtenção da função descritiva para dois sinais de entrada tão diferentes.

2^a - Como pode ser visto na Fig. 36b, o sinal de saída depende do quociente da razão entre os dois sinais de entrada;

Como adotar somente um dos sinais de entrada se a saída depende da relação entre ambos?

3^a - A informação que interessa no sinal de saída é a variação da razão cíclica em relação a tensão de controle isolada.

Ter-se-ia que obter a componente fundamental do sinal de saída para diversos períodos de chaveamento, pois a largura dos pulsos era variável de período a período.

Qual período a adotar?

Considerar a largura de pulso constante e igual a nominal?

Diante desses problemas encontrados, e após muitas tentativas, abandonou-se esta linha de raciocínio e partiu-se para o estudo numa visão macro, ou seja, saído do período de chaveamento (20μs) e indo para o período da perturbação do sinal de entrada (8,33ms).

Segundo Estudo:

Nesta segunda etapa, o comparador foi representado pelo bloco mostrado na Fig. 3.7.

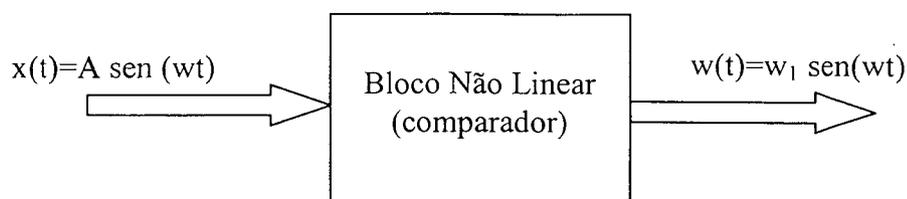


Fig. 3.7 - Relação Entrada-Saída.

onde:

- . $x(t)$ - Sinal senoidal de entrada;
- . $W(t)$ - Componente harmônica do sinal de saída.

A função descritiva do comparador foi obtida via simulação no Pspice. O circuito simulado é o mostrado na Fig.3.5, representado pelo bloco da Fig. 3.7.

Para obter-se a FD do comparador procedeu-se de dois modos diferentes.

Primeiramente variou-se a amplitude da tensão senoidal de entrada, mantendo-se sua frequência constante. Mediu-se a largura dos pulsos do sinal de saída proveniente da comparação da tensão senoidal com a dente de serra. Então, montou-se a Tabela 3.3 e a partir desta uma terceira onda onde a ordenada é a largura dos pulsos do sinal de saída e a abcissa o tempo, como pode ser vista na Fig. 3.8. Este procedimento foi repetido para os diferentes valores de amplitude.

Tabela 3.3 - Determinação da Razão Cíclica para cada Período de Chaveamento.

Período de Chaveamento	Intervalo de Tempo de Condução (μs)	Razão Cíclica
1º	0 - 8,512	0,4256
2º	20 - 28,888	0,4444
3º	40 - 49,266	0,4633
4º	60 - 69,674	0,4837
5º	80 - 90,350	0,5175
6º	100 - 110,885	0,5443
7º	120 - 130,885	0,5443
8º	140 - 151,286	0,5643
9º	160 - 170,677	0,5839
10º	180 - 192,050	0,6025
11º	200 - 212,089	0,6045
12º	220 - 232,068	0,6034
13º	240 - 252,069	0,6035
14º	260 - 272,072	0,6036
15º	280 - 292,066	0,6033
16º	300 - 311,667	0,5834
17º	320 - 331,681	0,5840
18º	340 - 351,264	0,5632
19º	360 - 370,876	0,5438
20º	380 - 390,680	0,5340
21º	400 - 410,348	0,5174

Cont.

24º	460 - 468,882	0,4441
25º	480 - 488,432	0,4216
26º	500 - 508,079	0,4040
27º	520 - 527,291	0,3646
28º	540 - 546,889	0,3445
29º	560 - 566,489	0,3245
30º	580 - 586,085	0,3043
31º	600 - 605,675	0,2838
32º	620 - 625,281	0,2641
33º	640 - 644,880	0,2440
34º	660 - 664,886	0,2443
35º	680 - 684,491	0,2246
36º	700 - 704,483	0,2242
37º	720 - 724,092	0,2046
38º	740 - 744,081	0,2041
39º	760 - 764,085	0,2043
40º	780 - 784,085	0,2043
41º	800 - 804,487	0,2244
42º	820 - 824,493	0,2247
43º	840 - 844,882	0,2441
44º	860 - 865,274	0,2637
45º	880 - 885,692	0,2846
46º	900 - 906,093	0,3047
47º	920 - 926,491	0,3246
48º	940 - 946,892	0,3446
49º	960 - 967,285	0,3643
50º	980 - 987,683	0,3842

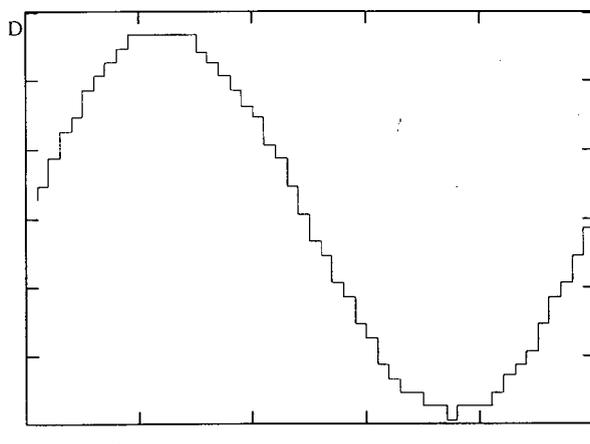


Fig. 3.8- Razão Cíclica em Função do Tempo.

Após obtida esta nova curva, fez-se sua análise harmônica no DSN, que é um programa utilizado para análise de curvas, onde pôde-se obter sua componente fundamental.

Com estes dados determinou-se a função descritiva do comparador para cada valor de amplitude diferente, como mostra a Tabela 3.4.

Tabela 3.4 - Resultados Obtidos Via Simulação para Determinação da Função Descritiva Mantendo-se a Frequência da Tensão de Entrada Constante.

Nível Contínuo da Onda Senoidal (V)	Frequência da Onda Senoidal (Hz)	Amplitude da Onda Senoidal [A] (V)	Componente Fundamental da Tensão de Saída [w ₁] (V)	Função Descritiva $N = \frac{w_1}{A}$
1,98	1000	0,1	0,04139	0,4139
1,98	1000	0,3	0,12090	0,4030
1,98	1000	0,5	0,19840	0,3968
1,98	1000	0,7	0,28010	0,4001
1,98	1000	0,9	0,36037	0,4004

O procedimento anteriormente descrito para o levantamento da FD do comparador, quando o sinal de entrada tinha frequência constante e amplitude variável, foi o mesmo adotado quando manteve-se a amplitude constante e variou-se a frequência.

Os resultados obtidos nesta segunda etapa podem ser vistos na Tabela 3.5.

Tabela 3.5 - Resultados Obtidos Via Simulação para Determinação da Função Descritiva Mantendo-se a Amplitude da Tensão de Entrada Constante.

Nível Contínuo da Onda Senoidal (V)	Frequência da Onda Senoidal (Hz)	Amplitude da Onda Senoidal [A] (V)	Componente Fundamental da Tensão de Saída [w ₁] (V)	Função Descritiva $N = \frac{w_1}{A}$
1,98	1000	0,5	0,19840	0,3968
1,98	2000	0,5	0,1983	0,3966
1,98	3000	0,5	0,2000	0,4000
1,98	5000	0,5	0,1970	0,3940
1,98	7000	0,5	0,1977	0,3954
1,98	9000	0,5	0,1878	0,3756
1,98	12000	0,5	0,1776	0,3552

Os dois últimos valores da Função Descritiva na Tabela 3.5 diferenciaram-se bastante dos demais, devido ao pouco número de pontos da onda gerada pela comparação da Vc' em 12kHz com a dente de serra em 50kHz.

Analisando-se os resultados obtidos tanto na Tabela 3.3 como na Tabela 3.4, a Função Descritiva do comparador é praticamente constante, ou seja, a razão entre a onda senoidal de entrada e a componente fundamental de saída independe da amplitude do sinal de entrada e da frequência do mesmo, podendo então ser representada pela equação 3.3.

$$N = 0,4$$

(3.3)

3.4 -CONCLUSÃO

Sendo o isolador ótico um elemento “extremamente “não linear, sua resposta em frequência deve ser sempre obtida injetando-se sinais que correspondam aos sinais do ponto de operação onde este está inserido. Como foi constatado, não se deve injetar sinais cujas amplitudes representem a máxima excursão do sinal de entrada deste elemento.

Na busca de um compensador otimizado, a função de transferência do isolador ótico não deve ser utilizada, visto que a mesma só representa o elemento para um determinado ponto de operação, pois a medida que os parâmetros do compensador vão mudando, a amplitude dos sinais de entrada do isolador ótico também variam, anulando a validade da função de transferência inicialmente utilizada.

Caso o projeto necessite de isolamento entre sinais, aconselha-se após ter encontrado o compensador otimizado, fazer ensaios com isoladores óticos afim de determinar o mais indicado para cada situação.

Para que pudesse ser obtida a Função Descritiva do comparador, houve a necessidade de enxergar o problema de fora do período de chaveamento, visto que quando se trabalha com conversores chaveados, o impulso inicial leva sempre a equacionamentos onde o domínio do tempo é sempre enclausurado dentro do período de chaveamento.

Adotando-se os procedimentos descritos anteriormente, verificou-se que a característica de transferência de sinal através do comparador independe da amplitude ou da frequência do sinal de entrada, sendo representada pela equação (3.3).

CAPÍTULO 4

PROJETO DA MALHA DE CONTROLE

4.1 - INTRODUÇÃO

As principais linhas teóricas no estudo dos sistemas de controle, conforme [13] são:

- . Enfoque Clássico;
- . Enfoque Analítico;
- . Enfoque por Variáveis de Estado e
- . Enfoque por Álgebra Abstrata.

A Teoria Clássica de Sistemas de Controle Realimentado baseia-se na consideração de variáveis externas. A partir deste enfoque, é imprescindível tomar em consideração três elementos básicos: entrada, sistema e saída.

Esta teoria permite o projeto de um sistema de controle somente por métodos de tentativa e erro, ou seja, propondo um sistema, analisando-o, modificando-o se não está correto, voltando a analisá-lo e assim sucessivamente até obter um sistema aceitável.

No parágrafo anterior utilizou-se o termo “aceitável” de forma pouco precisa, ou seja, todo sistema deve cumprir com os requisitos que lhe tenham sido especificados para ser considerado aceitável.

Neste trabalho são impostas as seguintes especificações:

- . Tensão de saída: $V_{out}=13,8V_{DC}$ para uma faixa de variação da entrada de $93V_{rms}$ a $255V_{rms}$;
- . Corrente de carga: $I_{out}=2,1A$;
- . Ondulação máxima em 120Hz da tensão nos terminais de saída : $1mV$ psofométrico (que corresponde a $150mV$ de pico a pico)[31];

. Ondulação máxima de 30mV pico a pico da tensão nos terminais de saída.

Este capítulo objetiva projetar um compensador tal que o conversor atenda as especificações anteriormente mencionadas, utilizando um compensador PID inserido na malha de controle (malha de tensão). Para realização de tal objetivo, utilizou-se duas metodologias:

1ª Análise da influência da variação individual dos parâmetros do compensador no comportamento da FTMFv;

2ª Otimização (Programação Não Linear): pois as funções que representam o sistema são não lineares e o espaço é multi-dimensional.

4.2 - DIAGRAMA DE BLOCOS DO SISTEMA

Em geral, as fontes de alimentação chaveadas utilizam sistema de controle com realimentação negativa em malha fechada objetivando a regulação de linha e carga e uma adequada resposta dinâmica.

Para se ter uma visão global do sistema de controle em malha fechada estudado, ou seja, conhecer as relações existentes entre as variáveis que o compõe, pode-se representá-lo pelo diagrama de blocos [12] e [15], como mostrado na Fig. 4.1.

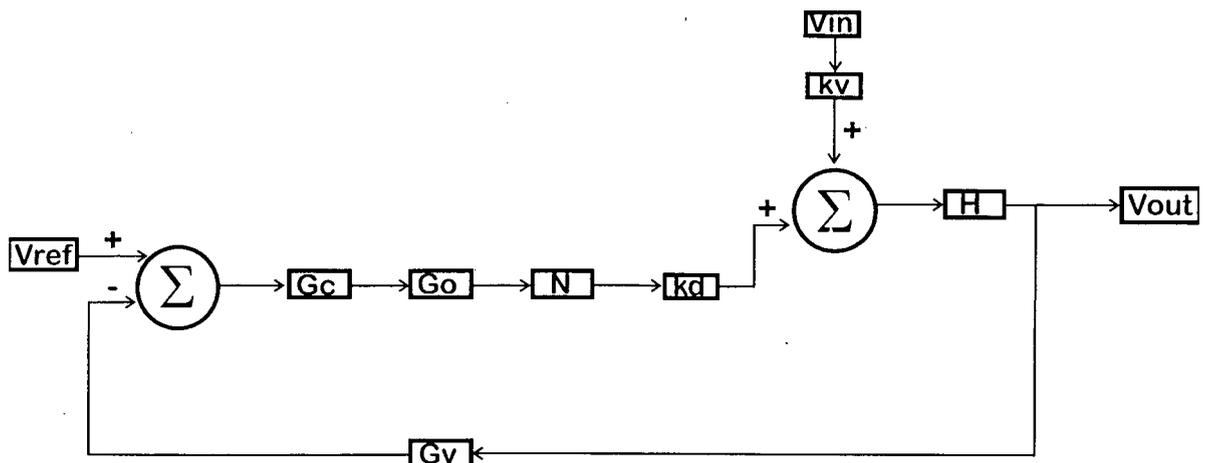


Fig. 4.1 - Diagrama de Blocos do Sistema Completo.

Onde:

. G_c - função de transferência do compensador PID

$$G_c(s) = k \cdot \frac{(s+z1) \cdot (s+z2)}{s \cdot (s+p1)}$$

. G_o - função de transferência do fotoacoplador;

$$G_o=1$$

. N - função descritiva do comparador;

$$N = PN = 0,4$$

. k_d - ganho da função de transferência Hd;

$$k_{d1}=PA$$

$$k_{d4}=C$$

. k_v - ganho da função de transferência Hv;

$$k_{v1}=PB$$

. H - função de transferência do conversor considerando ganho unitário;

$$H(s) = \frac{s + E}{s^2 + F \cdot s + G}$$

. V_{ref} - tensão de referência;

. V_{in} - tensão de entrada do conversor;

. G_v - elemento de medida.

$$G_v=H$$

O modelo matemático de cada elemento que compõe o diagrama de blocos mostrado na Fig. 4.1 foi determinado nos capítulos 2 e 3, exceto o bloco G_v , que nada mais é do que o elemento de medida feito através de um divisor resistivo e o bloco G_c , cujos parâmetros deseja-se determinar.

O valor do ganho do bloco G_v não deve ser unitário ou muito próximo deste valor, a fim de não provocar saturação do compensador, já que o mesmo é composto por um amplificador operacional cuja alimentação é a própria tensão de saída do conversor.

$$\text{Então, define-se } G_v(s) = \frac{15K}{15K + 27K} \quad (4.1)$$

A Fig. 4.2 mostra o diagrama de blocos do sistema considerando perturbação nula e a Fig. 4.3 considerando a referência nula.

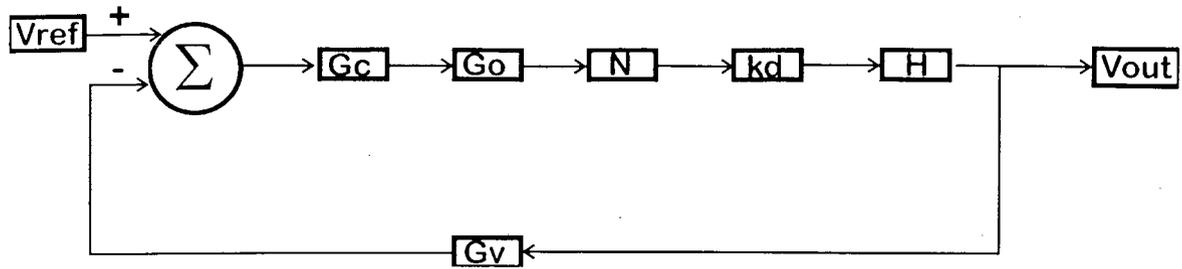


Fig. 4.2 - Diagrama de Blocos do Sistema Considerando Perturbação Nula.

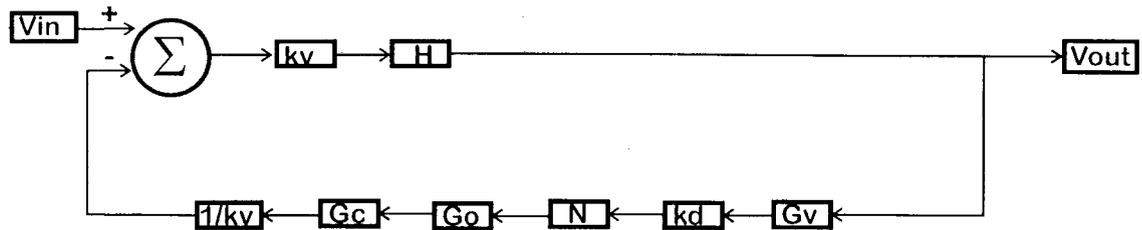


Fig. 4.3 - Diagrama de Blocos do Sistema Considerando Referência Nula.

Logo após haver sido representado o sistema em diagramas de blocos, surge a necessidade de definir as seguintes funções de transferência que serão utilizadas neste capítulo:

A partir da Fig. 4.2, tem-se que:

FTMA - Função de Transferência de Malha Aberta:

$$FTMA_d = G_c \cdot G_o \cdot N \cdot H_d \quad (4.2)$$

onde:

$$H_d = k_d \cdot H \quad (4.3)$$

FTLA - Função de Transferência de Laço Aberto:

$$FTLA_d = G_c \cdot G_o \cdot N \cdot H_d \cdot G_v \quad (4.4)$$

FTMF - Função de Transferência de Malha Fechada:

$$FTMF_d = \frac{FTMA_d}{1 + FTLA_d} \quad (4.5)$$

E a partir da Fig. 4.3, tem-se que:

FTMA - Função de Transferência de Malha Aberta:

$$FTMA_v = H_v \quad (4.6)$$

onde:

$$H_v = k_v \cdot H \quad (4.7)$$

FTLA - Função de Transferência de Laço Aberto:

$$FTLA_v = G_c \cdot G_o \cdot N \cdot H_d \cdot G_v \quad (4.8)$$

FTMF - Função de Transferência de Malha Fechada:

$$FTMF_v = \frac{FTMA_v}{1 + FTLA_v} \quad (4.9)$$

Através da FTMF_v pode-se verificar o quanto a ondulação de baixa frequência (120Hz) da tensão de saída é atenuada.

4.3 - ESCOLHA DO COMPENSADOR

Os controladores automáticos industriais podem ser classificados de acordo com a ação de controle como [15]:

- . Controladores de duas posições ou liga-desliga;
- . Controladores proporcionais (P);
- . Controladores do tipo proporcional-mais-integral (PI);
- . Controladores do tipo proporcional-mais-derivativo (PD);
- . Controladores do tipo proporcional-mais-derivativo-mais-integral (PID).

A escolha de um compensador depende da aplicação desejada.

Diante às especificações, optou-se por continuar trabalhando com o compensador PID, visto que apresenta as seguintes características:

- . Baixo custo de montagem;
- . Erro em regime estacionário nulo, devido à presença da ação integral e
- . Resposta livre de oscilações excessivas, pois a ação derivativa possui a vantagem de ser antecipatória.

A expressão que representa a ação de um controlador PID é dada pela equação (4.10).

$$V_c(t) = K_c \cdot e(t) + K_c \cdot T_d \frac{de(t)}{dt} + \frac{K_c}{T_i} \cdot \int_0^t e(t) \cdot dt \quad (4.10)$$

onde:

- . K_c - ganho (sensibilidade proporcional);
- . T_d - tempo derivativo;
- . T_i - tempo integral;

. $e(t)$ - erro = (valor medido - valor de referência).

Sendo sua função de transferência expressa por:

$$G_c(s) = K \cdot \left(1 + T_d \cdot s + \frac{1}{T_i \cdot s} \right) \quad (4.11)$$

Entretanto sabe-se que não é possível implementar um circuito com uma função de transferência que possua o grau do numerador superior ao do denominador. Assim, a função de transferência de um controlador realizável acrescenta mais um pólo na função de transferência mostrada na equação (4.11), sendo representada pela equação 4.12:

$$G_c(s) = K \cdot \frac{(s + w_{z1}) \cdot (s + w_{z2})}{s \cdot (s + w_{p2})} \quad (4.12)$$

onde:

- . K - Ganho;
- . w_{z1} e w_{z2} - frequência dos zeros do controlador;
- . w_{p2} - frequência do segundo pólo do controlador.

A estrutura do controlador PID é apresentada na Fig. 4.4, sendo sua função de transferência representada pela equação (4.13):

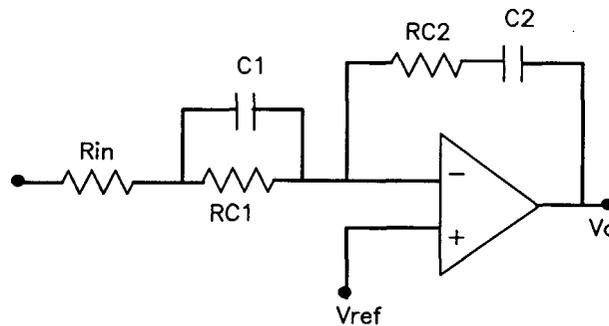


Fig. 4.4 - Estrutura do Controlador PID.

$$G_c(s) = \frac{R_2}{R_{in}} \cdot \frac{\left(s + \frac{1}{R_{C2} \cdot C_2} \right) \cdot \left(s + \frac{1}{R_{C1} \cdot C_1} \right)}{s \cdot \left(\frac{R_{in} + R_{C1}}{R_{in} \cdot R_{C1} \cdot C_1} + s \right)} \quad (4.13)$$

4.4 - PROJETO DO COMPENSADOR

Após ter definidas as especificações, o tipo de compensador e o diagrama de blocos do sistema, deve-se definir o tipo de problema, se servo ou regulador.

Como a referência é mantida constante, descarta-se o problema servo, definindo-se assim, o tipo de problema: regulador, ou seja, deseja-se manter a saída num valor determinado para qualquer variação de carga dentro de um limite preestabelecido. Além disso, a variável controlada não deve ser muito afetada por perturbações provenientes da ondulação de 120Hz provocada pelo estágio de retificação e filtragem localizado na entrada do conversor.

A experiência tem mostrado que ao se projetar um sistema de controle levando-se apenas em consideração a relação entre a tensão de saída e a razão cíclica, garante-se a atenuação de baixa frequência na tensão de saída, como mostrado em [20].

Nos projetos de sistema de controle para conversores CC-CC, os procedimentos adotados para determinação de compensadores estão baseados no enfoque clássico. Adotou-se aqui, o método de resposta em frequência.

4.4.1 - Compensador 1: Compensador Espelhado

Nesta primeira etapa, determinou-se o compensador alocando-se seus zeros e pólo na mesma frequência dos pólos e zero do conversor. Neste texto, este compensador é denominado Compensador Espelhado. O segundo pólo do compensador foi locado na origem garantindo, desta forma, erro nulo em regime estacionário. Adotou-se esta configuração como ponto de partida para o estudo da rejeição que o sistema oferece a perturbação de baixa frequência, provocada pelo estágio de retificação e filtragem localizado na entrada do conversor, rejeição esta proporcionada pela adequada escolha dos parâmetros do compensador.

Então, os pólos e os zeros do compensador espelhado foram alocados nas seguintes frequências :

- .pólo 1 (p_1) - alocado na origem;
- .pólo 2 (p_2) - alocado em $2,778 \cdot 10^5$ rad/s;
- .zero 1 (z_1) - alocado em $4,53 \cdot 10^3$ rad/s;
- .zero 2 (z_2) - alocado em $4,53 \cdot 10^3$ rad/s;

Após definida a posição dos zeros e dos pólos do compensador espelhado, ajustou-se seu ganho de tal forma a respeitar as seguintes condições:

1ª - Frequência de corte das $FTLA_{1d}$ e $FTLA_{4d}$ menor que $\frac{1}{4}$ da frequência de chaveamento (isto evita que o sistema torne-se instável quando a frequência das perturbações sejam próximas da frequência de chaveamento);

2ª - Margem de fase das $FTLA_{1d}$ e $FTLA_{4d}$ maior que 45° e menor que 90° (isto representa um bom compromisso entre a dinâmica do sistema e a garantia de estabilidade).

A função de transferência deste compensador é representada pela equação 4.14.

$$Gc1(s) = \frac{655 \cdot 10^3}{9,64 \cdot 10^3} \cdot \frac{\left(s + \frac{1}{655 \cdot 10^3 \cdot 337 \cdot 10^{-12}} \right) \cdot \left(s + \frac{1}{581 \cdot 10^3 \cdot 380 \cdot 10^{-12}} \right)}{s \cdot \left(\frac{9,64 \cdot 10^3 + 581 \cdot 10^3}{9,64 \cdot 10^3 \cdot 581 \cdot 10^3 \cdot 380 \cdot 10^{-12}} + s \right)} \quad (4.14)$$

Na Fig. 4.5 é apresentado o Diagrama de Bode da $FTLA_d$ e da função de transferência do compensador.

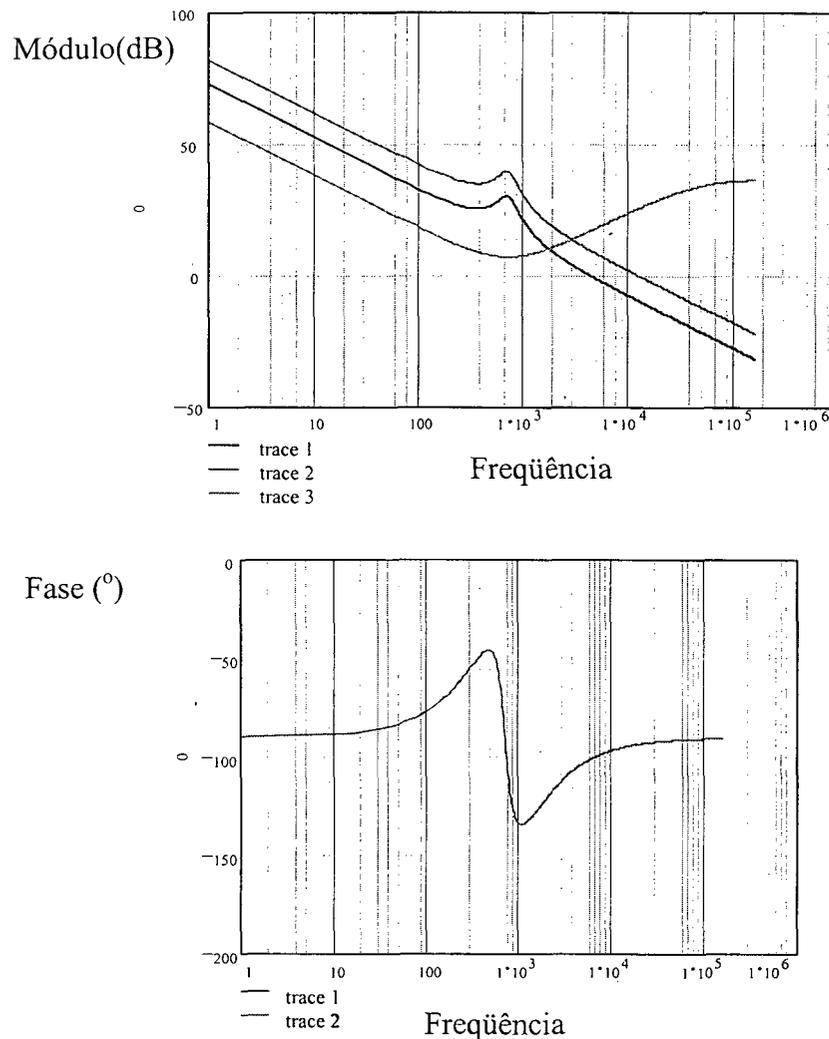


Fig.4.5 - Diagrama de Bode da $FTLA_d$ e da Função de Transferência de Gc_1 .

onde:

- . traço 1 - representa a $FTLA_d$ quando o sistema opera com tensão de entrada mínima;
- . traço 2 - representa a $FTLA_d$ quando o sistema opera com tensão de entrada máxima;
- . traço 3 - representa a função de transferência do compensador espelhado.

Analisando o diagrama de Bode apresentado na Fig. 4.5, determina-se:

- . frequência de corte da $FTLA_{1d}$: $f_{c1}= 4361\text{Hz}$
- . frequência de corte da $FTLA_{4d}$: $f_{c4}= 12492\text{Hz}$
- . margem de fase da $FTLA_{1d}$: $m\phi_1=74,72^\circ$
- . margem de fase da $FTLA_{4d}$: $m\phi_4=84,57^\circ$

A Fig. 4.6 apresenta o módulo da $FTMF_v$ para os pontos extremos de operação. A partir deste diagrama pode-se determinar a atenuação que o sistema oferece quando o compensador espelhado é colocado na malha de controle:

- . atenuação que o sistema oferece a ondulação de baixa frequência da tensão de saída, quando a tensão de entrada é 93Vrms: $20 \cdot \log(|FTMF_{1v}(2 \cdot \pi \cdot 120)|) = -49,93\text{dB}$;
- . atenuação que o sistema oferece a ondulação de baixa frequência da tensão de saída, quando a tensão de entrada é 255Vrms: $20 \cdot \log(|FTMF_{4v}(2 \cdot \pi \cdot 120)|) = -68,98\text{dB}$.

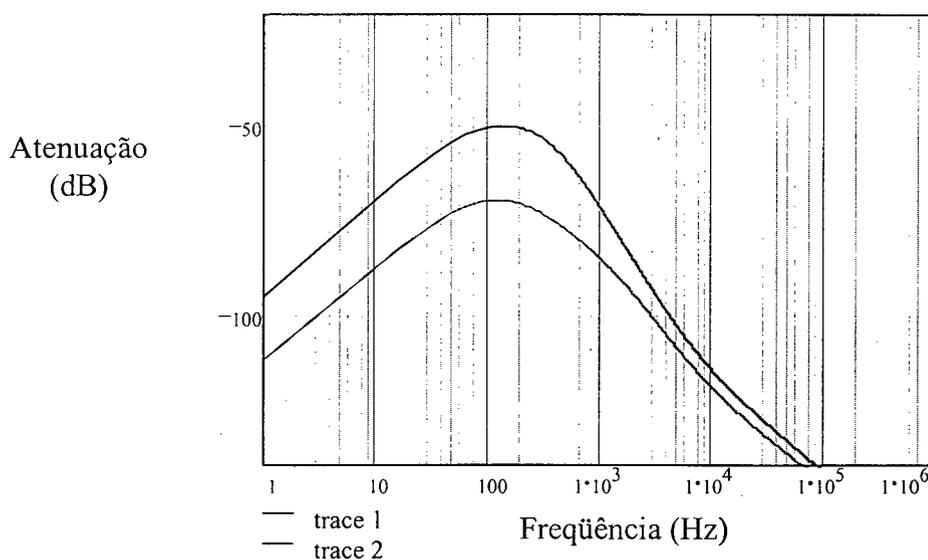


Fig.4.6 - Diagrama do Módulo da $FTMF_v$.

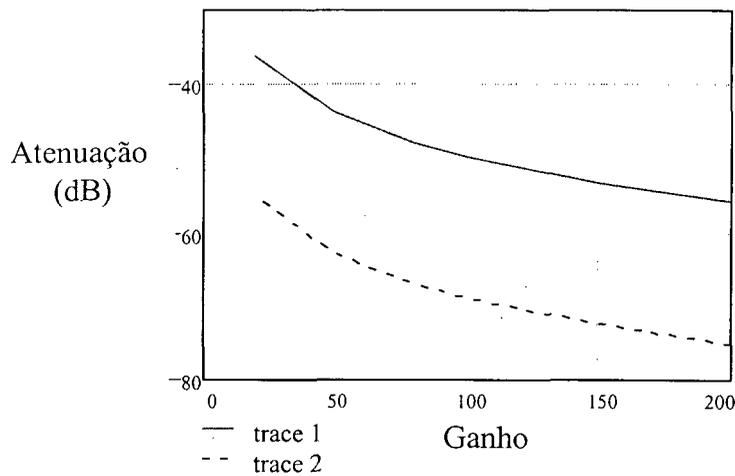
Com o compensador espelhado o sistema continua sendo de fase mínima.

4.4.2 - Compensador 2: Compensador obtido analisando-se a influência individual dos parâmetros do compensador 1

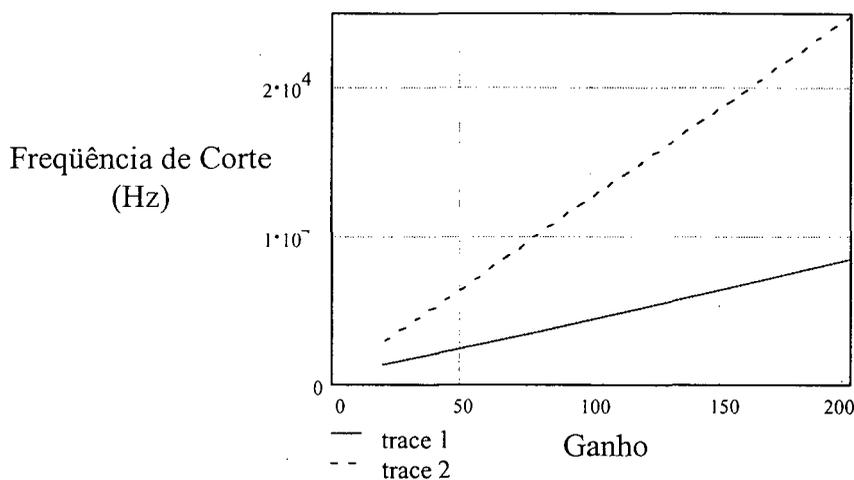
Procurando obter uma maior atenuação da ondulação de baixa frequência na tensão de saída, houve a necessidade de estudar a contribuição de cada parâmetro do compensador no aumento ou diminuição da atenuação apresentada pelo sistema.

O primeiro parâmetro analisado foi o ganho. Nesta etapa variou-se o ganho de compensador e manteve-se os demais parâmetros fixos.

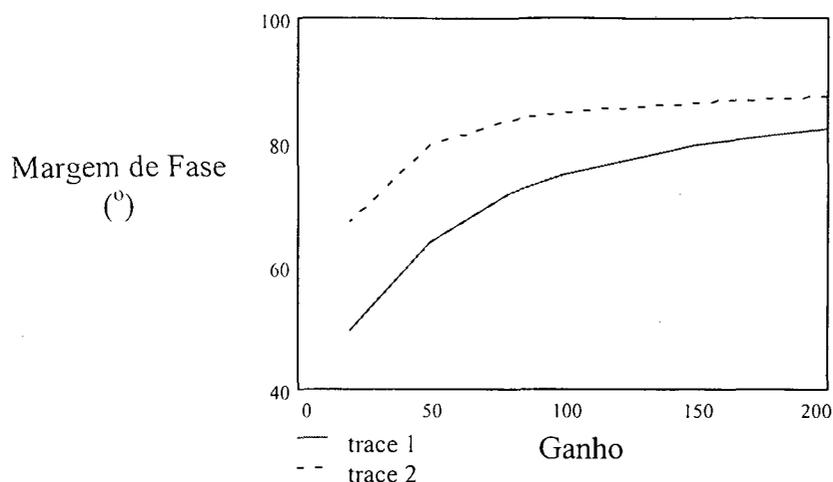
A Fig.4.7 mostra a influência da variação do ganho no comportamento da atenuação ($FTMF_v$), da frequência de corte da $FTLA_d$ e da margem de fase da $FTLA_d$.



a)



b)



c)

Fig. 4.7 - Influência da variação do ganho do compensador na: a) atenuação, b) na frequência de corte e c) na margem de fase.

Nas Fig. 4.7 a), b) e c), o traço 1 representa o sistema operando com tensão de entrada mínima (93Vrms) e o traço 2 com tensão de entrada máxima (255Vrms).

A Tabela 4.1 fornece informações mais precisas das grandezas apresentadas na Fig. 4.7.

Tabela 4.1 - Influência da variação do ganho do compensador na atenuação, na frequência de corte e na margem de fase.

G	A ₁ (dB)	A ₄ (dB)	f _{c1} (Hz)	f _{c4} (Hz)	mφ ₁ (°)	mφ ₄ (°)
200	-55,92	-74,99	8392	24860	81,96	87,26
150	-53,43	-72,49	6362	18670	79,43	86,36
100	-49,94	-68,98	4361	12492	74,72	84,58
80	-48,01	-67,04	3579,5	10029	71,55	83,26
50	-43,99	-62,98	2446	6362	63,79	79,43
20	-36,27	-55,09	1391,2	2817	49,53	66,92

Onde:

- . G - ganho do compensador;
- . A₁ - atenuação que o sistema proporciona à ondulação de baixa frequência da tensão de saída quando a tensão de entrada é mínima (93Vrms);
- . A₂ - atenuação que o sistema proporciona à ondulação de baixa frequência da tensão de saída quando a tensão de entrada é máxima (255Vrms);
- . f_{c1} - frequência de corte da FTLA_{1d};

- . f_{c4} - frequência de corte da FTLA_{4d};
- . $m\phi_1$ - margem de fase da FTLA_{1d};
- . $m\phi_4$ - margem de fase da FTLA_{4d};

Como era esperado, ao analisar-se as Fig. 4.7 a), b), e c) obtidas a partir da Tabela 4.1, o aumento do ganho provoca um aumento na atenuação que o sistema oferece a ondulação de baixa frequência da tensão de saída. Verifica-se também o aumento da margem de fase e o aumento indesejado na frequência de corte.

O segundo parâmetro analisado foi a posição de um dos zeros do compensador, visto que ambos estão localizados na mesma frequência, fixando os demais parâmetros.

A Fig.4.8 mostra a influência da variação da posição do zero no comportamento da atenuação (FTMF_v), da frequência de corte da FTLA_d e da margem de fase da FTLA_d, obtida a partir da Tabela 4.2.

Tabela 4.2 - Influência da variação da posição de um dos zeros do compensador na atenuação, na frequência de corte e na margem de fase.

Z	A ₁ (dB)	A ₄ (dB)	f _{c1} (Hz)	f _{c4} (Hz)	mφ ₁ (°)	mφ ₄ (°)
0,5	-44,38	-63,34	4321	12475	79,29	86,22
1	-49,94	-68,98	4361	12492	74,72	84,58
2	-55,82	-74,89	4507	12553	66,55	81,34
4	-61,81	-80,89	4940	12782	54,49	75,21
6	-65,32	-84,40	5427	13125	46,66	69,74
10	-69,75	-88,84	6366,5	14010	37,35	60,88

Onde:

- . Z - posição do zero do compensador em relação ao do compensador espelhado;
- . A₁ - atenuação que o sistema proporciona à ondulação de baixa frequência da tensão de saída quando a tensão de entrada é mínima (93V_{rms});
- . A₂ - atenuação que o sistema proporciona à ondulação de baixa frequência da tensão de saída quando a tensão de entrada é máxima (255V_{rms});
- . f_{c1} - frequência de corte da FTLA_{1d};
- . f_{c4} - frequência de corte da FTLA_{4d};
- . mφ₁ - margem de fase da FTLA_{1d};
- . mφ₄ - margem de fase da FTLA_{4d};

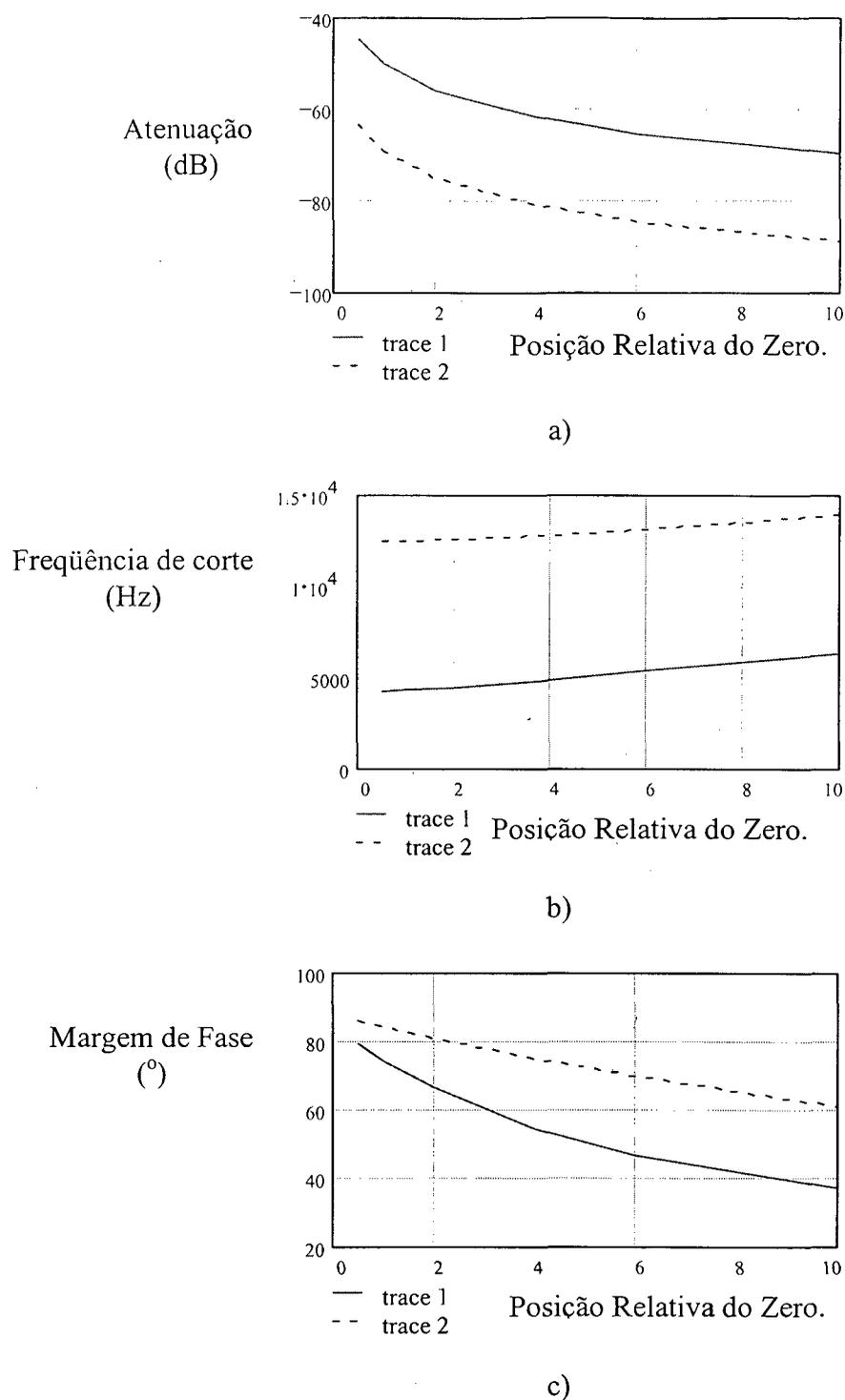


Fig. 4.8 - Influência da Variação da Posição de um dos Zeros do Compensador na: a) Atenuação, b) na Frequência de Corte e c) na Margem de Fase.

Analisando as Fig. 4.8 a), b) e c) pode-se constatar que ao posicionar-se o zero do compensador em frequências cada vez maiores, obtém-se um aumento da atenuação, porém

aumenta-se também a frequência de corte da $FTLA_d$ e diminui-se sua margem de fase, fatos estes desfavoráveis ao projeto.

O terceiro parâmetro a ser analisado foi a posição do primeiro pólo do compensador, fixando os demais parâmetros.

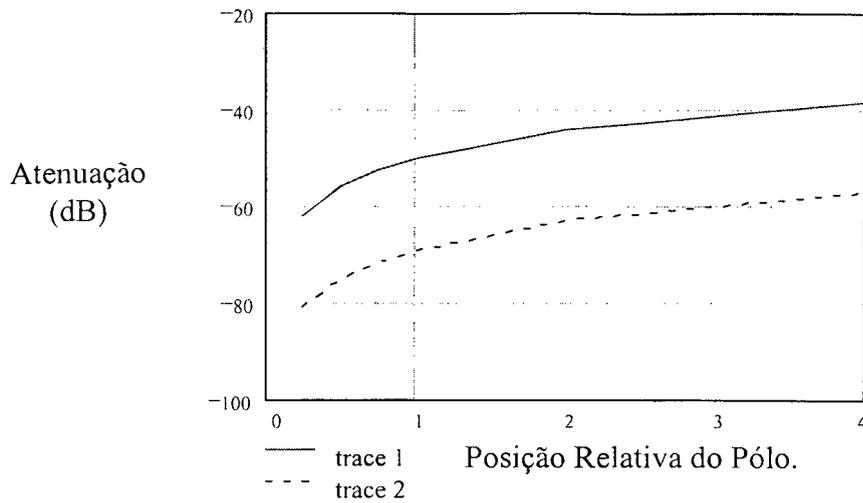
A Fig.4.9 mostra a influência da variação da posição do primeiro pólo no comportamento da atenuação ($FTMF_v$), da frequência de corte da $FTLA_d$ e da margem de fase da $FTLA_d$, obtida a partir da tabela 4.3.

Tabela 4.3 - Influência da Variação da Posição do Primeiro Pólo do Compensador na Atenuação, na Frequência de Corte e na Margem de Fase.

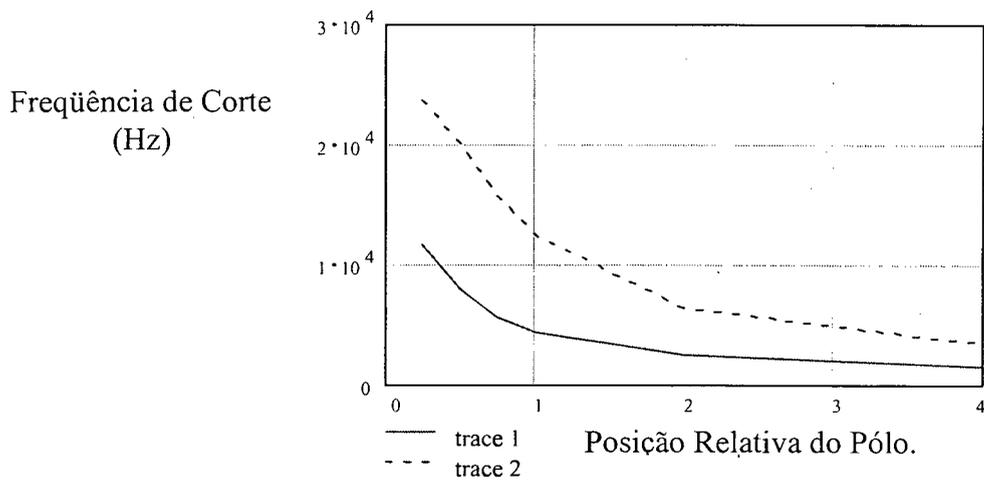
$7P_1$	A_1 (dB)	A_4 (dB)	f_{c1} (Hz)	f_{c4} (Hz)	$m\phi_1$ (°)	$m\phi_4$ (°)
0,25	-61,92	-81,00	11792	23782	52,32	50,33
0,5	-55,92	-74,99	8027	20192	71,91	68,75
0,75	-52,42	-71,47	5657	15918	75,74	79,88
1	-49,94	-68,98	4361	12492	74,72	84,58
2	-43,99	-62,98	2448	6404	65,38	83,61
4	-38,13	-57,00	1561,7	3395	53,88	73,89

Onde:

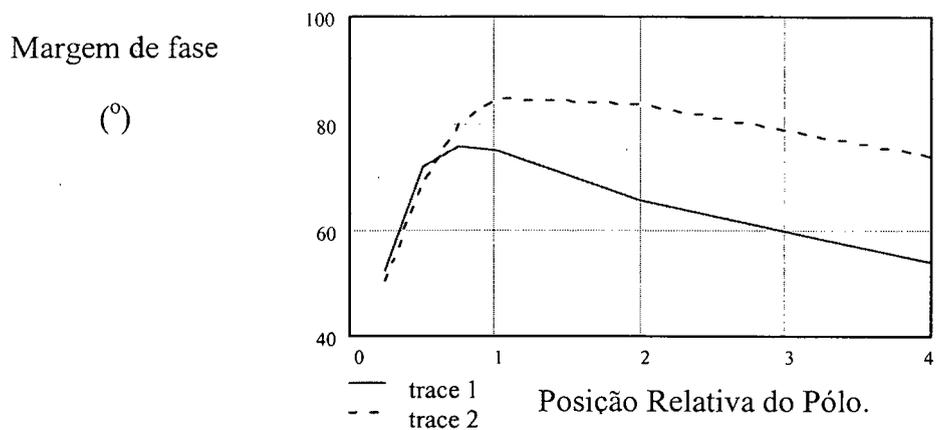
- . P_1 - posição do primeiro pólo do compensador em relação a do compensador espelhado;
- . A_1 - atenuação que o sistema proporciona à ondulação de baixa frequência da tensão de saída quando a tensão de entrada é mínima ($93V_{rms}$);
- . A_2 - atenuação que o sistema proporciona à ondulação de baixa frequência da tensão de saída quando a tensão de entrada é máxima ($255V_{rms}$);
- . f_{c1} - frequência de corte da $FTLA_{1d}$;
- . f_{c4} - frequência de corte da $FTLA_{4d}$;
- . $m\phi_1$ - margem de fase da $FTLA_{1d}$;
- . $m\phi_4$ - margem de fase da $FTLA_{4d}$;



a)



b)



c)

Fig. 4.9 - Influência da Variação da Posição de um dos Zeros do Compensador na: a) Atenuação, b) na Frequência de Corte e c) na Margem de Fase.

Analisando as Fig. 4.9 a), b) e c) pode-se constatar que ao deslocar-se o primeiro pólo do compensador para frequências cada vez menores, obtém-se um aumento da atenuação, porém tem-se os mesmos resultados desfavoráveis quando do aumento da frequência de locação do zero, ou seja, aumento da frequência de corte da $FTLA_d$ e diminui-se sua margem de fase.

Após feito o estudo da contribuição da variação de cada parâmetro na atenuação da ondulação de baixa frequência da tensão de saída, na frequência de corte e margem de fase da $FTLA_d$, tabulou-se os resultados obtidos em termos percentuais, como é mostrado na tabela 4.4 a), b) e c).

Tabela 4.4.a) Variação Percentual do Ganho do Compensador, da $FTMF_v$, da Frequência de corte e da Margem de Fase da $FTLA_d$.

G (%)	A_1 (%)	A_4 (%)	f_{c1} (%)	f_{c4} (%)	$m\phi_1$ (%)	$m\phi_4$ (%)
20	72,62	79,86	31,89	122,55	66,28	79,12
100	100	100	100	100	100	100
200	111,97	108,71	192,43	199	109,68	103,17

Tabela 4.4.b) Variação Percentual da Posição do Zero do Compensador, da $FTMF_v$, da Frequência de Corte e da Margem de Fase da $FTLA_d$.

Z (%)	A_1 (%)	A_4 (%)	f_{c1} (%)	f_{c4} (%)	$m\phi_1$ (%)	$m\phi_4$ (%)
50	88,87	91,82	99,08	99,86	106,11	101,93
100	100	100	100	100	100	100
200	111,77	108,56	103,34	100,48	89,06	96,17
1000	139,67	128,79	145,97	112,15	49,98	71,98

Tabela 4.4.c) Variação Percentual do Pólo do Compensador, da $FTMF_v$, da Frequência de Corte e da Margem de Fase da $FTLA_d$.

P_1 (%)	A_1 (%)	A_4 (%)	f_{c1} (%)	f_{c4} (%)	$m\phi_1$ (%)	$m\phi_4$ (%)
25	123,99	117,42	270,39	190,37	70,02	59,50
100	100	100	100	100	100	100
400	76,35	82,63	31,81	27,17	72,11	87,36

Analisando-se a Tabela 4.4.a), verifica-se que ao dobrar-se o valor do ganho do compensador, o valor da frequência de corte da $FTLA_d$ também é dobrada, fazendo com que esta grandeza chegue ao limite teórico máximo quando o sistema estiver operando com

tensão de entrada máxima. Verifica-se também que o valor da atenuação aumenta somente cerca de 10% e a margem de fase da $FTLA_d$ sofre pouca alteração.

Diminuindo-se o valor do ganho para 20% do valor inicial, a atenuação diminui em média 23%, enquanto a frequência de corte da $FTLA_d$ diminui em média 73%. A margem de fase da $FTLA_d$ sofre maior influência quando da diminuição do ganho, passando, no caso da tensão de entrada mínima, para 66,28% e no caso da tensão de entrada máxima, para 79,12% do valor inicial.

Pode-se afirmar então, que a variação do ganho do compensador afeta com maior ênfase o valor da frequência de corte da $FTLA_d$, do que o das outras grandezas.

Analisando-se a tabela 4.4.b), observa-se que ao se deslocar um dos zeros para uma frequência cujo valor é 50% do inicial, a atenuação cai 11,13% para tensão de entrada mínima e 8,18% para tensão de entrada máxima. A frequência de corte da $FTLA_d$ nos dois extremos de operação varia menos que 1%. A margem de fase da $FTLA_d$ também sofre pouca influência. Dobrando-se o valor da frequência de locação de um dos zeros, a margem de fase da $FTLA_d$ diminui no máximo 10,94%, a frequência de corte da $FTLA_d$ tem um aumento insignificante e a atenuação, considerando os dois extremos de operação tem um aumento máximo de 11,17%.

Alocando-se um dos zeros numa frequência 10 vezes maior que a inicial, tem-se um aumento de 39,67% no valor da atenuação para o extremo inferior de operação. Porém a margem de fase da $FTLA_d$ para este ponto de operação fica fora dos limites práticos, atingindo 37,35°.

O deslocamento do zero para uma determinada posição não afeta significativamente uma grandeza isolada.

Analisando-se a Tabela 4.4.c), observa-se que a medida que o pólo do compensador caminha para a origem, o valor da atenuação aumenta. Numa posição a 25% da inicial, tem-se um aumento de 23,99% no valor da atenuação, porém a frequência de corte da $FTLA_d$ do extremo máximo de operação aproxima-se muito do limite teórico. A medida que o pólo afasta-se da origem, tanto a atenuação como a frequência de corte da $FTLA_d$, diminuem. A margem de fase sempre diminui a medida que o pólo afasta-se da posição inicial.

A frequência de corte da $FTLA_d$ é a grandeza mais influenciada pela variação da posição do pólo, principalmente quando este caminha para a origem.

Com base no comportamento da atenuação, da margem de fase e frequência de corte da $FTLA_d$ em relação a variação individual da posição do zero e do pólo e do valor do ganho, fez-se várias tentativas para determinação dos parâmetros do compensador, a fim de atender as especificações. Porém, verificou-se que a alteração mútua de dois ou mais parâmetros no sentido de proporcionar uma maior atenuação, sempre infringia uma ou mais restrições. Por exemplo, ao dobrar-se a frequência de posicionamento de um dos zeros e dividir-se pela metade da do pólo, aumentava-se a atenuação A_1 de 49,94dB para 61,86dB, porém a frequência de corte f_{c4} chegava a 20.220 Hz. Diminuindo-se o valor do ganho para 55% do valor inicial, a frequência de corte f_{c4} caía para 12.490Hz, provocando também uma diminuição da atenuação A_1 de 61,86dB para 56,65dB, valor este aproximadamente igual ao proporcionado pela variação somente da posição de um dos zeros.

Diante deste problema, foi necessário fazer um estudo através do método de tentativa e erro, do comportamento da atenuação, da margem de fase e da frequência de corte da $FTLA_d$ em relação a variação de dois ou mais parâmetros do compensador. Após inúmeras tentativas, verificou-se que a melhor posição de locação dos pólos e zeros era a seguinte:

$$z_1 \cong 4,919 \cdot z_{1\text{inicial}}, \quad z_2 \cong 2,830 \cdot z_{1\text{inicial}}, \quad p_1 \cong 2,828 \cdot p_{1\text{inicial}}, \quad p_2 = p_{2\text{inicial}} = \text{zero}.$$

Além disso, levou-se em consideração as sugestões de ajustes iniciais para controladores PID, sugeridos por Ziegler-Nichols e Cohen e Coon [14]. Segundo Ziegler-Nichols, o tempo de ação integral deve ser 3,9 vezes maior que o tempo de ação derivativa e segundo Cohen e Coon, essa relação é de 6,56.

O valor do ganho do compensador 2 é 3,053 vezes maior que o valor do ganho do compensador espelhado e foi determinado de tal forma a não violar as restrições, ou seja:

.Frequência de corte das $FTLA_{1d}$ e $FTLA_{4d}$ menor que $\frac{1}{4}$ da frequência de chaveamento;

.Margem de fase das $FTLA_{1d}$ e $FTLA_{4d}$ maior que 45° e menor que 90° .

Com a definição destes parâmetros, define-se então a função de transferência do compensador 2, representada pela expressão (4.15).

$$G_{c2}(s) = \frac{2 \cdot 10^6}{9,64 \cdot 10^3} \cdot \frac{\left(s + \frac{1}{2 \cdot 10^6 \cdot 39 \cdot 10^{-12}}\right) \cdot \left(s + \frac{1}{330 \cdot 10^3 \cdot 2 \cdot 68 \cdot 10^{-12}}\right)}{s \cdot \left(\frac{9,64 \cdot 10^3 + 330 \cdot 10^3}{9,64 \cdot 10^3 \cdot 330 \cdot 10^3 \cdot 2 \cdot 68 \cdot 10^{-12}} + s\right)} \quad (4.15)$$

Na Fig. 4.10 é apresentado o Diagrama de Bode da $FTLA_d$.

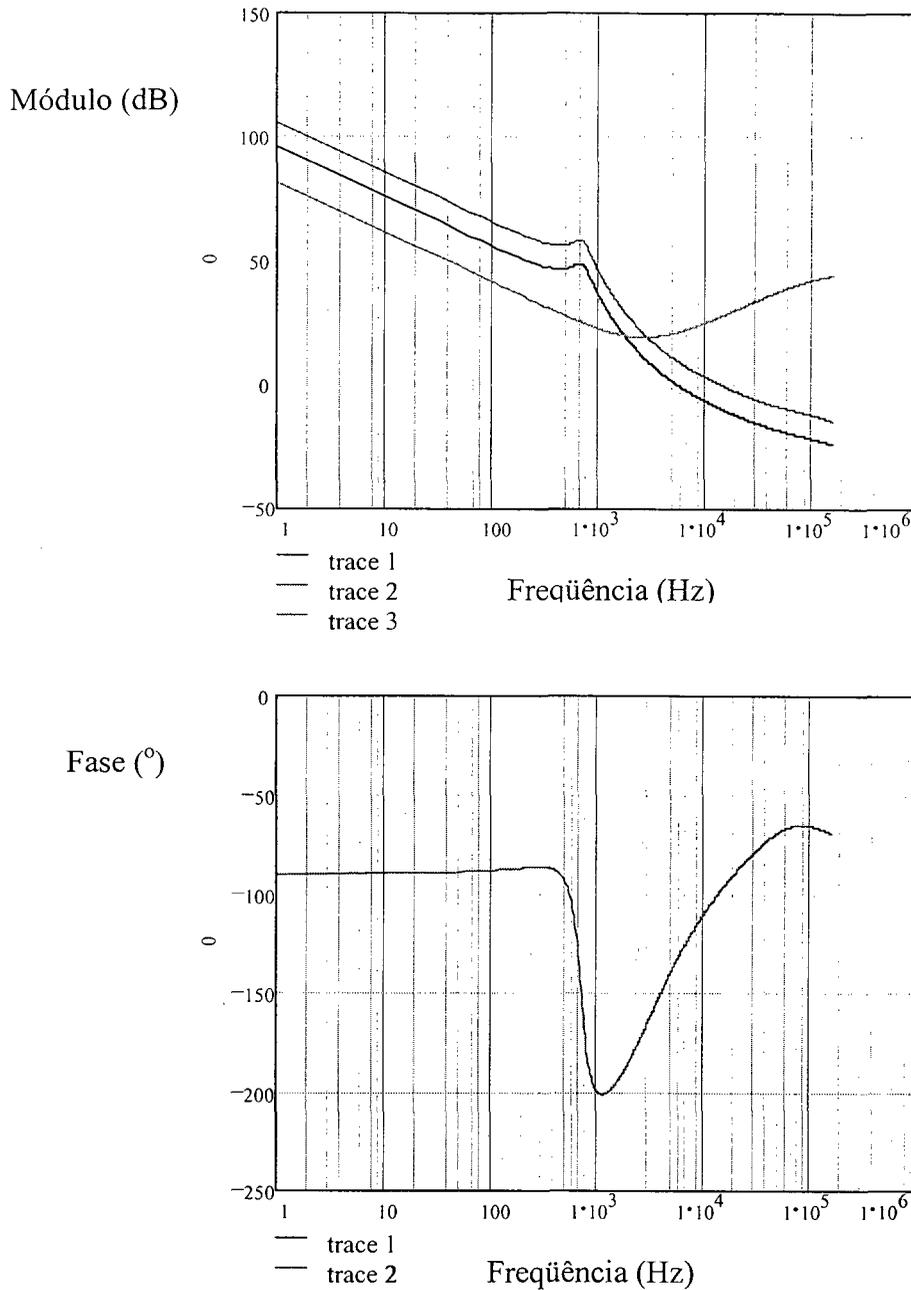


Fig.4.10 - Diagrama de Bode da $FTLA_d$ e da Função de Transferência de G_{c2} .

Onde:

- . traço 1 - representa a $FTLA_d$ quando o sistema opera com tensão de entrada mínima;
- . traço 2 - representa a $FTLA_d$ quando o sistema opera com tensão de entrada máxima;
- . traço 3 - representa a função de transferência do compensador 2.

Analisando o diagrama de Bode apresentado na Fig. 4.10, determina-se:

- .freqüência de corte da $FTLA_{1d}$: $f_{c1}= 5.708 \text{ Hz}$;
- .margem de fase da $FTLA_{1d}$: $m\phi_1=45,86^\circ$;
- .freqüência de corte da $FTLA_{4d}$: $f_{c4}= 14,594\text{Hz}$;
- .margem de fase da $FTLA_{4d}$: $m\phi_4=81,01^\circ$

A Fig. 4.11 apresenta o módulo da $FTMF_v$ para os pontos extremos de operação. A partir deste diagrama pode-se determinar a atenuação que o sistema oferece quando o compensador 2 é colocado na malha de controle:

- . atenuação que o sistema oferece à ondulação de baixa freqüência da tensão de saída, quando a tensão de entrada é 93Vrms : $20 \cdot \log(|FTMF_{1v}(2 \cdot \pi \cdot 120)|) = -73,19\text{dB}$;
- . atenuação que o sistema oferece à ondulação de baixa freqüência da tensão de saída, quando a tensão de entrada é 255Vrms : $20 \cdot \log(|FTMF_{4v}(2 \cdot \pi \cdot 120)|) = -92,27\text{dB}$.

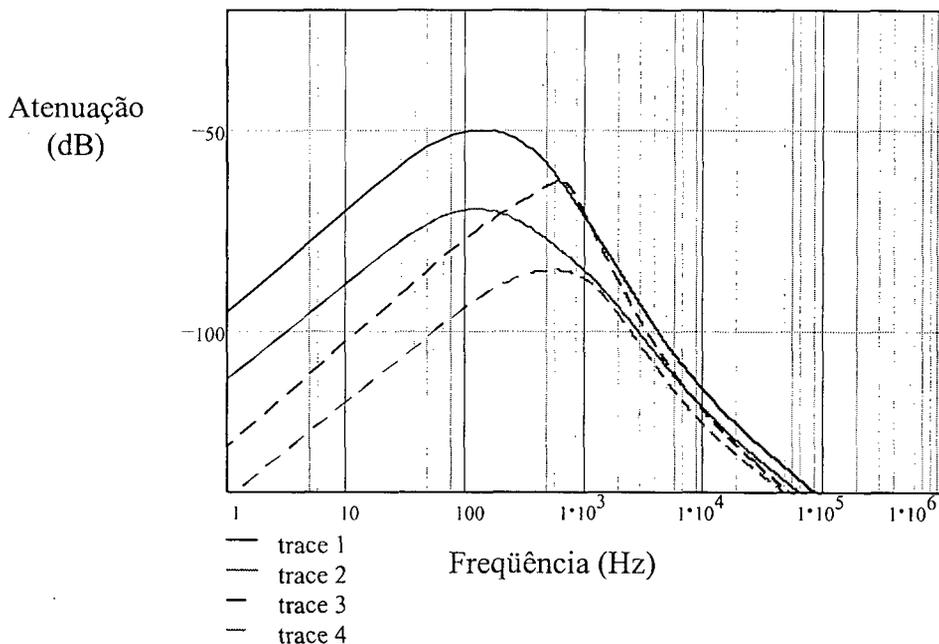


Fig.4.11 - Módulo da $FTMF_v$.

onde:

- . traço 1 - Atenuação que o sistema oferece a ondulação de baixa freqüência na tensão de saída, quando a tensão de entrada é mínima, utilizando compensador espelhado.
- . traço 2 - Atenuação que o sistema oferece a ondulação de baixa freqüência na tensão de saída, quando a tensão de entrada é máxima, utilizando compensador espelhado.
- . traço 3 - Atenuação que o sistema oferece a ondulação de baixa freqüência na tensão de saída, quando a tensão de entrada é mínima, utilizando compensador 2.

. traço 4 - Atenuação que o sistema oferece a ondulação de baixa frequência na tensão de saída, quando a tensão de entrada é máxima, utilizando compensador 2.

Com o compensador 2, teve-se um aumento de 46,55% no valor da atenuação A_1 e 33,76% no valor da A_4 , se comparado com o sistema operando com o compensador espelhado. Apesar do valor da frequência de corte f_{c4} não ser igual ou menor a 12,5KHz, ainda está dentro de uma faixa aceitável, visto que o limite teórico é 25kHz.

4.4.3. - Compensador 3: Compensador Otimizado

Apesar do exaustivo trabalho realizado no item 4.4.2, torna-se necessário utilizar outro método para determinação dos parâmetros do compensador a fim de minimizar o valor da $FTMF_{1v}$ na frequência de 120Hz, visto que o projeto teve como base a Teoria Clássica de Controle Realimentado.

Como exposto, trata-se de um problema matemático de otimização, pois consiste em encontrar o mínimo de uma função de várias variáveis com valores numa dada região do espaço multi-dimensional.

A fim de utilizar as ferramentas de otimização, é conveniente reformular o problema:

$$\text{Minimizar } fo(K, Z_1, Z_2, P_1) = FTMF_{1v}(K, Z_1, Z_2, P_1) \quad (4.16)$$

sujeita às seguintes restrições:

$$. f_1(K, Z_1, Z_2, P_1, w_1) = |FTLA_{1d}(K, Z_1, Z_2, P_1, w_1)| - 1 = 0 \quad (4.17)$$

$$. f_2(K, Z_1, Z_2, P_1, w_2) = |FTLA_{4d}(K, Z_1, Z_2, P_1, w_2)| - 1 = 0 \quad (4.18)$$

$$. f_3(K, Z_1, Z_2, P_1, w_1) = \text{atan} \left(\frac{\text{Im} [FTLA_{1d}(K, Z_1, Z_2, P_1, w_1)]}{\text{Re} [FTLA_{1d}(K, Z_1, Z_2, P_1, w_1)]} \right) + 90^\circ \leq 0 \quad (4.19)$$

$$. f_4(K, Z_1, Z_2, P_1, w_1) = -\text{atan} \left(\frac{\text{Im} [FTLA_{1d}(K, Z_1, Z_2, P_1, w_1)]}{\text{Re} [FTLA_{1d}(K, Z_1, Z_2, P_1, w_1)]} \right) - 135^\circ \leq 0 \quad (4.20)$$

$$. f_5(K, Z_1, Z_2, P_1, w_2) = \text{atan} \left(\frac{\text{Im} [FTLA_{4d}(K, Z_1, Z_2, P_1, w_2)]}{\text{Re} [FTLA_{4d}(K, Z_1, Z_2, P_1, w_2)]} \right) + 90^\circ \leq 0 \quad (4.21)$$

$$. f_6(K, Z_1, Z_2, P_1, w_1) = -\text{atan} \left(\frac{\text{Im} [FTLA_{4d}(K, Z_1, Z_2, P_1, w_1)]}{\text{Re} [FTLA_{4d}(K, Z_1, Z_2, P_1, w_1)]} \right) - 135^\circ \leq 0 \quad (4.22)$$

$$. K \geq 0 \quad (4.23)$$

$$. Z_1 \geq 0 \quad (4.24)$$

$$. Z_2 \geq 0 \quad (4.25)$$

$$. P_1 \geq 0 \quad (4.26)$$

$$. 0 \leq w_1 \leq 2\pi \cdot 12500 \quad (4.27)$$

$$. 0 \leq w_2 \leq 2\pi \cdot 12500 \quad (4.28)$$

Onde:

. K - ganho do compensador;

. Z_1 - zero 1 do compensador;

. Z_2 - zero 2 do compensador;

. P_1 - pólo 1 do compensador;

. w_1 - frequência de corte da FTLA_{1d};

. w_2 - frequência de corte da FTLA_{4d};

A função f_o é chamada função objetivo. As expressões 4.17 a 4.28 representam as restrições do problema, já que para projetar o compensador utilizando a FTLA, deve-se seguir os critérios abaixo expostos, conforme apresentado em [20]:

. garantir uma margem de fase igual ou maior a 45° e menor ou igual a 90° ;

. frequência de corte menor ou igual a $\frac{1}{4}$ da frequência de chaveamento.

Como a função objetivo e as funções que representam as restrições são não lineares, o problema de otimização apresentado classifica-se como sendo um problema de otimização de programação não linear, conforme classificação apresentada em [22].

Dentre os métodos utilizados para resolver problemas de programação não linear, destaca-se o Método de Lagrangeano Aumentado por seu bom desempenho em problemas práticos e fácil implementação.

Considere-se o seguinte problema:

$$\text{Minimizar } f_o(x) \quad (4.29)$$

sujeito a

$$. h_i(x) = 0, i = 1, \dots, m \quad (4.30)$$

$$. g_i(x) \leq 0, x \in \Omega, i = 1, \dots, n \quad (4.31)$$

Onde:

. f_o - função objetivo;

. h_i - restrições de igualdade não lineares;

- . g_i - restrições de desigualdade não lineares;
- . Ω - conjunto simples, fechado e convexo.

Para resolver este problema utilizando o Método de Lagrangeano Aumentado deve-se construir uma função auxiliar, denominada Função Lagrangeana Aumentada, conforme exposto em [24]:

$$L(x, \rho, \mu) = f_0(x) + \sum_{i=1}^m \mu_i h_i(x) + \frac{1}{2} \sum_{i=1}^m C_i h_i^2(x) + \sum_{i=1}^n R(\varphi, \mu_i, g_i(x)) \quad (4.32)$$

Onde:

- . L - função Lagrangeana Aumentada;
- . m - número de restrições de igualdade não lineares;
- . n - número de restrições de desigualdade não lineares;
- . μ_i - Multiplicadores de Lagrange;
- . C_i - parâmetros de penalização associados as restrições de igualdade não lineares;
- . φ - parâmetros de penalização associados as restrições de desigualdade não lineares;

Os métodos de Lagrangeano Aumentado (Métodos de Penalidade) transformam problemas com restrições em problemas sem restrições ou em uma seqüência de problemas sem restrições, visto que as restrições são adicionadas à função objetivo via parâmetros de penalização, de maneira que seja penalizada qualquer violação das restrições.

A seguir são apresentados os passos de um algoritmo de Lagrangeano Aumentado, objetivando dar ao leitor uma clareza maior a respeito do método utilizado:

passo 1: Inicialização - escolha dos parâmetros de penalização, dos multiplicadores de lagrange, do ponto inicial e da precisão desejada;

passo 2: Resolve o subproblema - resolve (4.32) com precisão estabelecida;

passo 3: Atualiza os multiplicadores de Lagrange

passo 4: Critério de parada - Se a precisão foi atingida, verifica-se a viabilidade do ponto e dos multiplicadores de Lagrange.

Em caso afirmativo, é declarado convergência e termina-se a execução do algoritmo

passo 5: Atualiza os parâmetros de penalização e precisão;

passo 6: Aumenta o número de iterações e volta ao passo 2.

Caso o leitor deseje informações mais detalhadas sobre os Métodos de Lagrangeano Aumentado deve consultar as referências [21], [24], e [25], bem como as contidas nestas.

Para minimizar a $FTMF_{1v}$, utilizou-se o programa Box9712 (em Fortran 77), que utiliza o Método Lagrangeano Aumentado. Este programa foi elaborado e cedido pelo Prof. Mário José Martinez da UNICAMP. Caso haja necessidade de entrar em contato com o Prof. Martinez, seu endereço é: Martinez@ime.unicamp.br

Para utilização deste programa é necessário fazer um outro programa, denominado programa principal, que contém os parâmetros e dimensões das variáveis utilizadas, bem como subrotinas com a função objetivo e as funções que representam as restrições do problema. O programa principal também chama a subrotina BOX9712.

Estas subrotinas são as seguintes:

- . Subrotina fun - subrotina onde é calculado o valor da função objetivo $FTMF_{1v}$;
- . Subrotina grafun - subrotina onde é calculado o valor do gradiente da função objetivo;
- . Subrotina hrest - subrotina onde são calculados os valores das restrições não lineares de igualdade;
- . Subrotina hderiv - subrotina onde é calculado o valor dos gradientes das restrições não lineares de igualdade;
- . Subrotina grest - subrotina onde são calculados os valores das restrições não lineares de desigualdade;
- . Subrotina gderiv - subrotina onde é calculado o valor dos gradientes das restrições não lineares de desigualdade;

Após elaborado o programa Principal, apresentado no anexo A, este deve ser compilado, linkado ao BOX9712 e então executado.

Como a função objetivo não é convexa, não se tem garantia de determinar o mínimo global. Executando-se o programa com valores iniciais diferentes, encontrava-se vários mínimos locais que diferenciavam-se entre si.

Diante deste problema, arbitrou-se valores iniciais para as variáveis, onde o melhor resultado parcial obtido é o apresentado a seguir:

Tabela 4.5 - Resultados Obtidos Via BOX9712.

	x(1)	x(2)	x(3)	x(4)	x(5)	x(6)
valores iniciais	200	20000	15000	800000	32000	78000
valores ótimos	183,98	18061	12734	800016	31241	79000
valor da função objetivo	3,12359345.10 ⁻⁴ (-70,11 dB)					

Onde:

x_i - valores iniciais das variáveis;

x_o - valores ótimos que levam f_o ao valor mínimo;

f_o - valor ótimo da $FTMF_{1v}$;

$x(1)=K; x(2)=Z_1; x(3)=Z_2; x(4)=P_1; x(5)=w_1; x(6)=w_2$

A partir destes resultados, fez-se um estudo da variação individual de cada variável:

1. Valores obtidos variando-se somente o valor inicial do ganho:

Tabela 4.6 - Resultados Obtidos Via BOX9712.

Variáveis	x_i	x_o	x_i	x_o	x_i	x_o
x(1)	150	183,97	250	184,07	300	183,99
x(2)	20000	18087	20000	17988	20000	18096
x(3)	15000	12730	15000	12621	15000	12704
x(4)	800000	799996	800000	800059	800000	800056
x(5)	32000	31246	32000	31200	32000	31243
x(6)	78000	79000	78000	79000	78000	79000
f_o	$3,12011697 \cdot 10^{-4}$ (-70,1165 dB)		$3,16265263 \cdot 10^{-4}$ (-69,9989 dB)		$3,12497095 \cdot 10^{-4}$ (-70,1030 dB)	

2. Valores obtidos variando-se somente a posição inicial do zero 1:

Tabela 4.7 - Resultados Obtidos Via BOX9712.

Tabela	x_i	x_o	x_i	x_o	x_i	x_o
x(1)	200	185,47	200	183,26	200	183,13
x(2)	10000	11110	15000	15164	25000	21346
x(3)	15000	16136	15000	15164	15000	9868
x(4)	800000	799993	800000	799999	800000	800025
x(5)	32000	30449	32000	30946	32000	31534
x(6)	78000	79000	78000	78530	78000	79000
f_o	$3,97158623 \cdot 10^{-4}$ (-68,0207 dB)		$3,13695908 \cdot 10^{-4}$ (-70,0698 dB)		$3,42303566 \cdot 10^{-4}$ (-69,3117 dB)	

3. Valores obtidos variando-se somente a posição inicial do zero 2:

Tabela 4.8 - Resultados Obtidos Via BOX9712.

Variáveis	x_i	x_o	x_i	x_o	x_i	x_o
x(1)	200	182,12	200	184,36	200	185,16
x(2)	20000	20335	20000	15021	20000	10696
x(3)	10000	10280	20000	15021	25000	17098
x(4)	800000	800008	800000	800023	800000	800038
x(5)	32000	31172	32000	30997	32000	30603
x(6)	78000	78384	78000	78939	78000	79000
f_o	$3,466881311 \cdot 10^{-4}$ (-69,2012 dB)		$3,1778279 \cdot 10^{-4}$ (-69,9573 dB)		$3,89950821 \cdot 10^{-4}$ (-68,1798 dB)	

4. Valores obtidos variando-se somente a posição inicial do pólo 1:

Tabela 4.9.a - Resultados Obtidos Via BOX9712.

Variáveis	x_i	x_o	x_i	x_o	x_i	x_o
x(1)	200	116,13	200	206,68	200	343,40
x(2)	20000	17649	20000	18137	20000	18235
x(3)	15000	12136	15000	12855	25000	13026
x(4)	500000	500067	900000	900005	1500000	1499952
x(5)	32000	31159	32000	31265	32000	31278
x(6)	78000	79000	78000	79000	78000	79000
fo	$3,32042541 \cdot 10^{-4}$ (-69,5761 dB)		$3,08585054 \cdot 10^{-4}$ (-70,2125022 dB)		$3,0384261910^{-4}$ (-70,3470 dB)	

Tabela 4.9.b - Resultados obtidos via BOX9712.

Variáveis	x_i	x_o
x(1)	200	456,97
x(2)	20000	18174
x(3)	15000	12695
x(4)	2000000	1999791
x(5)	32000	31139
x(6)	78000	78835
fo	$3,13360469 \cdot 10^{-4}$ (-70,08 dB)	

Após este estudo, fez-se uma grade numérica, onde os valores iniciais de cada variável variavam dentro de uma determinada faixa. Não se obteve resultados melhores.

Então, fez-se uma variação para cada grandeza individualmente, como é mostrado a seguir:

Tabela 4.10 - Resultados Obtidos Via BOX9712.

Variáveis	$(x_{ini}, x_{fin}, \Delta x) x_i$	x_o
x(1)	(100,300,10)240	182,66
x(2)	20000	20809
x(3)	15000	10542
x(4)	800000	800057
x(5)	79000	31441
x(6)	790000	78751
fo		$3,29 \cdot 10^{-4}$ (-69,65 dB)
Variáveis	$(x_{ini}, x_{fin}, \Delta x) x_i$	x_o
x(1)	240	184,30
x(2)	(15000,30000,250)18000	16882
x(3)	15000	13474
x(4)	800000	800097
x(5)	79000	31109
x(6)	790000	79000
fo		$3,15 \cdot 10^{-4}$ (-70,03 dB)
Variáveis	$(x_{ini}, x_{fin}, \Delta x) x_i$	x_o
x(1)	240	184,306
x(2)	18000	16049
x(3)	(5000,25000,250)17000	14290
x(4)	800000	800062
x(5)	79000	31051
x(6)	790000	78871
fo		$3,13 \cdot 10^{-4}$ (-70,08 dB)

Neste momento, adotou-se os valores de x(1) e x(2) que levaram fo ao menor valor.

Tabela 4.11 - Resultados Obtidos Via BOX9712.

Variáveis	$(x_{ini}, x_{fin}, \Delta x) x_i$	x_o
x(1)	184,06	184,306
x(2)	16049	16049
x(3)	(5000,25000,250)16000	15229
x(4)	800000	800002
x(5)	32000	31120
x(6)	790000	79000
fo		$3,08 \cdot 10^{-4}$ (-70,22 dB)

Aqui, adotou-se os valores ótimos de x(1), x(2) e x(3) a partir dos resultados obtidos acima.

Tabela 4.12 - Resultados Obtidos Via BOX9712.

Variáveis	$(x_{ini}, x_{fin}, \Delta x) x_i$	x_o
x(1)	184,06	207,04
x(2)	16049	15743
x(3)	15229	14914
x(4)	(700000,900000,5000)900000	899990
x(5)	32000	31136
x(6)	790000	79000
fo	$3,05 \cdot 10^{-4}$ (-70,31 dB)	

Ampliando-se a faixa de variação de x(4):

Tabela 4.13 - Resultados Obtidos Via BOX9712.

Variáveis	$(x_{ini}, x_{fin}, \Delta x) x_i$	x_o
x(1)	184,06	386,46
x(2)	16049	16118
x(3)	15229	15303
x(4)	(900000,2000000,10000)1690000	1689949
x(5)	31000	311228
x(6)	790000	78890
fo	$2,93 \cdot 10^{-4}$ (-70,66 dB)	

Ampliando-se ainda mais a faixa de variação de x(4):

Tabela 4.14 - Resultados Obtidos Via BOX9712.

Variáveis	$(x_{ini}, x_{fin}, \Delta x) x_i$	x_o
x(1)	(100,300,10)140	538,71
x(2)	16049	16236
x(3)	15229	15422
x(4)	(900000,2500000,10000)2360000	2359789
x(5)	31000	31260
x(6)	790000	78844
fo	$2,89 \cdot 10^{-4}$ (-70,78 dB)	

Aumentando-se o limite da frequência de corte w_2 (x(6)) para 92000 rad/s (14642Hz), obtém-se os seguintes resultados:

Tabela 4.15 - Resultados Obtidos Via BOX9712.

Variáveis	x_i	x_o
x(1)	207,47	207,43
x(2)	22281,64	22281,36
x(3)	12820,51	12820,30
x(4)	785034,90	785034,90
x(5)	35865,42	35865,52
x(6)	91696,81	91696,50
fo	$2,189 \cdot 10^{-4}$ (-73,19 dB)	

Os valores iniciais da Tabela 4.15 são iguais aos valores obtidos no item 4.2.2.

Analisando-se as tabelas 4.12, 4.13, 4.14, verifica-se que o aumento da atenuação é conseguido deslocando-se o pólo 1 para frequências maiores, com conseqüente aumento do ganho. Então, a partir da tabela 4.15, adotou-se valores iniciais bastante elevados para x(4), obtendo-se os seguintes resultados:

Tabela 4.16 - Resultados Obtidos Via BOX9712.

Variáveis	$(x_{ini}, x_{fin}, \Delta x) x_i$	x_o
x(1)	(100,300,10)100	400,77
x(2)	22281,64	22425,83
x(3)	12820,51	12976,72
x(4)	(750000,2500000,10000)1530000	1529790
x(5)	35865,42	35748,29
x(6)	91696,81	91417,28
fo	$2,1679927 \cdot 10^{-4}$ (-73,24 dB)	

Foi feita também uma grade numérica. O melhor resultado obtido é apresentado na Tabela 4.17.

Tabela 4.17 - Resultados obtidos via BOX9712

Variáveis	$(x_{ini}, x_{fin}, \Delta x) x_i$	x_o
x(1)	(100,300,10)110	657,55
x(2)	(15000,30000,2500)	19835,07
x(3)	(10000,20000,2500)	17156,25
x(4)	(750000,2500000,10000)1530000	2499809,90
x(5)	35865,42	36104,94
x(6)	91696,81	92000
fo	$1,84763835 \cdot 10^{-4}$ (-74,66 dB)	

Diante dos estudos realizados utilizando-se o programa de otimização BOX9712 obteve-se a função de transferência do compensador otimizado, a qual é representada pela expressão (4.33):

$$G_{c3}(s) = 657,55 \cdot \frac{(s+17156,25) \cdot (s+19835,07)}{s \cdot (2499809,90 + s)} \quad (4.33)$$

O compensador G_{c3} apresenta uma atenuação de 74,66dB à ondulação de baixa frequência da tensão de saída, quando operando com tensão de entrada mínima e apresenta uma atenuação de 93,75dB, quando operando com tensão de entrada máxima.

No anexo B são apresentados dois resultados obtidos via BOX9712.

4.5 - CONCLUSÃO

O compensador espelhado, cuja função de transferência é representada pela expressão (4.14), impõe as seguintes atenuações à ondulação de 120Hz nos terminais de saída do conversor Forward:

- . o conversor operando com tensão de entrada mínima: 49,93dB;
- . o conversor operando com tensão de entrada máxima: 68,98dB.

O compensador 2 que foi obtido a partir do compensador espelhado utilizando-se a teoria Clássica de Controle, impõe as seguintes atenuações à ondulação de 120Hz nos terminais de saída do conversor Forward:

- . o conversor operando com tensão de entrada mínima: 73,19dB;
- . o conversor operando com tensão de entrada máxima: 92,27dB.

Esses valores foram obtidos de modo iterativo, utilizando em conjunto a análise do diagrama de Bode da FTLA e da FTMF via MATHCAD [27], onde estudo-se a influência da variação do ganho e da posição dos pólos e zeros do compensador espelhado na ondulação de baixa frequência da tensão de saída, respeitando-se a margem de fase e a frequência de corte.

Comparando-se a atenuação imposta pelos dois compensadores (espelhado e 2), verifica-se um aumento de 46,58% no valor da mesma quando o conversor opera com tensão de entrada mínima e 33,76% quando o mesmo opera com tensão de entrada máxima

Como o estudo acima foi realizado utilizando-se os conceitos da Teoria Clássica de Controle, não se pode afirmar que os parâmetros do compensador encontrados proporcionam a máxima atenuação da ondulação de 120Hz na tensão de saída do conversor Forward, tornando-se necessário utilizar um método de otimização.

Como as funções envolvidas são não lineares, lançou-se mão dos métodos de otimização de programação não linear, que são ferramentais matemáticos extremamente úteis para resolver este tipo de problema. Mais especificamente, utilizou-se o programa BOX9712. Este programa trabalha com o Método de Lagrangeano Aumentado, que possui um bom desempenho em problemas práticos, visto que melhora o desempenho computacional dos métodos de penalidades.

Para utilização do programa BOX9712 foi necessário fazer uma subrotina em FORTRAN 77, denominada Principal, contendo a função que se deseja otimizar e as restrições do problema, além dos parâmetros necessários utilizados pelo Método de Lagrangeano Aumentado.

Caso o leitor tenha um problema de otimização não linear e queira utilizar o BOX9712, basta editar a subrotina denominada principal, ou seja, inserir sua função objetivo, as restrições de seu problema e os limites superiores e inferiores de suas variáveis.

Com os primeiros resultados obtidos via BOX9712, pôde-se verificar que a função objetivo possuía mínimos locais, já que o valor da $FTMF_{1v}$ dependia dos valores iniciais dos parâmetros do compensador, ou seja, tratava-se de uma função não convexa. Frente a este problema fez-se grades numéricas e simulações, sempre guardando os melhores resultados da $FTMF_{1v}$. Adotando-se este procedimento, obteve-se uma atenuação máxima de 70,78dB.

Aumentando-se a frequência de corte de 12,5kHz para 14,642kHz, obteve-se os valores dos parâmetros iguais ao do compensador 2, como pode ser verificado na Tabela 4.15.

Para este novo limite de frequência de corte, repetiu-se o procedimento adotado acima, ou seja, fez-se grades numéricas e simulações. Os resultados obtidos não apresentaram um aumento significativo da atenuação que o sistema oferece a ondulação de baixa frequência da tensão de saída se comparado com o item 4.4.2. Obteve-se um aumento de 1,47dB no valor da atenuação, ou seja, passou-se de -73,19dB para -74,66dB, com a

desvantagem de triplicar o valor do ganho do compensador, aumentando por demais a sensibilidade do sistema.

É importante aqui, enfatizar que:

1º A utilização do critério de Bode na determinação do compensador produz resultados análogos àqueles obtidos via programação não linear. É um método bastante simples porém, despende um tempo considerável, já que é baseado na Teoria Clássica de Controle (projeta-se, analisa-se, modifica-se, volta-se a analisar e assim sucessivamente até atingir o objetivo);

2º Com a utilização do método de otimização o valor inicial da atenuação girava no mínimo em torno de 70dB, já com o critério de Bode, a atenuação inicial foi da ordem de 50dB;

3º O método de otimização (programação não linear) apesar de exigir conhecimentos fora da área de domínio dos engenheiros, não inviabiliza seu uso pelos mesmos, visto que não há necessidade de se ter conhecimento profundo no método empregado por um determinado programa e sim utilizar o programa como simples ferramenta de projeto controle;

4º Apesar do valor da atenuação encontrado pelos dois métodos ser praticamente o mesmo, não é possível afirmar que com a utilização do segundo método obteve-se atenuação máxima, visto que a função objetivo não é convexa. Sendo a função objetiva não convexa e não linear, atualmente não existe nenhum método de otimização que determine o mínimo global de uma função com estas características, porém, a probabilidade de se ter chegado ao valor de atenuação máxima é bastante aceitável, pois com os métodos utilizados obteve-se praticamente o mesmo resultado.

Diante dos estudos realizados a fim de atender as especificações impostas, obteve-se uma atenuação máxima teórica de 74,66dB. Atenuação esta obtida com a inserção do compensador PID representado pela expressão 4.33.

CAPÍTULO 5

CONVERSOR FORWARD OPERANDO COM ESTÁGIO PRÉ-REGULADOR

5.1 - INTRODUÇÃO

Dois importantes motivos levam ao projeto de um estágio pré-regulador:

- 1º - Operando o sistema com tensão de entrada máxima (255 Vrms), devido aos limites impostos pelos componentes, ocorria chaveamento a uma frequência igual a 25 kHz;
- 2º - Fator de potência menor ou igual a 0,92.

Dentre os conversores utilizados como estágio pré-regulador, destaca-se o conversor Boost operando em condução descontínua. A não utilização deste conversor deve-se ao fato de que para se ter um fator de potência mínimo igual a 0,92, sua tensão de saída deve ser maior ou igual a 400V, visto que a tensão de entrada atinge o valor de 360,62Vp. Com uma tensão de no mínimo 400V na entrada do conversor Forward, a tensão em seu interruptor controlado chegaria a 800V. Com um nível de tensão tão elevado, qualquer indutância parasita causaria uma brusca variação de tensão nos terminais do interruptor, podendo levá-lo a destruição.

Diante disto, optou-se por trabalhar com o conversor SEPIC no modo contínuo de operação, já que o mesmo pode trabalhar tanto como elevador quanto abaixador de tensão. Com isso, para uma tensão de entrada variando de 93Vrms a 255Vrms, a tensão de saída do conversor Sepic mantém-se constante e igual a 150V. Por conseqüência, a tensão na chave do conversor Forward chega a 300V.

5.2 - CONVERSOR SEPIC

O conversor SEPIC é um conversor CC-CC que tanto pode operar como abaixador quanto como elevador de tensão. Sua estrutura bastante simples, apresenta um único interruptor, como pode ser visto na Fig. 5.1.

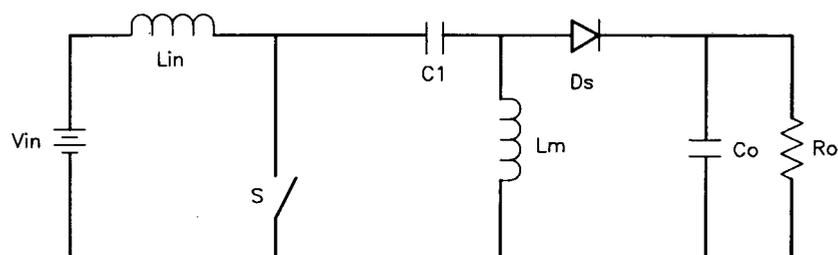


Fig. 5.1 Topologia Básica do Conversor SEPIC.

5.2.1. - Etapas de operação

Considerando-se o modo de operação contínua e regime permanente, o conversor SEPIC pode ser descrito por duas etapas de operação, durante um período de chaveamento.

1ª Etapa de Operação:

O interruptor S está conduzindo. Os indutores L_{in} e L_m estão armazenando energia provenientes de V_{in} e C_1 respectivamente. O capacitor C_o está fornecendo energia para a carga R_o . Esta etapa de operação é representada na Fig. 5.2.

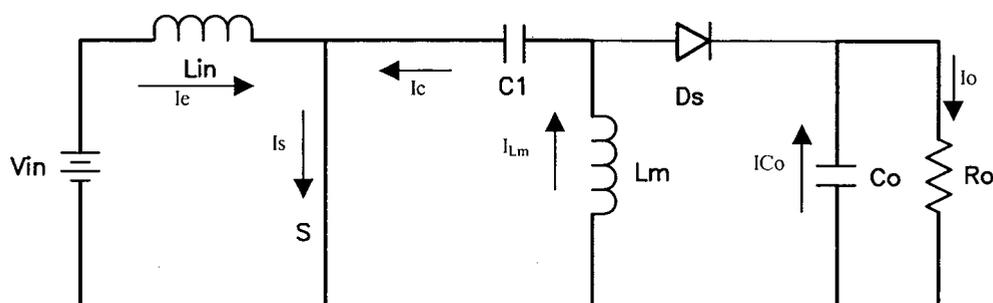


Fig. 5.2 - 1ª Etapa de Operação do Conversor SEPIC.

2ª Etapa de Operação:

O interruptor S está aberto. A energia armazenada nos indutores L_{in} e L_m está sendo entregue ao capacitor C_o e a carga R_o . Esta etapa de operação é representada na Fig.

5.3.

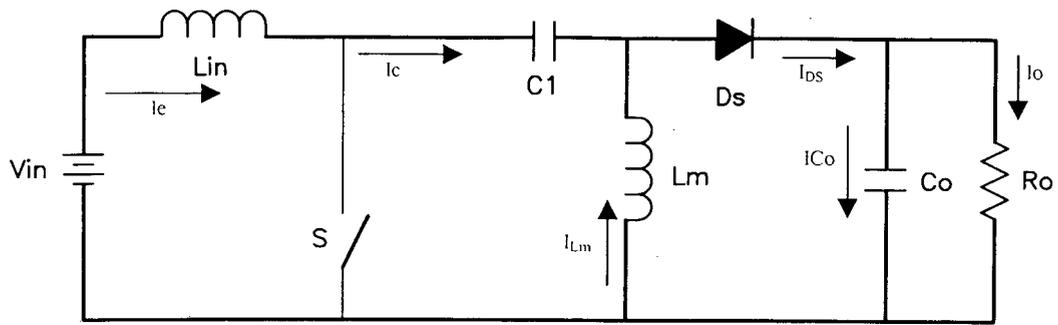


Fig. 5.3 - 2ª Etapa de Operação do Conversor SEPIC.

5.2.2. - Principais Formas de Onda do Conversor SEPIC

As principais formas de onda do conversor SEPIC no modo de operação contínuo são apresentadas na Fig. 5.4.

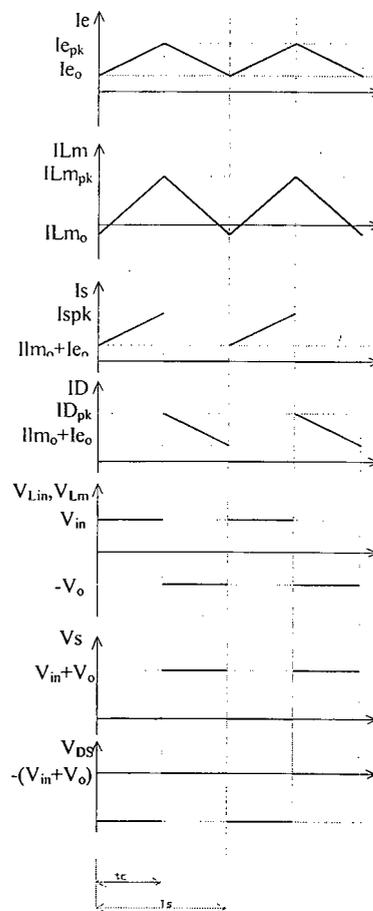


Fig. 5.4 - Principais Formas de Onda do Conversor SEPIC.

5.2.3 - Controle por Corrente Média Instantânea de Entrada Utilizando o CI UC 3854

Para fazer a correção do fator de potência, utilizou-se o circuito integrado UC 3854 da Unitrode. Como mostra a Fig.4.5, existe duas malhas de controle, uma de corrente e outra de tensão. No multiplicador chegam a realimentação da tensão de saída, uma amostra da forma de onda da tensão de entrada e um valor proporcional à tensão de entrada. Na saída do multiplicador tem-se a referência de corrente, que deve ser seguida na entrada do conversor, a fim de garantir alto fator de potência e regulação da tensão de saída.

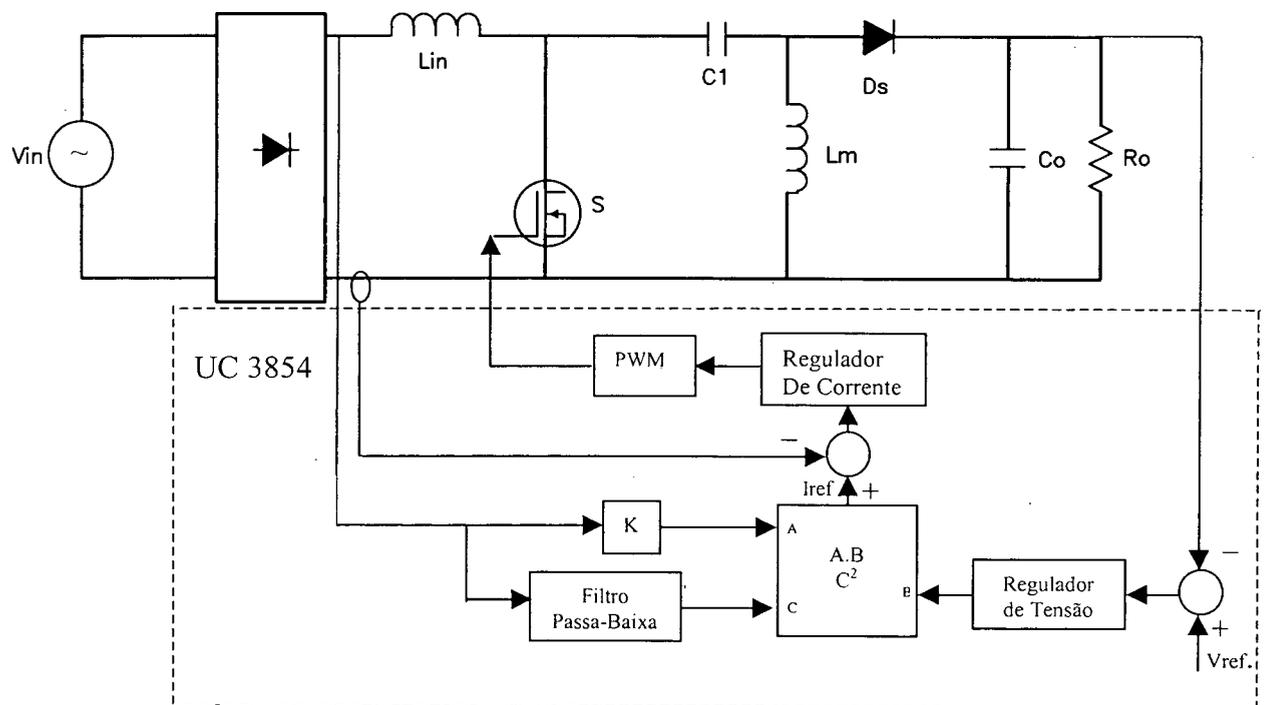


Fig. 5.5 - Diagrama Generalizado de Controle.

5.2.4 - Especificação dos Componentes do Circuito de Potência do Conversor SEPIC

O projeto deste conversor seguiu o modelo apresentado na referência [28].

Dados de entrada:

- . Potência nos terminais de saída: $P_o = 40W$;
- . Rendimento: $\eta = 0,9$;
- . Tensão nos terminais de saída: $150V$;
- . Tensão de entrada: $93V_{rms} \leq V_e \leq 255V_{rms}$;
- . Frequência de chaveamento: $f_s = 50kHz$.

Circuito de Potência:

Indutores: $L=43\text{mH}$; núcleo EE55; 490espiras.

Capacitores: $C1=150\text{nF}/400\text{V}/\text{polipropileno}$; $C0=33\mu\text{F}/200\text{V}$

Diodo D_s : Mur8100;

Mosfet: IRFP460

Circuito de Controle: utiliza o circuito integrado UC3854

5.3 - NOVO VALOR DA FTMA DO CONVERSOR FORWARD OPERANDO COM ESTÁGIO PRÉ-REGULADOR.

Com a introdução do estágio pré-regulador, a componente contínua da tensão de entrada do conversor Forward torna-se constante e igual a 150V, fazendo com que este conversor somente trabalhe num ponto de operação. Para esse ponto de operação, tem-se as seguintes FTMA's:

$$hd(s) = 4,25151 \cdot 10^3 \cdot \frac{\left(s + \frac{1}{3,6 \cdot 10^{-6}} \right)}{s^2 + 1630,76 \cdot s + 2,055251973 \cdot 10^7} \quad (5.1)$$

$$hv(s) = 6,605902 \cdot \frac{\left(s + \frac{1}{3,6 \cdot 10^{-6}} \right)}{s^2 + 1630,76 \cdot s + 2,055251973 \cdot 10^7} \quad (5.2)$$

Comparando as expressões numéricas 5.1 e 5.2 com as expressões numéricas $hd_1(s)$ e $hv_1(s)$ do subcapítulo 2.5, verifica-se somente uma diferença no valor do ganho. Isto ocorre porque:

1º O valor do ganho da FTMA $hd(s)$ é diretamente proporcional a tensão de entrada. Se a tensão de entrada aumentou, isso implica no aumento do valor do ganho da FTMA $hd(s)$;

2º O valor do ganho da FTMA $hv(s)$ é diretamente proporcional a razão cíclica. Se a tensão de entrada aumentou, para manter o mesmo valor da tensão de saída, a razão cíclica deve diminuir e conseqüentemente o valor do ganho da FTMA $hv(s)$ diminui.

Em conseqüência, a atenuação que o sistema oferece a ondulação de baixa frequência aumentou: $\text{FTMF}_v = -79,30\text{dB}$.

5.4 - SIMULAÇÃO DO SISTEMA EM MALHA FECHADA

O sistema foi simulado em malha fechada utilizando-se o programa PSPICE 8.0. O estágio pré-regulador foi substituído por uma fonte de corrente contínua em série com uma de corrente alternada a fim de emular a perturbação de baixa frequência nos terminais de entrada do conversor Forward. O circuito do sistema simulado é apresentado na Fig. 5.2:

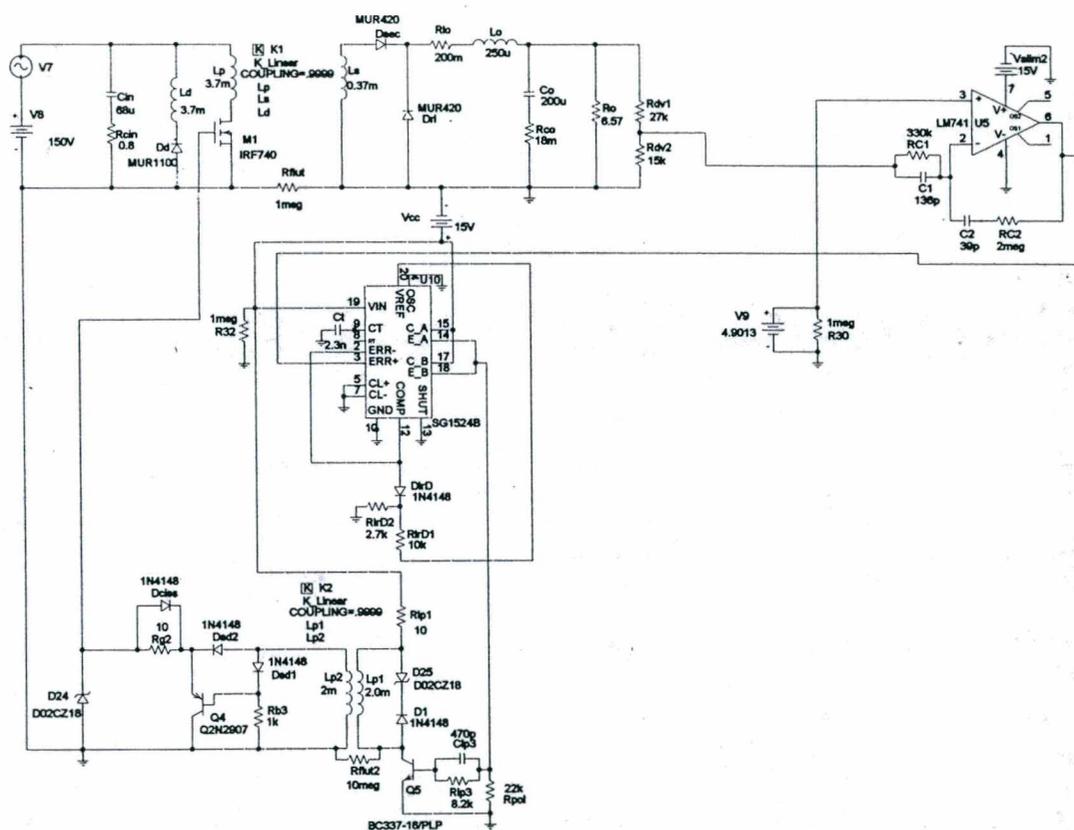


Fig. 5.6 Circuito Simulado.

A seguir é apresentada a análise de Fourier das perturbações de baixa frequência (120Hz) das tensões de entrada e de saída do conversor Forward, obtida via simulação do circuito apresentado na Fig. 5.2:

Tensão de saída :

Componente contínua: 13,79899V

Nº da harmônica	Frequência (Hz)	Componente de Fourier (V)
1	120	$8,303.10^{-4}$
2	240	$2,717.10^{-5}$
3	360	$7,385.10^{-6}$
4	480	$0,947.10^{-5}$
5	600	$3,717.10^{-6}$
6	720	$2,056.10^{-5}$
7	840	$3,325.10^{-6}$
8	960	$2,108.10^{-5}$
9	1.080	$1,774.10^{-5}$
10	1.200	$3,063.10^{-6}$

Tensão de entrada:

Componente contínua: 150V

Nº da harmônica	Frequência (Hz)	Componente de Fourier (V)
1	120	5,3
2	240	$92,819.10^{-5}$
3	360	$1,725.10^{-5}$
4	480	$1,401.10^{-5}$
5	600	$1,871.10^{-5}$
6	720	$7,905.10^{-6}$
7	840	$1,408.10^{-5}$
8	960	$1,423.10^{-5}$
9	1080	$5,637.10^{-6}$
10	1200	$1,696.10^{-5}$

Com os resultados obtidos via simulação, calculou-se a $FTMF_v$:

$$|FTMF_v| = 20 \times \log\left(\frac{V_{out_{120Hz}}}{V_{in_{120Hz}}}\right)$$

$$|FTMF_v| = -76,1dB$$

A Fig.5.3 mostra a ondulação das formas de ondas da tensão de entrada e de saída do conversor Forward obtidas via simulação.

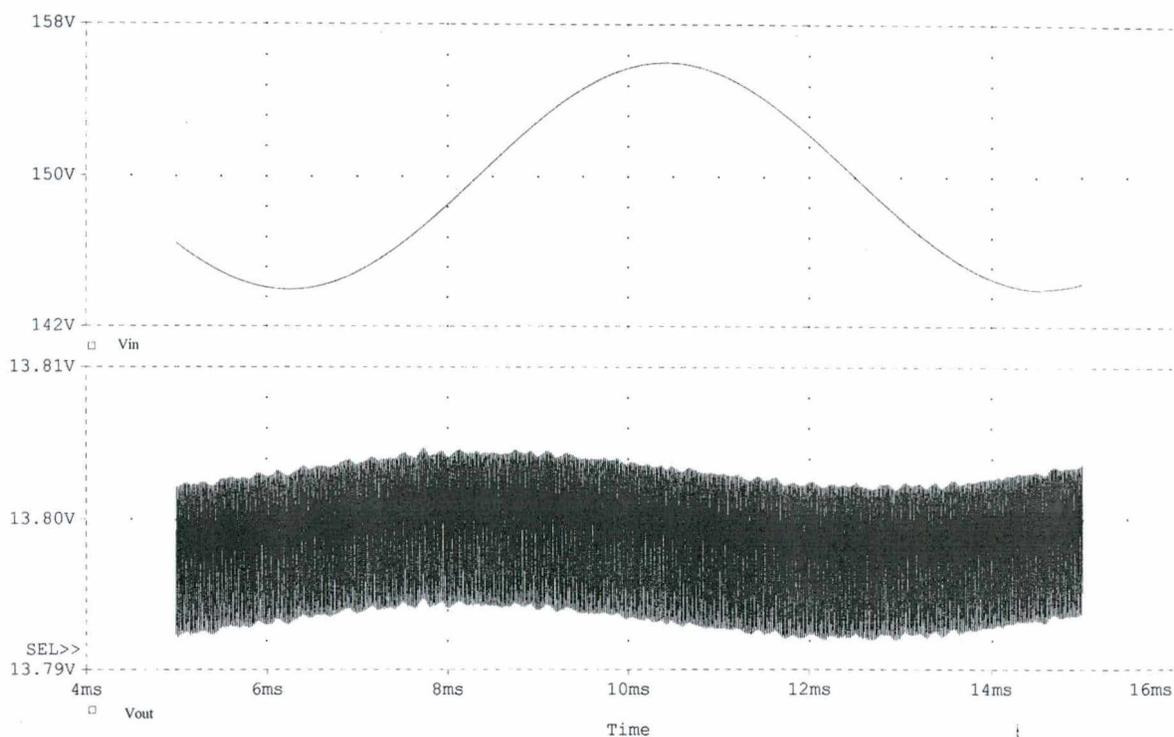


Fig. 5.7 - Ondulação da Tensão de Entrada e Saída do Conversor Forward.

5.6 - CONCLUSÃO

O estágio pré-regulador proporcionou ao conversor Forward trabalhar num único ponto de operação.

A diferença entre o valor teórico da atenuação e o obtido via simulação é aceitável, pois quando lineariza-se um sistema, sempre aproxima-se este de um sistema linear.

A fonte projetada atende às especificações impostas:

- . Tensão de entrada variando de 93Vrms a 255Vrms;
- . Ondulação em 120Hz da tensão nos terminais de saída do conversor Forward menor que 1mV psofométrico;
- . Ondulação máxima da tensão nos terminais de saída do conversor Forward menor que 30mVpp.

CAPÍTULO 6

RESULTADOS OBTIDOS VIA ENSAIO

6.1 -INTRODUÇÃO

Neste capítulo são apresentados os resultados experimentais do sistema em malha fechada. Este sistema é composto pelo conversor Forward e um estágio pré-regulador (conversor Sepic).

Utilizando-se o programa DSN, que é um programa de desenho e tratamento de curvas, pôde-se fazer a análise harmônica das tensões de entrada e saída do conversor, a fim de determinar a amplitude da componente harmônica em 120Hz e com isto verificar a atenuação real imposta pela malha de controle. As figuras 6.1, 6.2, 6.3 e 6.4, mostram o diagrama dos circuito ensaiados.

A Fig. 6.1 mostra o diagrama de potência e a Fig. 6.2, o diagrama de controle e comando do conversor Forward.

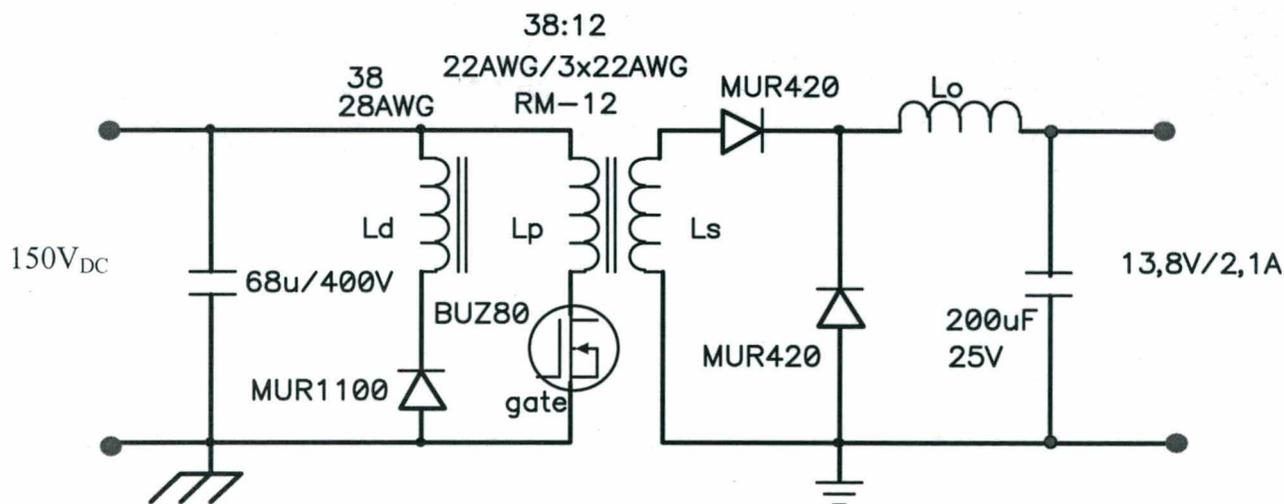


Fig. 6.1 - Diagrama de Potência do Conversor Forward.

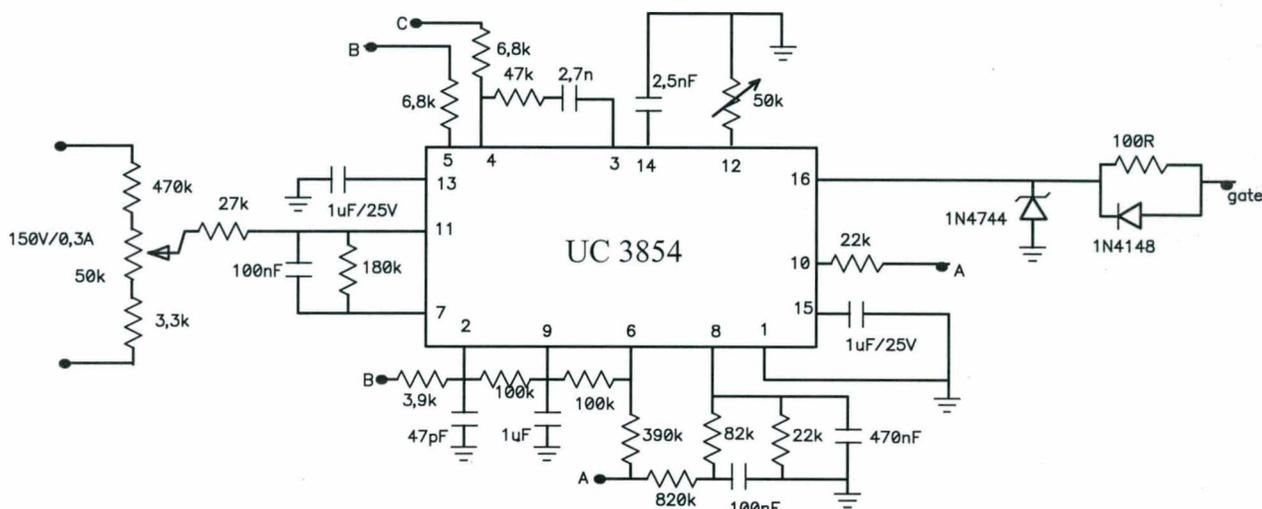


Fig. 6.4 - Diagrama de Controle e Comando do Conversor Sepic.

6.2 -ENSAIO EM MALHA ABERTA DO CONVERSOR FORWARD

Foi realizado o ensaio em malha aberta do conversor Forward, a fim de comprovar experimentalmente o valor do módulo da função de transferência $h_v(s)$ em 120Hz.

A equação (6.1) permite determinar o valor experimental do módulo da função de transferência $h_v(s)$ em 120Hz.

$$h_{v(120\text{Hz})} = 20\log\left(\frac{\Delta V_{\text{out}(120\text{Hz})}}{\Delta V_{\text{in}(120\text{Hz})}}\right) \quad (6.1)$$

A Tabela 6.1, mostra os valores teóricos e experimentais do módulo da função de transferência $h_v(s)$ em 120Hz.

Tabela 6.1 - Módulo da Função de Transferência $h_v(s)$ em 120Hz.

Tensão de Entrada (V _{rms})	ΔV_{in} (V _p)	ΔV_{out} (V _p)	h_{vT} (dB)	h_{vE} (dB)
93	38,99	4,83	-19,60	-18,14
110	33,41	3,01	-21,27	-20,91
220	25,56	1,10	-27,82	-27,32
255	21,02	0,71	-29,14	-29,43

Onde:

. ΔV_{in} - Ondulação da tensão de entrada em 120Hz;

. ΔV_{out} - Ondulação da tensão de saída em 120Hz;

. h_{vT} - valor teórico do módulo da função de transferência $h_v(s)$ em 120Hz, obtido a partir da equação (2.30);

$.h_{vE}$ - valor experimental do módulo da função de transferência $h_v(s)$ em 120Hz obtido a partir da equação (6.1).

Analisando a Tabela 6.1, comprova-se experimentalmente o valor do módulo da função de transferência $h_v(s)$ em 120Hz.

6.3 -ANÁLISE HARMÔNICA DA ONDULAÇÃO EM 120Hz DA TENSÃO DE ENTRADA E DE SAÍDA DO CONVERSOR FORWARD

O objetivo do trabalho é obter um compensador que proporcione a máxima atenuação da ondulação em 120Hz da tensão nos terminais de saída do conversor Forward.

Para verificação de tal objetivo, foi montado e ensaiado um protótipo.

Para a aquisição da forma de onda da ondulação da tensão de saída, foi necessário utilizar um sistema de amplificação de sinal, visto que, os instrumentos disponíveis no laboratório não permitiam uma medida precisa, já que os valores envolvidos são menores que 5mV. Utilizou-se então o amplificador de instrumentação INA2128 da Burr-Brown com ganho de 1.000.

Para a utilização deste amplificador de instrumentação, necessitou-se projetar um filtro passa-alta, a fim de eliminar a componente contínua nos terminais de saída do conversor, evitando a saturação do amplificador.

De acordo com [4], o filtro passa-alta deve ter ganho unitário (0 dB) para frequências superiores a 100Hz, para não atenuar as grandezas medidas. Alocou-se então, a frequência de corte para uma década abaixo aproximadamente 10Hz.

A Fig. 6.5 mostra a topologia do filtro passa-alta.

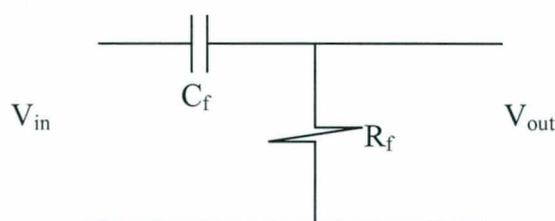


Fig. 6.5 - Topologia do Filtro Passa-Alta.

A função de transferência do filtro apresentado na Fig. 6.5 é definida pela expressão 6.2.

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{S}{S + \frac{1}{R_f \cdot C_f}} \quad (6.2)$$

Para $R_f = 2,7k\Omega$ e $C_f = 10\mu F$, a frequência de corte é 5,89Hz

O diagrama de módulo do filtro passa-alta é apresentado na Fig. 6.6

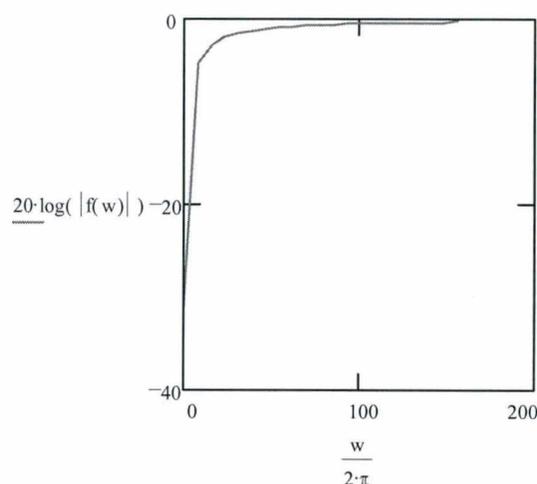


Fig. 6.6 - Diagrama de Módulo do Filtro Passa- Alta.

O diagrama de blocos apresentado na Fig. 6.7 representa o esquema elétrico utilizado para efetuar a medição da ondulação de baixa frequência nos terminais do conversor Forward.

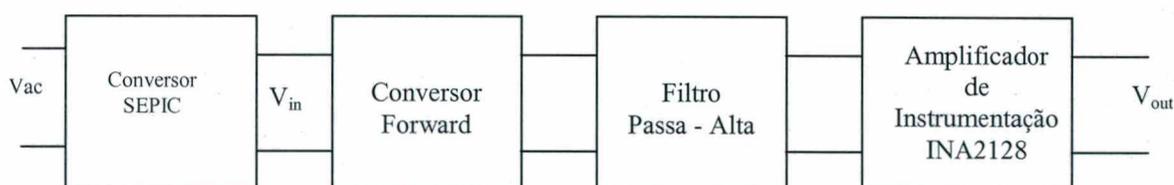


Fig. 6.7 - Diagrama de Blocos do Esquema Elétrico para Efetuar Medição nos Terminais de Saída do Conversor Forward.

A Fig.6.8 mostra a ondulação da tensão nos terminais de entrada e de saída do conversor Forward. A ondulação nos terminais de saída está amplificada.

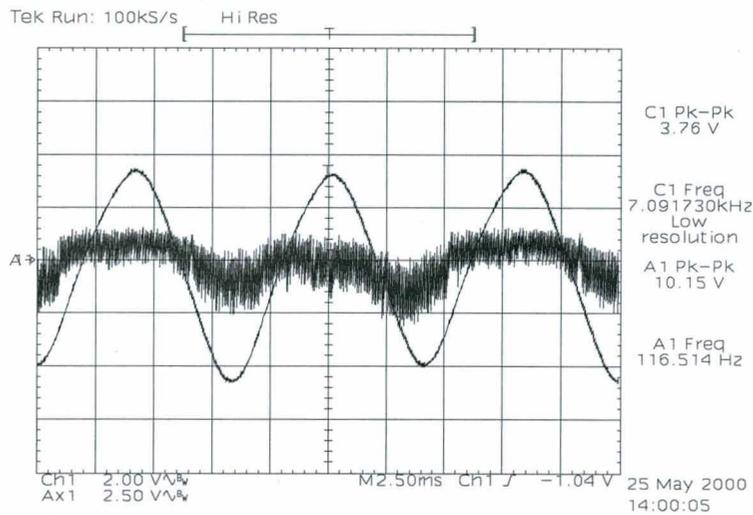


Fig. 6.8 - Ondulação da Tensão nos Terminais de Entrada e Saída do Conversor Forward.

Onde:

C1 - Tensão de saída nos terminais do conversor Forward;

A1 - Tensão de entrada nos terminais do conversor Forward.

A análise harmônica das ondulações presentes nos terminais de entrada e de saída do conversor Forward foi feita via DSN, obtendo-se os seguintes resultados, como mostram as Tabelas 6.2 e 6.3.

Tensão de saída nos terminais do Conversor Forward

Frequência analisada: 120Hz

Componente contínua: 13,8V

Componente alternada pico a pico amplificada: 3,76V

Tabela 6.2 - Análise Harmônica da Ondulação da Tensão de Saída Amplificada nos Terminais do Conversor Forward.

Harmônica	Amplitude (V)
1	0.6990
2	0,3156
3	$0,4463 \cdot 10^{-1}$
4	$0,2213 \cdot 10^{-1}$
5	$0,6140 \cdot 10^{-1}$
6	$0,6462 \cdot 10^{-1}$
7	$0,1757 \cdot 10^{-1}$
8	$0,2948 \cdot 10^{-1}$
9	$0,6759 \cdot 10^{-1}$
10	$0,8439 \cdot 10^{-1}$

Tensão de entrada nos terminais do conversor Forward:

Frequência analisada: 120Hz

Componente contínua: 150V

Componente alternada pico a pico: 10,15V

Tabela 6.3 - Análise Harmônica da Ondulação da Tensão de Entrada nos Terminais do Conversor Forward

Harmônica	Amplitude (V)
1	4.3338
2	0,3448
3	0,1558
4	$0,5210 \cdot 10^{-1}$
5	$0,3304 \cdot 10^{-1}$
6	$0,3478 \cdot 10^{-1}$
7	$0,2506 \cdot 10^{-1}$
8	$0,1982 \cdot 10^{-1}$
9	$0,2058 \cdot 10^{-1}$
10	$0,1819 \cdot 10^{-1}$

A expressão 6.3 define a atenuação máxima obtida pelo sistema de controle a partir dos dados obtidos via ensaio do protótipo e da decomposição harmônica dos mesmos via DSN.

$$A = 20 \cdot \log\left(\frac{V_{out} \cdot 10^{-3}}{V_{in}}\right) \quad (6.3)$$

$$A = 20 \cdot \log\left(\frac{0,6990 \cdot 10^{-3}}{4,33}\right)$$

$$A = -75,84dB$$

A atenuação máxima obtida em laboratório foi de 75,84dB.

Como os sinais envolvidos são muito pequenos, qualquer ruído interfere na ondulação da tensão de saída do conversor.

6.4 -RESPOSTA DINÂMICA DA TENSÃO DE SAÍDA

De acordo com [31], a resposta dinâmica da tensão de saída, após aplicação de um degrau de corrente crescente ou decrescente de 50% da corrente nominal, com carga resistiva, deve estar compreendido em $\pm 8\%$ do valor ajustado para a tensão de saída, ou seja, sobre-sinal máximo percentual igual a 8%. O tempo decorrido deve ser igual ou menor a 25ms.

As Fig. 6.9 e 6.10 mostram a resposta dinâmica da tensão de saída do protótipo ensaiado. Na fig. 6.9, é filtrada a componente contínua do sinal de saída, cuja finalidade é observar melhor as características da resposta transitória, já que a ordem de grandeza das variáveis envolvidas é muito pequena.

Analisando-se a Fig. 6.9, verifica-se que o tempo de duração do transitório é em torno de $200\mu\text{s}$.

Analisando-se a Fig. 6.10, verifica-se um sobre-sinal máximo de 100mV, que corresponde a um sobre-sinal máximo percentual igual a 0,72%.

Como pode ser verificado, a resposta dinâmica do conversor atende as características de desempenho desejadas.

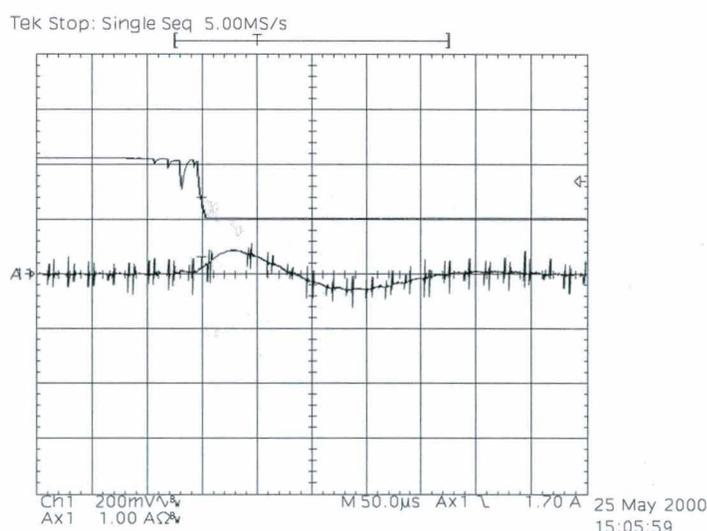


Fig. 6.9 - Resposta Dinâmica da Tensão de Saída.

Ch1 -Tensão de saída

Ax1 - Corrente de saída

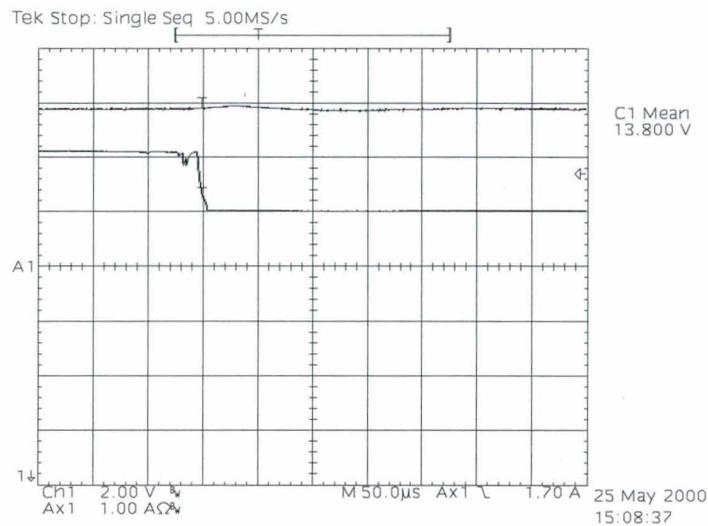


Fig. 6.10 - Resposta Dinâmica da Tensão de Saída.

Ch1 -Tensão de saída
Ax1 - Corrente de saída

6.5 -REGULAÇÃO ESTÁTICA DA TENSÃO DE SAÍDA

De acordo com [31], a variação máxima deve ser de 1% da tensão de saída para variações da tensão da rede comercial de $\pm 15\%$ em relação ao valor nominal.

Como o conversor deve trabalhar em dois pontos de operação (110V/220V), para realizar este ensaio, variou-se a tensão de entrada de 91,5Vrms a 256,4Vrms, com carga nominal e verificou-se não haver variação da tensão de saída do conversor, permanecendo esta, em 13,8V, como pode ser constatado analisando-se as Fig. 6.11 e Fig. 6.12.

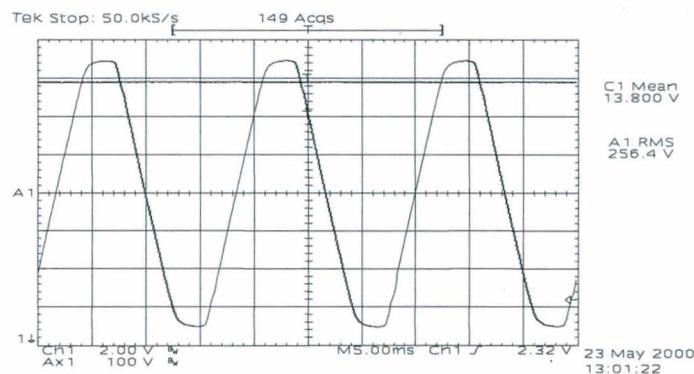


Fig. 6.11 - Regulação estática para tensão de entrada 220V+15%.

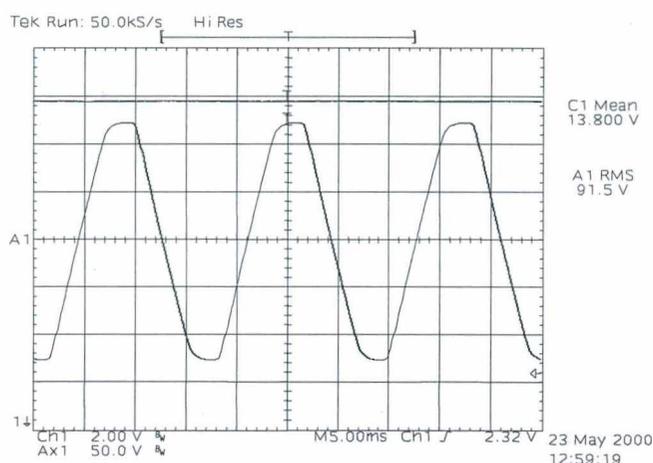


Fig. 6.12 - Regulação estática para tensão de entrada 110V-15%.

6.6 -RENDIMENTO

De acordo com [30], deve ser atendido os seguintes valores de rendimento apresentados na Tabela 6.4, na condição de corrente nominal de saída e tensão nominal de entrada, para tensão nominal de saída de 24 ou 48V.

Tabela 6.4 - Rendimento.

Tensão Nominal (V)	Rendimento (%)	
	In<10A	In>10A
24	≥75	≥80
48	≥80	≥85

De acordo com a classificação, a unidade retificadora em estudo, possui corrente nominal de saída menor que 10A, porém, sua tensão nominal de saída é de 13,8V.

Fazendo o ensaio de rendimento do conversor Forward com seu estágio pré-regulador, obteve-se os resultados apresentados na Tabela 6.5:

Tabela 6.5 - Rendimento Obtido via Ensaio.

Tensão de Entrada (V)	Rendimento (%)
93	75
110	75
220	71
255	70

Como o objetivo do trabalho visa a otimização do sistema de controle, não foram realizados estudos objetivando atingir rendimento maior ou igual a 75%. Para atingir tal meta, deve-se fazer um estudo de otimização dos elementos magnéticos, dos grampeadores de tensão nas chaves e da resistência de condução das chaves, já que o nível de potência processado é muito baixo.

6.7 -CORREÇÃO DO FATOR DE POTÊNCIA E TAXA DE DISTORÇÃO HARMÔNICA DA CORRENTE DE ENTRADA

De acordo com [31], o fator de potência deve ser maior que 0,92 na condição de carga nominal e tensão e frequência de entrada nominais e a distorção total da corrente de entrada não deve ser superior a 15%.

As Fig. 6.13 e 6.14 mostram as formas de onda da tensão e de corrente de entrada para as condições nominais.

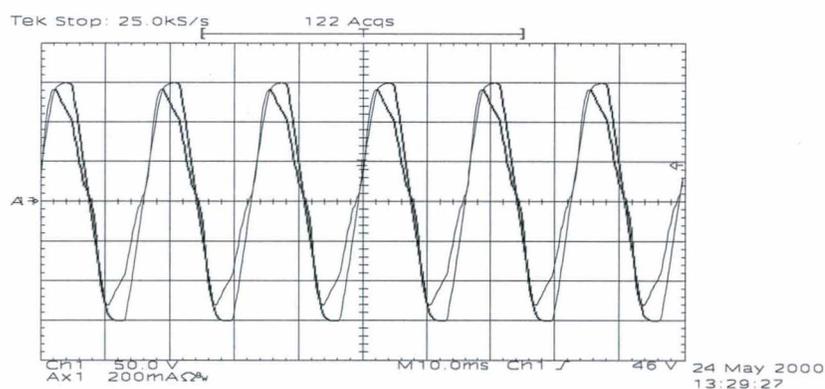


Fig. 6.13 - Tensão de entrada 110V.

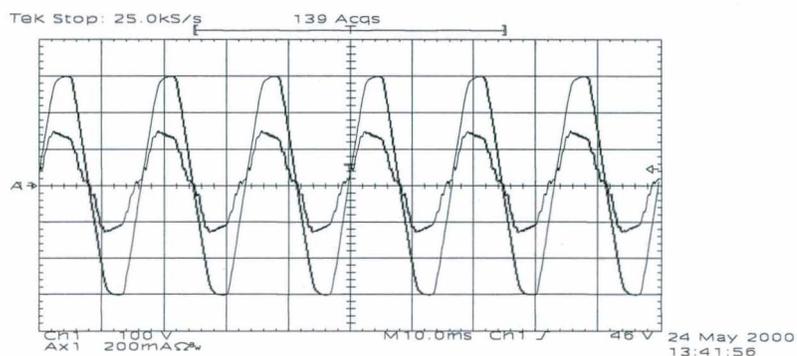


Fig. 6.14 - Tensão de Entrada 220V.

As formas de onda da tensão de entrada e corrente de entrada apresentadas nas Fig. 6.13 e 6.14, foram analisadas num programa denominado Wavestar, que proporcionou os seguintes resultados:

Tensão de entrada 110V: . fator de potência = 0,974

. taxa de distorção harmônica da tensão de entrada = 3,69%

. taxa de distorção harmônica da corrente de entrada = 14,94%

Tensão de entrada 220V : . fator de potência = 0,972

. taxa de distorção harmônica da tensão de entrada = 3,94%

. taxa de distorção harmônica da corrente de entrada = 12,13%

A Tabela 6.6 faz a comparação entre a componente harmônica da corrente de entrada admitida por [30] e a obtida via ensaio do protótipo para uma tensão de 220V.

Tabela 6.6 Componentes Harmônicas da Corrente de Entrada para Tensão de Entrada 220V.

Ordem da Harmônica n	Corrente Harmônica Máxima Admitida de acordo com [30] (A)	Corrente harmônica obtida via ensaio e analisada via Wavestar (A)
3	2,3	10,6m
5	1,9	17,9m
7	1	1,5m
9	0,5	1,39m
11	0,35	2,29m
13	0,21	2,45m
$15 \leq n \leq 39$	$0,15 \times 15/n$	
15	0,15	2,51m
17	0,13	3,37m
19	0,12	2,77m
21	0,107	1,43m
23	0,10	5,82m
25	0,09	3,73m
27	0,08	936 μ
29	0,077	319 μ
31	0,072	777 μ
33	0,068	482 μ
35	0,064	227 μ
37	0,061	51 μ
39	0,058	6,43 μ

6.8 -CONCLUSÃO

O sistema de controle projetado e otimizado atende as características desejadas:

.Ondulação de 120Hz menor que 1mV psfométrico;

.Ondulação máxima pico a pico menor que 30mV;

O sistema apresenta uma resposta dinâmica de excelente qualidade:

.Sobre-sinal máximo percentual igual a 0,72%;

.Tempo de duração do transitório igual a 200 μ S;

No ensaio de regulação estática da tensão de saída não foi verificada variação na tensão de saída para uma variação da tensão de entrada de 91,5Vrms a 256,4Vrms.

O rendimento do sistema varia de 75% a 70% para tensão de entrada variando 93Vrms a 255V, respectivamente.

O estágio pré-regulador proporciona um fator de potência maior que 0,92 e taxa de distorção harmônica da corrente de entrada menor que 15%.

A atenuação real produzida pela malha de controle é de 75,84dB. A diferença entre o valor teórico e o real é devido a aproximação do sistema não linear por equações lineares. No laboratório (ensaio do protótipo), aparecem todas as não linearidades dos componentes que foram desconsideradas na obtenção dos modelos, além do próprio layout de placa que pode contribuir na geração de ruído.

CONCLUSÃO GERAL

A utilização do conversor Forward como fonte de tensão isolada, impõe sua operação no modo de condução contínua, visto que neste modo, a tensão de saída independe da carga. O filtro de saída do conversor Forward foi projetado para se obter uma ondulação máxima de 30mVpp. A resistência série equivalente do capacitor deve ser menor ou igual a $18\text{m}\Omega$, como especificado em [26], já que a mesma produz uma queda de tensão em forma triangular que se soma a ondulação de 120Hz. Ruído este, indesejável, pois aparece nas conversas telefônicas, interferindo na audibilidade, no caso de fontes de alimentação para telecomunicações.

A utilização da metodologia da chave PWM na obtenção das funções de transferência do conversor, descreve com boa precisão as características dinâmicas do conversor. As funções de transferência do conversor Forward são as mesmas do conversor Buck quando considera-se relação de transformação unitária.

A função descritiva sendo um método aproximado de análise de comportamento de sistemas não lineares com características periódicas, permitiu a utilização de conceitos do domínio da frequência para análise e projeto do sistema de controle. Com a função descritiva foi possível obter o comportamento do comparador do regulador 3524. É importante salientar que para obter a função descritiva deste comparador, o período do sinal considerado foi o mesmo da perturbação do sinal de entrada e não o período de chaveamento.

O compensador espelhado, que foi projetado segundo o critério de Bode, que resulta na colocação dos zeros e pólo na mesma frequência dos pólos e zero do conversor, serviu como ponto de partida para o estudo do compensador PID. A análise da variação dos parâmetros deste compensador permitiu obter os valores iniciais utilizados no processo de otimização. A utilização deste critério na determinação do compensador produz resultados análogos àqueles obtidos via programação não linear. É um método bastante simples porém, depende um tempo considerável, já que é baseado na Teoria Clássica de Controle (projeta-se, analisa-se, modifica-se, volta-se a analisar e assim sucessivamente até atingir o objetivo);

Para otimizar os parâmetros do compensador PID, utilizou-se o programa BOX9712, que exige uma subrotina em Fortran 77. Nesta subrotina é apresentada a função objetivo (função que se deseja minimizar), as restrições do problema e suas derivadas. Após a otimização, obteve-se uma atenuação de 74,66dB para tensão de entrada 93Vrms. É importante salientar que atualmente todos os programas de otimização não garantem a obtenção do mínimo global. O programa BOX9712 utiliza o método de Lagrangeano Aumentado, que possui um bom desempenho em problemas práticos, visto que melhora o desempenho computacional dos métodos de penalidades. O método de otimização (programação não linear) apesar de exigir conhecimentos fora da área de domínio dos engenheiros, não inviabiliza seu uso pelos mesmos, visto que não há necessidade de se ter conhecimento profundo no método empregado por um determinado programa e sim utilizar o programa como simples ferramenta de projeto controle.

A utilização do estágio pré-regulador foi necessário pois quando o conversor estava operando com uma tensão de entrada maior que 110V, ocorria chaveamento em 25kHz, além de apresentar fator de potência menor que 0,92. Com o estágio pré-regulador, o conversor Forward opera somente num ponto e não numa faixa. Neste ponto de operação ($V_{in}=150V$), a atenuação teórica imposta pela malha de controle para a ondulação em 120Hz é de 79,30 dB. Na simulação do sistema chaveado, a atenuação imposta pela malha de controle para a ondulação em 120Hz é de 76,1dB. Diferença esta aceitável, visto que se fez uma aproximação linear de um sistema não linear (linearização). A atenuação proporcionada pelo circuito real (protótipo ensaiado) para a ondulação em 120Hz é de 75,84dB. Diferença também aceitável, visto que o valor dos componentes utilizados variam dentro de uma faixa de tolerância e os sinais envolvidos são muito pequenos, onde qualquer ruído produzido pela própria placa poderá converter-se em ondulação no sinal de saída.

O sistema de controle projetado e otimizado atende as características desejadas:

- .Ondulação de 120Hz menor que 1mV psofométrico;
- .Ondulação máxima pico a pico menor que 30mV;

O sistema apresenta uma resposta dinâmica de excelente qualidade:

- .Sobre-sinal máximo percentual igual a 0,72%;
- .Tempo de duração do transitório igual a 200 μ S;

No ensaio de regulação estática da tensão de saída não foi verificada variação na tensão de saída para uma variação da tensão de entrada de 91,5Vrms a 256,4Vrms.

O rendimento do sistema varia de 75% a 70% para tensão de entrada variando 93Vrms a 255V, respectivamente.

O estágio pré-regulador proporciona um fator de potência maior que 0,92 e taxa de distorção harmônica da corrente de entrada menor que 15%.

A atenuação real produzida pela malha de controle é de 75,84dB. A diferença entre o valor teórico e o real é devido a aproximação do sistema não linear por equações lineares. No laboratório (ensaio do protótipo), aparecem todas as não linearidades dos componentes que foram desconsideradas na obtenção dos modelos, além do próprio layout de placa que pode contribuir na geração de ruído.

Essa fonte de alimentação altamente regulada também pode ser empregada como fonte de alimentação para rádios VHF e UHF e para sistemas de segurança, onde a qualidade da tensão de saída é fundamental.

Sugere-se o desenvolvimento de um programa com a finalidade de projetar e otimizar os parâmetros de compensadores utilizados em sistemas chaveados, proporcionando ao projetista alta qualidade da malha de controle e menor tempo despendido para a execução do projeto.

Sugere-se também o estudo de um estágio pré-regulador que proporcione menor peso e volume ao protótipo e outro de otimização dos elementos magnéticos, dos grampeadores de tensão nas chaves e da resistência de condução das chaves a fim de elevar o rendimento, visto que o nível de potência processada é muito baixo.

Anexo A

c Programa de Pos-graduacao em Engenharia Eletrica
c Aplicacao do programa box 9711
c cedido pelo professor J.M.Martinez - UNICAMP
c E-mail: martinez@ime.unicamp.br

```
implicit double precision (a-h,o-z)
parameter (nnonlc = 6)
parameter (nineq = 6)
parameter (nineq1 = nineq + 1)
parameter (nn = 6)
parameter (nkbd = nn+1)
parameter (nhess=5*nn + nnonlc + nineq)
```

```
dimension a(1), inda(1,2), b(1), res(1)
double precision l(nn), u(nn), lint(nn), uint(nn)
dimension ra(nnonlc), re(nineq)
dimension rainic(nnonlc), reinic(nineq)
dimension x(nn), hres(nnonlc), gres(nineq)
dimension hresan(nnonlc), gresan(nineq)
dimension grad(nn)
dimension inhess(nineq1), hess(nhess)
dimension s(nn), gq(nn), gc(nn), bd(nkbd), xn(nn), gn(nn), d(nn)
dimension ingc(nn), infree(nn)
dimension y(nn)
```

```
Real*4 Dtime, tarray(2)
Real*8 Tini, Tfim
double precision mu(nnonlc), mudes(nineq), lambda(1)
```

```
common/vf/pi,PA,PB,C,E,F,G,H,PN,w
pi = 3.141592654
PA = 2675.39
PB = 8.398
C = 8026.89
E = 277800.
F = 1630.76
G = 20552519.73
H = 0.357142857
PN = 0.4
w = 753.9822369
```

```
nonlc = 2
ineq = 4
n = 6
k = 0
```

```
write(10,*)' Number of variables:', n
write(10,*)' Number of equality constraints:', nonlc
write(10,*)' Number of inequality constraints:', ineq
write(*,*)' Number of variables:', n
write(*,*)' Number of equality constraints:', nonlc
write(*,*)' Number of inequality constraints:', ineq
```

```

method = 1
qexp = 2
fealev = 0.01

```

c Parameters related to linear constraints (inexistent here)

```

m = 0
ispar=1
nelem=1
roinic = 1.d0
facro = 0.d0
epslin = 0.d0

iprbox = -1
ipqua = -1

do 1 i = 1,4
l(i) = 0.d0
1 u(i) = 100000000.d0
do 2 i = 5, 6
l(i) = 0.d0
2 u(i) = 92000.d0

do 3 i = 1, nonlc
3 rainic(i) = 10.d0
do 4 i = 1, ineq
4 reinic(i) = 10.d0
facra = 10.d0
facre = 10.d0
ilag = 1
iguess = 0
epsnon = 1.d-7
maxout = 20
iprint = 0
accuracy=0.1d0
acumenor = 0.5
relarm = 1.d-4
absarm = 1.d-6
epsinic = 1.d-5
epsfin = 1.d-5
epsd=1.d-5
ftol=-1.d30
itmax = 1000
nafimax=10*itmax
par=4.d0
delta0=10.d0
deltamin=1.d-3
dont=0.d0
kdont=100
eta=0.95d0
factor=10.d0
mitqu= n
maxmv=10*mitqu
bont = 0.d0
kbont = 1000
kautsky = 1000
indivi = 0

```

```

x(1)=207.47d0
x(2)=22281.64d0
x(3)=12820.51d0
x(4)=785034.9d0
x(5)=35864.42d0
x(6)=91696.81d0

```

```

call box9712(n, m, nonlc, ineq,
* a, inda, b, l, u,
* method, qexp,
* roinic, ra, rainic, re, reinic, indivi, facro, facra, facre,
* ilag, iguess, epslin,
* epsnon, maxout, konout, konint, nefint, itqint, mv pint,
* ierla, istop, iprint,
* x, fx, hres, gres, hresan, gresan, res, grad,
* accuracy, acumenor, relarm, absarm, epsinic, epsfin, fealev,
* epsd, ftol, nafmax,
* itmax, par,
* delta0, deltamin, bont, kbont, kautsky,
* dont, kdont, eta, factor,
* mitqu, maxmv, hess, inhess, iprbox, ipqua,
* lint, uint, s, gq, gc, bd, xn, gn, d, ingc, infree,
* mu, mudes, lambda, ispar, nelem)

```

```

stop
end

```

```

c Subroutine fun , a subrotina da
c funcao objetivo, ou seja, da funcao
c que se deseja minimizar (FTMFV1):

```

```

subroutine fun(n, x, fo)
implicit double precision (a-h, o-z)
dimension x(n)
common/vf/pi,PA,PB,C,E,F,G,H,PN,w
fo=sqrt(((PB*w**2*x(4)-PB*E*w**2)**2
* +(-PB*w**3+PB*E*w*x(4))**2)/
* ((w**4-w**2*(G+x(4)*F)+x(1)*PN*PA*H*
* (-E*w**2-w**2*x(3)-w**2*x(2)+
* x(2)*x(3)*E)**2+(-w**3*(F+x(4))
* +w*x(4)*G+w*x(1)*PN*PA*H*
* (-w**2+x(3)*E+x(2)*E+x(2)*x(3))**2))
return
end

```

```

c Subroutine grafun , a subrotina das derivadas
c parciais da funcao objetivo,
c onde:
c grad(1) - derivada parcial da funcao objetivo em
c relacao ao ganho (K) do compensador, aqui representado
c pela vari vel x(1);
c grad(2) - derivada parcial da funcao objetivo em
c relacao a um dos zeros (z1) do compensador, aqui
c representado pela vari vel x(2);
c grad(3) - derivada parcial da funcao objetivo em

```

c relacao a um dos zeros (z2) do compensador, aqui
 c representado pela variavel x(3);
 c grad(4) - derivada parcial da funcao objetivo em
 c relacao ao polo (p1) do compensador, aqui representado
 c pela variavel x(4);
 c grad(5) - derivada parcial da funcao objetivo em
 c relacao a frequencia de corte da FTLA1d do sistema (w1),
 c aqui representada pela variavel x(5);
 c grad(6) - derivada parcial da funcao objetivo em
 c relacao a frequencia de corte da FTLA4d do sistema (w2),
 c aqui representada pela variavel x(6);

```

subroutine grafun(n,x,grad)
  implicit double precision (a-h, o-z)
  dimension x(n), grad(n)
  common/vf/pi,PA,PB,C,E,F,G,H,PN,w

```

```

  grad(1) = -1./2.*((-PB*w**2*x(4)
* -PB*E*w**2)**2+(-PB*w**3+PB*E*w*x(4))
* **2)**(1./2.)/((w**4-w**2*(G+x(4)*F)
* +x(1)*PN*PA*H*(-E*w**2-w**2*x(3)-
* w**2*x(2)+x(2)*x(3)*E))**2+(-w**3
* *(F+x(4))+w*x(4)*G+w*x(1)*PN*PA*H*
* (-w**2+x(3)*E+x(2)*E+x(2)*x(3)))**2)
* *(3./2.)*(2*(w**4-w**2*(G+x(4)*F)
* +x(1)*PN*PA*H*(-E*w**2-w**2*x(3)
* -w**2*x(2)+x(2)*x(3)*E))*PN*PA*H*
* (-E*w**2-w**2*x(3)-w**2*x(2)+x(2)
* *x(3)*E)+2*(-w**3*(F+x(4))+w*x(4)*G+
* w*x(1)*PN*PA*H*(-w**2+x(3)*
* E+x(2)*E+x(2)*x(3)))*w*PN*PA*H*
* (-w**2+x(3)*E+x(2)*E+x(2)*x(3)))

```

```

  grad(2) = -1./2.*((-PB*w**2*x(4)
* -PB*E*w**2)**2+(-PB*w**3+PB*E*w*x(4))
* **2)**(1./2.)/((w**4-w**2*(G+x(4)*F)+
* x(1)*PN*PA*H*(-E*w**2-w**2*x(3)-w**2
* *x(2)+x(2)*x(3)*E))**2+(-w**3*(F+x(4))
* +w*x(4)*G+w*x(1)*PN*PA*H*(-w**2
* +x(3)*E+x(2)*E+x(2)*x(3)))**2)**(3./2.)*
* (2*(w**4-w**2*(G+x(4)*F)+x(1)
* *PN*PA*H*(-E*w**2-w**2*x(3)-
* w**2*x(2)+x(2)*x(3)*E))*x(1)*PN*PA*H*
* (-w**2+x(3)*E)+2*(-w**3*(F+x(4))
* +w*x(4)*G+w*x(1)*PN*PA*H*
* (-w**2+x(3)*E+x(2)*E+x(2)*x(3)))
* *w*x(1)*PN*PA*H*(E+x(3)))

```

```

  grad(3) = -1./2.*((-PB*w**2*x(4)-PB*E
* *w**2)**2+(-PB*w**3+PB*E*w*x(4))
* **2)**(1./2.)/((w**4-w**2*(G+x(4)*F)
* +x(1)*PN*PA*H*(-E*w**2-w**2*x(3)-w**2*
* x(2)+x(2)*x(3)*E))**2+(-w**3*(F+x(4))
* +w*x(4)*G+w*x(1)*PN*PA*H*

```

```

* (-w**2+x(3)*E+x(2)*E+x(2)*x(3))**2
* *(3./2.)*(2*(w**4-w**2*(G+x(4)*F)
* +x(1)*PN*PA*H*(-E*w**2-w**2*x(3)
* -w**2*x(2)+x(2)*x(3)*E))*x(1)*PN*PA*H
* *(-w**2+x(2)*E)+2*(-w**3*(F+x(4))
* +w*x(4)*G+w*x(1)*PN*PA*H*(-w**2+x(3)
* *E+x(2)*E+x(2)*x(3)))*w*x(1)*PN*PA*H*(E+x(2)))

```

```

grad(4) = 1./2./((-PB*w**2*x(4)-PB*E
* *w**2)**2+(-PB*w**3+PB*E*w*x(4))
* **2)**(1./2.)/((w**4-w**2*(G+x(4)*F)
* +x(1)*PN*PA*H*(-E*w**2-w**2*x(3)-w**2*
* x(2)+x(2)*x(3)*E))**2+(-w**3*(F+x(4))
* +w*x(4)*G+w*x(1)*PN*PA*H*(-w**2
* +x(3)*E+x(2)*E+x(2)*x(3))**2)**(1./2.)
* *(-2*(-PB*w**2*x(4)-PB*E*w**2)
* *PB*w**2+2*(-PB*w**3+PB*E*w*x(4))
* *PB*E*w)-1./2.*((-PB*w**2*x(4)-PB*E*w
* **2)**2+(-PB*w**3+PB*E*w*x(4))**2)
* *(1./2.)/((w**4-w**2*(G+x(4)*F)+x(1)*PN*
* PA*H*(-E*w**2-w**2*x(3)-w**2*x(2)
* +x(2)*x(3)*E))**2+(-w**3*(F+x(4))
* +w*x(4)*G+w*x(1)*PN*PA*H*(-w**2+
* x(3)*E+x(2)*E+x(2)*x(3))**2)**(3./2.)
* *(-2*(w**4-w**2*(G+x(4)*F)+x(1)*
* PN*PA*H*(-E*w**2-w**2*x(3)-w**2*x(2)
* +x(2)*x(3)*E))*w**2*F+2*(-w**3*
* (F+x(4))+w*x(4)*G+w*x(1)*PN*PA*H*
* (-w**2+x(3)*E+x(2)*E+x(2)*x(3))
* *(-w**3+w*G))

```

grad(5) = 0

grad(6) = 0

return
end

- c Subroutine hrest , a subrotina das
- c funcoes de restricoes de igualdade
- c nao lineares, onde:
- c hres(1) - , o módulo da FTLA4d menos 1
- c hres(2) - , o módulo da FTLA1d menos 1

subroutine hrest(n, nonlc, x, hres)
implicit double precision (a-h,o-z)

```

dimension x(n), hres(nonlc)
common/vf/pi,PA,PB,C,E,F,G,H,PN,w
hres(1) = (sqrt((x(1)*PN*H*C*
* ((x(6)**6*(F+x(4)-E-x(3)-x(2))+x(6)**4
* *(G*(-x(4)+E+x(2)+x(3))+E*F*(x(4)
* -x(2)-x(3))+x(4)*(x(2)*F+x(3)
* *F-x(3)*E-x(2)*E-x(2)*x(3))+
* x(2)*x(3)*(E-F))-x(6)**2*(x(2)*x(3)
* *(E*G+E*x(4)*F-G*x(4))-E*G*x(4)

```

```

* *(x(2)+x(3)))/(x(6)**8+x(6)**6
* *(F**2+x(4)**2-2*G)+x(6)**4
* *(-2*x(4)**2*G+x(4)**2*F**2+G**2)+x(6)
* **2*G**2*x(4)**2))**2+(x(1)*PN*H*C
* *((-x(6)**7-x(6)**5*(-G+E*(F+x(4)
* -x(3)-x(2))+F*(x(2)+x(3)-x(4))
* + x(4)*(x(2)+x(3))-x(2)*x(3))-x(6)
* **3*(-E*G*(x(4)-x(2)-x(3))+E*F*
* (x(3)*x(4)-x(2)*x(3)+x(2)*x(4))-x(4)
* *(x(2)*x(3)*E+x(2)*G+x(3)*G-x(2)
* *x(3)*F)+x(2)*x(3)*G)-x(6)*x(2)*x(3)
* *E*G*x(4))/(x(6)**8+x(6)**6
* *(F**2+x(4)**2-2*G)+x(6)**4*(-2*x(4)**2
* *G+x(4)**2*F**2+G**2)+x(6)**2
* *G**2*x(4)**2))**2)-1

```

```

      hres(2) = (sqrt((x(1)*PN*H*PA
* *((x(5)**6*(F+x(4)-E-x(3)-x(2))+x(5)**4
* *(G*(-x(4)+E+x(2)+x(3))+E*F
* *(x(4)-x(2)-x(3))+x(4)*(x(2)*F+x(3)
* *F-x(3)*E-x(2)*E-x(2)*x(3))+
* x(2)*x(3)*(E-F))-x(5)**2*(x(2)*x(3)
* *(E*G+E*x(4)*F-G*x(4))-E*G*x(4)*
* (x(2)+x(3)))/(x(5)**8+x(5)**6
* *(F**2+x(4)**2-2*G)+x(5)**4*
* (-2*x(4)**2*G+x(4)**2*F**2+G**2)+x(5)
* **2*G**2*x(4)**2))**2+(x(1)*PN*
* H*PA*(-x(5)**7-x(5)**5*(-G+E*(F+x(4)
* -x(3)-x(2))+F*(x(2)+x(3)-x(4))
* + x(4)*(x(2)+x(3))-x(2)*x(3))-x(5)
* **3*(-E*G*(x(4)-x(2)-x(3))+E*F
* *(x(3)*x(4)-x(2)*x(3)+x(2)*x(4))-x(4)
* *(x(2)*x(3)*E+x(2)*G+x(3)*G-x(2)
* *x(3)*F)+x(2)*x(3)*G)-x(5)*x(2)
* *x(3)*E*G*x(4))/(x(5)**8+x(5)**6
* *(F**2+x(4)**2-2*G)+x(5)**4*(-2
* *x(4)**2*G+x(4)**2*F**2+G**2)+x(5)
* **2*G**2*x(4)**2))**2)-1

```

```

      return
      end

```

- c Subroutine hderiv , a subrotina das
c derivadas parciais das funcoes de
c restricoes de igualdade nao lineares, onde:
c gh(1) - derivada parcial da funcao de restricao
c de igualdade nao linear em relacao ao ganho (K)
c do compensador, aqui representado pela vari vel x(1);
c gh(2) - derivada parcial da funcao de restricao
c de igualdade nao linear em relacao a um dos zeros
c (z1) do compensador, aqui representado pela vari vel x(2);
c gh(3) - derivada parcial da funcao de restricao
c de igualdade nao linear em relacao a um dos zeros
c (z2) do compensador, aqui representado pela vari vel x(3);
c gh(4) - derivada parcial da funcao de restricao
c de igualdade nao linear em relacao ao pçlo (p1) do compensador,
c aqui representado pela vari vel x(4);
c gh(5) - derivada parcial da funcao de restricao

- c de igualdade nao linear em relacao a freq uencia de corte
c da FTLA1d do sistema (w1), aqui representada pela vari vel x(5);
c gh(6) - derivada parcial da funcao de restricao
c de igualdade nao linear em relacao a freq uencia de corte
c da FTLA4d do sistema (w2), aqui representada pela vari vel x(6);

```

      subroutine hderiv(n, nonlc, i, x, gh)
      implicit double precision (a-h,o-z)
      dimension x(n), gh(n)
      common/vf/pi,PA,PB,C,E,F,G,H,PN,w
      if (i.eq.1) then
         gh(1) = 1./2./(x(1)**2*PN**2*H**2*
* C**2*(x(6)**6*(F+x(4)-E-x(3)
* -x(2))+x(6)**4*(G*(-x(4)+E+x(2)+x(3))
* +E*F*(x(4)-x(2)-x(3))+x(4)*(x(2)*F+
* x(3)*F-x(3)*E-x(2)*E-x(2)*x(3))
* +x(2)*x(3)*(E-F))-x(6)**2*(x(2)*x(3)
* *(E*G+E*x(4)*F-G*x(4))-E*G*x(4)
* *(x(2)+x(3)))**2/(x(6)**8+x(6)**6
* *(F**2+x(4)**2-2*G)+x(6)**4
* *(-2*x(4)**2*G+x(4)**2*F**2+G**2)+x(6)
* **2*G**2*x(4)**2)**2+x(1)**2*PN
* **2*H**2*C**2*(-x(6)**7-x(6)**5*(-G+
* E*(F+x(4)-x(3)-x(2))+F*(x(2)+
* x(3)-x(4))+x(4)*(x(2)+x(3))-x(2)*x(3))
* -x(6)**3*(-E*G*(x(4)-x(2)-x(3))+
* E*F*(x(3)*x(4)-x(2)*x(3)+x(2)*x(4)
* -x(4)*(x(2)*x(3)*E+x(2)*G+x(3)*G
* -x(2)*x(3)*F)+x(2)*x(3)*G)-x(6)*x(2)
* *x(3)*E*G*x(4))**2/(x(6)**8+x(6)**6
* *(F**2+x(4)**2-2*G)+x(6)**4*(-2*x(4)
* **2*G+x(4)**2*F**2+G**2)+x(6)**2
* *G**2*x(4)**2)**2*(1./2.)*(2*x(1)
* *PN**2*H**2*C**2*(x(6)**6*(F+
* x(4)-E-x(3)-x(2))+x(6)**4*(G*(-x(4)+E
* +x(2)+x(3))+E*F*(x(4)-x(2)-x(3))+
* x(4)*(x(2)*F+x(3)*F-x(3)*E-x(2)*E
* -x(2)*x(3))+x(2)*x(3)*(E-F))-x(6)
* **2*(x(2)*x(3)*(E*G+E*x(4)*F-G
* *x(4))-E*G*x(4)*(x(2)+x(3))))
* **2/(x(6)**8+x(6)**6*(F**2+x(4)**2-2*G)
* +x(6)**4*(-2*x(4)**2*G+x(4)**2*F
* **2+G**2)+x(6)**2*G**2*x(4)**2)**2+2*x(1)
* *PN**2*H**2*C**2*(-x(6)**7-x(6)**5
* *(-G+E*(F+x(4)-x(3)-x(2))+F*(x(2)+x(3)
* -x(4))+x(4)*(x(2)+x(3))-x(2)*x(3))
* -x(6)**3*(-E*G*(x(4)-x(2)-x(3))
* +E*F*(x(3)*x(4)-x(2)*x(3)+x(2)
* *x(4))-x(4)*(x(2)*x(3)*E+x(2)*G+x(3)
* *G-x(2)*x(3)*F)+x(2)*x(3)*G)
* -x(6)*x(2)*x(3)*E*G*x(4))**2/(x(6)**8+x(6)
* **6*(F**2+x(4)**2-2*G)+x(6)**4*(-2*x(4)
* **2*G+x(4)**2*F**2+G**2)+x(6)**2*G**2
* *x(4)**2)**2)

         gh(2) = 1./2./(x(1)**2*PN**2*H**2*
* C**2*(x(6)**6*(F+x(4)-E-x(3)-x(2))
* +x(6)**4*(G*(-x(4)+E+x(2)+x(3))+

```

```

* E*F*(x(4)-x(2)-x(3))+x(4)*(x(2)*F
* +x(3)*F-x(3)*E-x(2)*E-x(2)*x(3))
* +x(2)*x(3)*(E-F))-x(6)**2*(x(2)
* *x(3)*(E*G+E*x(4)*F-G*x(4))-E*G*
* x(4)*(x(2)+x(3)))**2/(x(6)**8+x(6)
* **6*(F**2+x(4)**2-2*G)+x(6)**4
* *(-2*x(4)**2*G+x(4)**2*F**2+G**2)
* +x(6)**2*G**2*x(4)**2)**2+x(1)**2
* *PN**2*H**2*C**2*(-x(6)**7-x(6)**5*
* (-G+E*(F+x(4)-x(3))-x(2))+F*(x(2)+
* x(3)-x(4))+x(4)*(x(2)+x(3))-x(2)
* *x(3))-x(6)**3*(-E*G*(x(4)-x(2)-x(3))+
* E*F*(x(3)*x(4)-x(2)*x(3)+x(2)
* *x(4))-x(4)*(x(2)*x(3)*E+x(2)
* *G+x(3)*G-x(2)*x(3)*F)+x(2)*x(3)*G)
* -x(6)*x(2)*x(3)*E*G*x(4))**2/(x(6)**8
* +x(6)**6*(F**2+x(4)**2-2*G)+x(6)
* **4*(-2*x(4)**2*G+x(4)**2*F**2+G**2)
* +x(6)**2*G**2*x(4)**2)**2)
* *(1./2.)*(2*x(1)**2*PN**2*H**2*C**2
* *(x(6)**6*(F+x(4)-E-x(3)-x(2))
* +x(6)**4*(G*(-x(4)+E+x(2)+x(3))
* +E*F*(x(4)-x(2)-x(3))+x(4)*(x(2)*F
* +x(3)*F-x(3)*E-x(2)*E-x(2)*x(3))+
* x(2)*x(3)*(E-F))-x(6)**2*(x(2)
* *x(3)*(E*G+E*x(4)*F-G*x(4))-E*G*
* *x(4)*(x(2)+x(3)))/(x(6)**8+x(6)
* **6*(F**2+x(4)**2-2*G)+x(6)**4
* *(-2*x(4)**2*G+x(4)**2*F**2+G**2)+
* x(6)**2*G**2*x(4)**2)**2*(-x(6)**6
* +x(6)**4*(G-E*F+x(4)*(F-E-x(3))
* +x(3)*(E-F))-x(6)**2*(x(3)*
* (E*G+E*x(4)*F-G*x(4))-E*G*x(4)))+2*x(1)
* **2*PN**2*H**2*C**2*(-x(6)**7-x(6)
* **5*(-G+E*(F+x(4)-x(3))-x(2))+F
* *(x(2)+x(3)-x(4))+x(4)*(x(2)+x(3))
* -x(2)*x(3))-x(6)**3*(-E*G*(x(4)
* -x(2)-x(3))+E*F*(x(3)*x(4)-x(2)
* *x(3)+x(2)*x(4))-x(4)*(x(2)*x(3)*E
* +x(2)*G+x(3)*G-x(2)*x(3)*F)+x(2)
* *x(3)*G)-x(6)*x(2)*x(3)*E*G*x(4))
* /(x(6)**8+x(6)**6*(F**2+x(4)**2
* -2*G)+x(6)**4*(-2*x(4)**2*G+x(4)**2
* *F**2+G**2)+x(6)**2*G**2*x(4)**2)**2*
* (-x(6)**5*(-E+F+x(4)-x(3))-x(6)**3
* *(E*G+E*F*(-x(3)+x(4))-x(4)
* *(x(3)*E+G-x(3)*F)+x(3)*G)-x(6)*x(3)
* *E*G*x(4)))

```

```

gh(3) = 1./2./(x(1)**2*PN**2*H**
* 2*C**2*(x(6)**6*(F+x(4)-E-x(3)-x(2))
* +x(6)**4*(G*(-x(4)+E+x(2)+x(3))+E
* *F*(x(4)-x(2)-x(3))+x(4)*(x(2)*F
* +x(3)*F-x(3)*E-x(2)*E-x(2)*x(3))
* +x(2)*x(3)*(E-F))-x(6)**2*(x(2)
* *x(3)*(E*G+E*x(4)*F-G*x(4))-E
* *G*x(4)*(x(2)+x(3)))**2/(x(6)**8+x(6)
* **6*(F**2+x(4)**2-2*G)+x(6)**4*

```

```

* (-2*x(4)**2*G+x(4)**2*F**2+G**2)
* +x(6)**2*G**2*x(4)**2)**2+x(1)**
* 2*PN**2*H**2*C**2*(-x(6)**7-x(6)**5
* *(-G+E*(F+x(4)-x(3)-x(2))+F*(x(2)
* +x(3)-x(4))+x(4)*(x(2)+x(3))
* -x(2)*x(3))-x(6)**3*(-E*G*(x(4)-
* x(2)-x(3))+E*F*(x(3)*x(4)-x(2)*x(3)
* +x(2)*x(4))-x(4)*(x(2)*x(3)*E+x(2)*
* G+x(3)*G-x(2)*x(3)*F)+x(2)*x(3)
* *G)-x(6)*x(2)*x(3)*E*G*x(4))**2
* /(x(6)**8+x(6)**6*(F**2+x(4)**2-2*G)
* +x(6)**4*(-2*x(4)**2*G+x(4)**2*F**2+
* G**2)+x(6)**2*G**2*x(4)**2)
* **2)**(1./2.)*(2*x(1)**2*PN**2*H
* **2*C**2*(x(6)**6*(F+x(4)-E-x(3)-x(2))
* +x(6)**4*(G*(-x(4)+E+x(2)+x(3))+
* E*F*(x(4)-x(2)-x(3))+x(4)*(x(2)*F+
* x(3)*F-x(3)*E-x(2)*E-x(2)*x(3))+
* x(2)*x(3)*(E-F))-x(6)**2*(x(2)*x(3)
* *(E*G+E*x(4)*F-G*x(4))-E*G*x(4)
* *(x(2)+x(3)))/(x(6)**8+x(6)**6
* *(F**2+x(4)**2-2*G)+x(6)**4*(-2*x(4)
* **2*G+x(4)**2*F**2+G**2)
* +x(6)**2*G**2*x(4)**2)**2*(-x(6)**6
* +x(6)**4*(G-E*F+x(4)*(F-E-x(2))
* +x(2)*(E-F))-x(6)**2*(x(2)*(E*G+
* E*x(4)*F-G*x(4))-E*G*x(4)))+2*x(1)
* **2*PN**2*H**2*C**2*(-x(6)**7-x(6)**
* 5*(-G+E*(F+x(4)-x(3)-x(2))+F
* *(x(2)+x(3)-x(4))+x(4)*(x(2)+x(3))
* -x(2)*x(3))-x(6)**3*(-E*G*(x(4)
* -x(2)-x(3))+E*F*(x(3)*x(4)-x(2)
* *x(3)+x(2)*x(4))-x(4)*(x(2)*x(3)*E
* +x(2)*G+x(3)*G-x(2)*x(3)*F)+x(2)
* *x(3)*G)-x(6)*x(2)*x(3)*E*G*x(4))
* /(x(6)**8+x(6)**6*(F**2+x(4)**2
* -2*G)+x(6)**4*(-2*x(4)**2*G+x(4)**2
* *F**2+G**2)+x(6)**2*G**2*x(4)**2)**2
* *(-x(6)**5*(-E+F+x(4)-x(2))-x(6)**3
* *(E*G+E*F*(x(4)-x(2))-x(4)*(x(2)
* *E+G-x(2)*F)+x(2)*G)-x(6)*x(2)*E*G
* *x(4)))

```

```

gh(4) = 1./2./(x(1)**2*PN**2*H**
* 2*C**2*(x(6)**6*(F+x(4)-E-x(3)-x(2))
* +x(6)**4*(G*(-x(4)+E+x(2)+x(3))+
* E*F*(x(4)-x(2)-x(3))+x(4)*(x(2)*F
* +x(3)*F-x(3)*E-x(2)*E-x(2)*x(3))+
* x(2)*x(3)*(E-F))-x(6)**2*(x(2)
* *x(3)*(E*G+E*x(4)*F-G*x(4))-E*G*
* x(4)*(x(2)+x(3)))))**2/(x(6)**8
* +x(6)**6*(F**2+x(4)**2-2*G)+x(6)**4
* *(-2*x(4)**2*G+x(4)**2*F**2
* +G**2)+x(6)**2*G**2*x(4)**2)**2+
* x(1)**2*PN**2*H**2*C**2*(-x(6)**7
* -x(6)**5*(-G+E*(F+x(4)-x(3)-x(2))
* +F*(x(2)+x(3)-x(4))+x(4)*(x(2)

```

$$\begin{aligned}
& * +x(3))-x(2)*x(3))-x(6)**3*(-E*G \\
& * *(x(4)-x(2)-x(3))+E*F*(x(3)*x(4) \\
& * -x(2)*x(3)+x(2)*x(4))-x(4)*(x(2) \\
& * *x(3)*E+x(2)*G+x(3)*G-x(2)*x(3)*F) \\
& * +x(2)*x(3)*G)-x(6)*x(2)*x(3) \\
& * *E*G*x(4)**2/(x(6)**8+x(6)**6*(F**2 \\
& * +x(4)**2-2*G)+x(6)**4*(-2*x(4)**2* \\
& * G+x(4)**2*F**2+G**2)+x(6)**2*G**2 \\
& * *x(4)**2)**2)**(1./2.)*(2*x(1)**2*PN \\
& * **2*H**2*C**2*(x(6)**6*(F+x(4)-E \\
& * -x(3)-x(2))+x(6)**4*(G*(-x(4) \\
& * +E+x(2)+x(3))+E*F*(x(4)-x(2)-x(3)) \\
& * +x(4)*(x(2)*F+x(3)*F-x(3)*E-x(2)* \\
& * E-x(2)*x(3))+x(2)*x(3)*(E-F)) \\
& * -x(6)**2*(x(2)*x(3)*(E*G+E*x(4)*F-G* \\
& * x(4))-E*G*x(4)*(x(2)+x(3)))) \\
& * /(x(6)**8+x(6)**6*(F**2+x(4)**2 \\
& * -2*G)+x(6)**4*(-2*x(4)**2*G+x(4)**2 \\
& * *F**2+G**2)+x(6)**2*G**2*x(4)**2)** \\
& * 2*(x(6)**6+x(6)**4*(-G+E*F+x(2) \\
& * *F+x(3)*F-x(3)*E-x(2)*E-x(2)*x(3)) \\
& * -x(6)**2*(x(2)*x(3)*(E*F-G)-E*G \\
& * *(x(2)+x(3)))-2*x(1)**2*PN**2*H \\
& * **2*C**2*(x(6)**6*(F+x(4)-E-x(3) \\
& * -x(2))+x(6)**4*(G*(-x(4)+E+x(2)+x(3)) \\
& * +E*F*(x(4)-x(2)-x(3))+x(4) \\
& * *(x(2)*F+x(3)*F-x(3)*E-x(2)*E-x(2) \\
& * *x(3))+x(2)*x(3)*(E-F))-x(6)**2 \\
& * *(x(2)*x(3)*(E*G+E*x(4)*F-G*x(4)) \\
& * -E*G*x(4)*(x(2)+x(3)))**2 \\
& * /(x(6)**8+x(6)**6*(F**2+x(4)**2-2*G) \\
& * +x(6)**4*(-2*x(4)**2*G+x(4)**2 \\
& * *F**2+G**2)+x(6)**2*G**2*x(4)**2) \\
& * **3*(2*x(6)**6*x(4)+x(6)**4 \\
& * *(-4*G*x(4)+2*x(4)*F**2)+2*x(6)**2 \\
& * *G**2*x(4))+2*x(1)**2*PN**2*H**2 \\
& * *C**2*(-x(6)**7-x(6)**5*(-G+E*(F+x(4) \\
& * -x(3)-x(2))+F*(x(2)+x(3)-x(4)) \\
& * +x(4)*(x(2)+x(3))-x(2)*x(3))-x(6)**3 \\
& * *(-E*G*(x(4)-x(2)-x(3))+E*F*(x(3) \\
& * *x(4)-x(2)*x(3)+x(2)*x(4))-x(4)*(x(2) \\
& * *x(3)*E+x(2)*G+x(3)*G-x(2) \\
& * *x(3)*F)+x(2)*x(3)*G)-x(6)*x(2) \\
& * *x(3)*E*G*x(4))/(x(6)**8+x(6)**6 \\
& * *(F**2+x(4)**2-2*G)+x(6)**4*(-2*x(4) \\
& * **2*G+x(4)**2*F**2+G**2)+x(6) \\
& * **2*G**2*x(4)**2)**2*(-x(6)**5*(E-F+x(2) \\
& * +x(3))-x(6)**3*(-E*G+E*F*(x(2) \\
& * +x(3))-x(2)*x(3)*E-x(2)*G-x(3)*G+x(2) \\
& * *x(3)*F)-x(6)*x(2)*x(3)*E*G) \\
& * -2*x(1)**2*PN**2*H**2*C**2*(-x(6)**7 \\
& * -x(6)**5*(-G+E*(F+x(4)-x(3)-x(2))+F \\
& * *(x(2)+x(3)-x(4))+x(4)*(x(2)+x(3)) \\
& * -x(2)*x(3))-x(6)**3*(-E*G*(x(4)-x(2) \\
& * -x(3))+E*F*(x(3)*x(4)-x(2)*x(3) \\
& * +x(2)*x(4))-x(4)*(x(2)*x(3)*E+x(2) \\
& * *G+x(3)*G-x(2)*x(3)*F)+x(2)*x(3)*G) \\
& * -x(6)*x(2)*x(3)*E*G*x(4))**2
\end{aligned}$$

```

* /(x(6)**8+x(6)**6*(F**2+x(4)**2-2*G)+
* x(6)**4*(-2*x(4)**2*G+x(4)**2
* *F**2+G**2)+x(6)**2*G**2*x(4)**2)**3
* *(2*x(6)**6*x(4)+x(6)**4*(-4*G
* *x(4)+2*x(4)*F**2)+2*x(6)**2*G
* **2*x(4)))

```

$$\text{gh}(5) = 0$$

```

gh(6) = 1./2./(x(1)**2*PN**2*H**2*C**2
* *(x(6)**6*(F+x(4)-E-x(3)-x(2))
* +x(6)**4*(G*(-x(4)+E+x(2)+x(3))+
* E*F*(x(4)-x(2)-x(3))+x(4)*(x(2)*F
* +x(3)*F-x(3)*E-x(2)*E-x(2)*x(3))+
* x(2)*x(3)*(E-F))-x(6)**2*(x(2)
* *x(3)*(E*G+E*x(4)*F-G*x(4))-E*
* G*x(4)*(x(2)+x(3))))**2/(x(6)**8
* +x(6)**6*(F**2+x(4)**2-2*G)+x(6)
* **4*(-2*x(4)**2*G+x(4)**2*F**2+G**2)
* +x(6)**2*G**2*x(4)**2)**2+x(1)
* **2*PN**2*H**2*C**2*(-x(6)**7-x(6)**5
* *(-G+E*(F+x(4)-x(3)-x(2))+F*(x(2)+
* x(3)-x(4))+x(4)*(x(2)+x(3))-x(2)
* *x(3))-x(6)**3*(-E*G*(x(4)-x(2)-
* x(3))+E*F*(x(3)*x(4)-x(2)*x(3)+x(2)
* *x(4))-x(4)*(x(2)*x(3)*E+x(2)*G+
* x(3)*G-x(2)*x(3)*F)+x(2)*x(3)*G)
* -x(6)*x(2)*x(3)*E*G*x(4))**2/(x(6)**8
* +x(6)**6*(F**2+x(4)**2-2*G)+x(6)
* **4*(-2*x(4)**2*G+x(4)**2*F**2
* +G**2)+x(6)**2*G**2*x(4)**2)**2)
* *(1./2.)*(2*x(1)**2*PN**2*H**2*C
* **2*(x(6)**6*(F+x(4)-E-x(3)-x(2))
* +x(6)**4*(G*(-x(4)+E+x(2)+x(3))+
* E*F*(x(4)-x(2)-x(3))+x(4)*(x(2)*F
* +x(3)*F-x(3)*E-x(2)*E-x(2)*x(3))
* +x(2)*x(3)*(E-F))-x(6)**2*(x(2)
* *x(3)*(E*G+E*x(4)*F-G*x(4))-E*G
* *x(4)*(x(2)+x(3)))/(x(6)**8+x(6)**6
* *(F**2+x(4)**2-2*G)+x(6)**4*(-2*x(4)
* **2*G+x(4)**2*F**2+G**2)+x(6)**2
* *G**2*x(4)**2)**2*(6*x(6)**5
* *(F+x(4)-E-x(3)-x(2))+4*x(6)**3*(G
* *(-x(4)+E+x(2)+x(3))+E*F*(x(4)-
* x(2)-x(3))+x(4)*(x(2)*F+x(3)*F-x(3)
* *E-x(2)*E-x(2)*x(3))+x(2)*x(3)*(E-
* F))-2*x(6)*(x(2)*x(3)*(E*G+E*x(4)
* *F-G*x(4))-E*G*x(4)*(x(2)+x(3))))
* -2*x(1)**2*PN**2*H**2*C**2*(x(6)**6
* *(F+x(4)-E-x(3)-x(2))+x(6)**4*(G
* *(-x(4)+E+x(2)+x(3))+E*F*(x(4)-x(2)
* -x(3))+x(4)*(x(2)*F+x(3)*F-x(3)*E-
* x(2)*E-x(2)*x(3))+x(2)*x(3)
* *(E-F))-x(6)**2*(x(2)*x(3)*(E*G
* +E*x(4)*F-G*x(4))-E*G*x(4)*(x(2)
* +x(3))))**2/(x(6)**8+x(6)**6
* *(F**2+x(4)**2-2*G)+x(6)**4*(-2*x(4)**2
* *G+x(4)**2*F**2+G**2)+x(6)**2*G**2

```

```

* *x(4)**2)**3*(8*x(6)**7+6*x(6)**5
* *(F**2+x(4)**2-2*G)+4*x(6)**3
* *(-2*x(4)**2*G+x(4)**2*F**2+G**2)
* +2*x(6)*G**2*x(4)**2+2*x(1)**2*PN
* **2*H**2*C**2*(-x(6)**7-x(6)**5
* *(-G+E*(F+x(4)-x(3)-x(2))+F*(x(2)
* +x(3)-x(4))+x(4)*(x(2)+x(3))-x(2)
* *x(3))-x(6)**3*(-E*G*(x(4)-x(2)-
* x(3))+E*F*(x(3)*x(4)-x(2)*x(3)
* +x(2)*x(4))-x(4)*(x(2)*x(3)*E+
* x(2)*G+x(3)*G-x(2)*x(3)*F)+x(2)*x(3)
* *G)-x(6)*x(2)*x(3)*E*G*x(4))/(x(6)
* **8+x(6)**6*(F**2+x(4)**2-2*G)
* +x(6)**4*(-2*x(4)**2*G+x(4)**2*F**
* 2+G**2)+x(6)**2*G**2*x(4)**2)**2
* *(-7*x(6)**6-5*x(6)**4*(-G+E*(F
* +x(4)-x(3)-x(2))+F*(x(2)+x(3)-x(4)
* +x(4)*(x(2)+x(3))-x(2)*x(3))
* -3*x(6)**2*(-E*G*(x(4)-x(2)-x(3))
* +E*F*(x(3)*x(4)-x(2)*x(3)+x(2)
* *x(4))-x(4)*(x(2)*x(3)*E+x(2)
* *G+x(3)*G-x(2)*x(3)*F)+x(2)*x(3)
* *G)-x(2)*x(3)*E*G*x(4))-2*x(1)**2
* *PN**2*H**2*C**2*(-x(6)**7-x(6)**5
* *(-G+E*(F+x(4)-x(3)-x(2))+F
* *(x(2)+x(3)-x(4))+x(4)*(x(2)
* +x(3))-x(2)*x(3))-x(6)**3*(-E*G
* *(x(4)-x(2)-x(3))+E*F*(x(3)*x(4)
* -x(2)*x(3)+x(2)*x(4))-x(4)
* *(x(2)*x(3)*E+x(2)*G+x(3)*G-x(2)
* *x(3)*F)+x(2)*x(3)*G)-x(6)*x(2)
* *x(3)*E*G*x(4))**2/(x(6)**8
* +x(6)**6*(F**2+x(4)**2-2*G)
* +x(6)**4*(-2*x(4)**2*G+x(4)**2
* *F**2+G**2)+x(6)**2*G**2*x(4)**2)
* **3*(8*x(6)**7+6*x(6)**5*(F**2
* +x(4)**2-2*G)+4*x(6)**3
* *(-2*x(4)**2*G+x(4)**2*F**2+G**2)
* +2*x(6)*G**2*x(4)**2))

endif

if (i.eq.2) then
  gh(1) = 1./2./(x(1)**2*PN**2*H**2*
* PA**2*(x(5)**6*(F+x(4)-E-x(3)
* -x(2))+x(5)**4*(G*(-x(4)+E+x(2)+x(3))
* +E*F*(x(4)-x(2)-x(3))+x(4)*(x(2)*F+
* x(3)*F-x(3)*E-x(2)*E-x(2)*x(3))
* +x(2)*x(3)*(E-F))-x(5)**2*(x(2)*x(3)
* *(E*G+E*x(4)*F-G*x(4))-E*G*x(4)
* *(x(2)+x(3))))**2/(x(5)**8+x(5)**6
* *(F**2+x(4)**2-2*G)+x(5)**4
* *(-2*x(4)**2*G+x(4)**2*F**2+G**2)+x(5)
* **2*G**2*x(4)**2)**2+x(1)**2*PN
* **2*H**2*PA**2*(-x(5)**7-x(5)**5*(-G+
* E*(F+x(4)-x(3)-x(2))+F*(x(2)+
* x(3)-x(4))+x(4)*(x(2)+x(3))-x(2)*x(3))

```

```

* -x(5)**3*(-E*G*(x(4)-x(2)-x(3))+
* E*F*(x(3)*x(4)-x(2)*x(3)+x(2)*x(4))
* -x(4)*(x(2)*x(3)*E+x(2)*G+x(3)*G
* -x(2)*x(3)*F+x(2)*x(3)*G)-x(5)*x(2)
* *x(3)*E*G*x(4)**2/(x(5)**8+x(5)**6
* *(F**2+x(4)**2-2*G)+x(5)**4*(-2*x(4)
* **2*G+x(4)**2*F**2+G**2)+x(5)**2
* *G**2*x(4)**2)**2*(1./2.)*(2*x(1)
* *PN**2*H**2*PA**2*(x(5)**6*(F+
* x(4)-E-x(3)-x(2))+x(5)**4*(G*(-x(4)+E
* +x(2)+x(3))+E*F*(x(4)-x(2)-x(3))+
* x(4)*(x(2)*F+x(3)*F-x(3)*E-x(2)*E
* -x(2)*x(3))+x(2)*x(3)*(E-F))-x(5)
* **2*(x(2)*x(3)*(E*G+E*x(4)*F-G
* *x(4))-E*G*x(4)*(x(2)+x(3))))
* **2/(x(5)**8+x(5)**6*(F**2+x(4)**2-2*G)
* +x(5)**4*(-2*x(4)**2*G+x(4)**2*F
* **2+G**2)+x(5)**2*G**2*x(4)**2)**2+2*x(1)
* *PN**2*H**2*PA**2*(-x(5)**7-x(5)**5
* *(-G+E*(F+x(4)-x(3)-x(2))+F*(x(2)+x(3)
* -x(4))+x(4)*(x(2)+x(3))-x(2)*x(3))
* -x(5)**3*(-E*G*(x(4)-x(2)-x(3))
* +E*F*(x(3)*x(4)-x(2)*x(3)+x(2)
* *x(4))-x(4)*(x(2)*x(3)*E+x(2)*G+x(3)
* *G-x(2)*x(3)*F)+x(2)*x(3)*G)
* -x(5)*x(2)*x(3)*E*G*x(4)**2/(x(5)**8+x(5)
* **6*(F**2+x(4)**2-2*G)+x(5)**4*(-2*x(4)
* **2*G+x(4)**2*F**2+G**2)+x(5)**2*G**2
* *x(4)**2)**2)

```

```

gh(2) = 1./2./(x(1)**2*PN**2*H**2*
* PA**2*(x(5)**6*(F+x(4)-E-x(3)-x(2))
* +x(5)**4*(G*(-x(4)+E+x(2)+x(3))+
* E*F*(x(4)-x(2)-x(3))+x(4)*(x(2)*F
* +x(3)*F-x(3)*E-x(2)*E-x(2)*x(3))
* +x(2)*x(3)*(E-F))-x(5)**2*(x(2)
* *x(3)*(E*G+E*x(4)*F-G*x(4))-E*G*
* x(4)*(x(2)+x(3))))**2/(x(5)**8+x(5)
* **6*(F**2+x(4)**2-2*G)+x(5)**4
* *(-2*x(4)**2*G+x(4)**2*F**2+G**2)
* +x(5)**2*G**2*x(4)**2)**2+x(1)**2
* *PN**2*H**2*PA**2*(-x(5)**7-x(5)**5*
* (-G+E*(F+x(4)-x(3)-x(2))+F*(x(2)+
* x(3)-x(4))+x(4)*(x(2)+x(3))-x(2)
* *x(3))-x(5)**3*(-E*G*(x(4)-x(2)-x(3))+
* E*F*(x(3)*x(4)-x(2)*x(3)+x(2)
* *x(4))-x(4)*(x(2)*x(3)*E+x(2)
* *G+x(3)*G-x(2)*x(3)*F)+x(2)*x(3)*G)
* -x(5)*x(2)*x(3)*E*G*x(4)**2/(x(5)**8
* +x(5)**6*(F**2+x(4)**2-2*G)+x(5)
* **4*(-2*x(4)**2*G+x(4)**2*F**2+G**2)
* +x(5)**2*G**2*x(4)**2)**2)
* *(1./2.)*(2*x(1)**2*PN**2*H**2*PA**2
* *(x(5)**6*(F+x(4)-E-x(3)-x(2))
* +x(5)**4*(G*(-x(4)+E+x(2)+x(3))
* +E*F*(x(4)-x(2)-x(3))+x(4)*(x(2)*F
* +x(3)*F-x(3)*E-x(2)*E-x(2)*x(3))+
* x(2)*x(3)*(E-F))-x(5)**2*(x(2)

```

$$\begin{aligned}
 & * x(3)*(E*G+E*x(4)*F-G*x(4))-E*G \\
 & * x(4)*(x(2)+x(3)))/(x(5)**8+x(5) \\
 & * **6*(F**2+x(4)**2-2*G)+x(5)**4 \\
 & * *(-2*x(4)**2*G+x(4)**2*F**2+G**2)+ \\
 & * x(5)**2*G**2*x(4)**2)**2*(-x(5)**6 \\
 & * +x(5)**4*(G-E*F+x(4)*(F-E-x(3)) \\
 & * +x(3)*(E-F))-x(5)**2*(x(3)* \\
 & * (E*G+E*x(4)*F-G*x(4))-E*G*x(4)))+2*x(1) \\
 & * **2*PN**2*H**2*PA**2*(-x(5)**7-x(5) \\
 & * **5*(-G+E*(F+x(4)-x(3)-x(2))+F \\
 & * *(x(2)+x(3)-x(4))+x(4)*(x(2)+x(3)) \\
 & * -x(2)*x(3))-x(5)**3*(-E*G*(x(4) \\
 & * -x(2)-x(3))+E*F*(x(3)*x(4)-x(2) \\
 & * *x(3)+x(2)*x(4))-x(4)*(x(2)*x(3)*E \\
 & * +x(2)*G+x(3)*G-x(2)*x(3)*F)+x(2) \\
 & * *x(3)*G)-x(5)*x(2)*x(3)*E*G*x(4)) \\
 & * /(x(5)**8+x(5)**6*(F**2+x(4)**2 \\
 & * -2*G)+x(5)**4*(-2*x(4)**2*G+x(4)**2 \\
 & * *F**2+G**2)+x(5)**2*G**2*x(4)**2)**2* \\
 & * (-x(5)**5*(-E+F+x(4)-x(3))-x(5)**3 \\
 & * *(E*G+E*F*(-x(3)+x(4))-x(4) \\
 & * *(x(3)*E+G-x(3)*F)+x(3)*G)-x(5)*x(3) \\
 & * *E*G*x(4))
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 & gh(3) = 1./2./(x(1)**2*PN**2*H** \\
 & * 2*PA**2*(x(5)**6*(F+x(4)-E-x(3)-x(2)) \\
 & * +x(5)**4*(G*(-x(4)+E+x(2)+x(3))+E \\
 & * *F*(x(4)-x(2)-x(3))+x(4)*(x(2)*F \\
 & * +x(3)*F-x(3)*E-x(2)*E-x(2)*x(3)) \\
 & * +x(2)*x(3)*(E-F))-x(5)**2*(x(2) \\
 & * *x(3)*(E*G+E*x(4)*F-G*x(4))-E \\
 & * *G*x(4)*(x(2)+x(3)))**2/(x(5)**8+x(5) \\
 & * **6*(F**2+x(4)**2-2*G)+x(5)**4* \\
 & * (-2*x(4)**2*G+x(4)**2*F**2+G**2) \\
 & * +x(5)**2*G**2*x(4)**2)**2+x(1)** \\
 & * 2*PN**2*H**2*PA**2*(-x(5)**7-x(5)**5 \\
 & * *(-G+E*(F+x(4)-x(3)-x(2))+F*(x(2) \\
 & * +x(3)-x(4))+x(4)*(x(2)+x(3)) \\
 & * -x(2)*x(3))-x(5)**3*(-E*G*(x(4)- \\
 & * x(2)-x(3))+E*F*(x(3)*x(4)-x(2)*x(3) \\
 & * +x(2)*x(4))-x(4)*(x(2)*x(3)*E+x(2)* \\
 & * G+x(3)*G-x(2)*x(3)*F)+x(2)*x(3) \\
 & * *G)-x(5)*x(2)*x(3)*E*G*x(4))**2 \\
 & * /(x(5)**8+x(5)**6*(F**2+x(4)**2-2*G) \\
 & * +x(5)**4*(-2*x(4)**2*G+x(4)**2*F**2+ \\
 & * G**2)+x(5)**2*G**2*x(4)**2) \\
 & * **2)**(1./2.)*(2*x(1)**2*PN**2*H \\
 & * **2*PA**2*(x(5)**6*(F+x(4)-E-x(3)-x(2)) \\
 & * +x(5)**4*(G*(-x(4)+E+x(2)+x(3))+ \\
 & * E*F*(x(4)-x(2)-x(3))+x(4)*(x(2)*F+ \\
 & * x(3)*F-x(3)*E-x(2)*E-x(2)*x(3))+ \\
 & * x(2)*x(3)*(E-F))-x(5)**2*(x(2)*x(3) \\
 & * *(E*G+E*x(4)*F-G*x(4))-E*G*x(4) \\
 & * *(x(2)+x(3)))/(x(5)**8+x(5)**6 \\
 & * *(F**2+x(4)**2-2*G)+x(5)**4*(-2*x(4) \\
 & * **2*G+x(4)**2*F**2+G**2) \\
 & * +x(5)**2*G**2*x(4)**2)**2*(-x(5)**6 \\
 & * +x(5)**4*(G-E*F+x(4)*(F-E-x(2)))
 \end{aligned}$$

```

* +x(2)*(E-F)-x(5)**2*(x(2)*(E*G+
* E*x(4)*F-G*x(4))-E*G*x(4))+2*x(1)
* **2*PN**2*H**2*PA**2*(-x(5)**7-x(5)**
* 5*(-G+E*(F+x(4)-x(3)-x(2))+F
* *(x(2)+x(3)-x(4))+x(4)*(x(2)+x(3))
* -x(2)*x(3))-x(5)**3*(-E*G*x(4)
* -x(2)-x(3))+E*F*(x(3)*x(4)-x(2)
* *x(3)+x(2)*x(4))-x(4)*(x(2)*x(3)*E
* +x(2)*G+x(3)*G-x(2)*x(3)*F)+x(2)
* *x(3)*G)-x(5)*x(2)*x(3)*E*G*x(4)
* /(x(5)**8+x(5)**6*(F**2+x(4)**2
* -2*G)+x(5)**4*(-2*x(4)**2*G+x(4)**2
* *F**2+G**2)+x(5)**2*G**2*x(4)**2)**2
* *(-x(5)**5*(-E+F+x(4)-x(2))-x(5)**3
* *(E*G+E*F*(x(4)-x(2))-x(4)*(x(2)
* *E+G-x(2)*F)+x(2)*G)-x(5)*x(2)*E*G
* *x(4))

```

```

gh(4) = 1./2./(x(1)**2*PN**2*H**
* 2*PA**2*(x(5)**6*(F+x(4)-E-x(3)-x(2))
* +x(5)**4*(G*(-x(4)+E+x(2)+x(3))+
* E*F*(x(4)-x(2)-x(3))+x(4)*(x(2)*F
* +x(3)*F-x(3)*E-x(2)*E-x(2)*x(3))+
* x(2)*x(3)*(E-F))-x(5)**2*(x(2)
* *x(3)*(E*G+E*x(4)*F-G*x(4))-E*G*
* x(4)*(x(2)+x(3))))**2/(x(5)**8
* +x(5)**6*(F**2+x(4)**2-2*G)+x(5)**4
* *(-2*x(4)**2*G+x(4)**2*F**2
* +G**2)+x(5)**2*G**2*x(4)**2)**2+
* x(1)**2*PN**2*H**2*PA**2*(-x(5)**7
* -x(5)**5*(-G+E*(F+x(4)-x(3)-x(2))
* +F*(x(2)+x(3)-x(4))+x(4)*(x(2)
* +x(3))-x(2)*x(3))-x(5)**3*(-E*G
* *(x(4)-x(2)-x(3))+E*F*(x(3)*x(4)
* -x(2)*x(3)+x(2)*x(4))-x(4)*(x(2)
* *x(3)*E+x(2)*G+x(3)*G-x(2)*x(3)*F)
* +x(2)*x(3)*G)-x(5)*x(2)*x(3)
* *E*G*x(4))**2/(x(5)**8+x(5)**6*(F**2
* +x(4)**2-2*G)+x(5)**4*(-2*x(4)**2*
* G+x(4)**2*F**2+G**2)+x(5)**2*G**2
* *x(4)**2)**2*(1./2.)*(2*x(1)**2*PN
* **2*H**2*PA**2*(x(5)**6*(F+x(4)-E
* -x(3)-x(2))+x(5)**4*(G*(-x(4)
* +E+x(2)+x(3))+E*F*(x(4)-x(2)-x(3))
* +x(4)*(x(2)*F+x(3)*F-x(3)*E-x(2)*
* E-x(2)*x(3))+x(2)*x(3)*(E-F))
* -x(5)**2*(x(2)*x(3)*(E*G+E*x(4)*F-G*
* x(4))-E*G*x(4)*(x(2)+x(3))))
* /(x(5)**8+x(5)**6*(F**2+x(4)**2
* -2*G)+x(5)**4*(-2*x(4)**2*G+x(4)**2
* *F**2+G**2)+x(5)**2*G**2*x(4)**2)**
* 2*(x(5)**6+x(5)**4*(-G+E*F+x(2)
* *F+x(3)*F-x(3)*E-x(2)*E-x(2)*x(3))
* -x(5)**2*(x(2)*x(3)*(E*F-G)-E*G
* *(x(2)+x(3)))-2*x(1)**2*PN**2*H
* **2*PA**2*(x(5)**6*(F+x(4)-E-x(3)
* -x(2))+x(5)**4*(G*(-x(4)+E+x(2)+x(3))
* +E*F*(x(4)-x(2)-x(3))+x(4)

```

```

* *(x(2)*F+x(3)*F-x(3)*E-x(2)*E-x(2)
* *x(3))+x(2)*x(3)*(E-F))-x(5)**2
* *(x(2)*x(3)*(E*G+E*x(4)*F-G*x(4))
* -E*G*x(4)*(x(2)+x(3))))**2
* /(x(5)**8+x(5)**6*(F**2+x(4)**2-2*G)
* +x(5)**4*(-2*x(4)**2*G+x(4)**2
* *F**2+G**2)+x(5)**2*G**2*x(4)**2)
* **3*(2*x(5)**6*x(4)+x(5)**4
* *(-4*G*x(4)+2*x(4)*F**2)+2*x(5)**2
* *G**2*x(4))+2*x(1)**2*PN**2*H**2
* *PA**2*(-x(5)**7-x(5)**5*(-G+E*(F+x(4)
* -x(3)-x(2))+F*(x(2)+x(3)-x(4))
* +x(4)*(x(2)+x(3))-x(2)*x(3))-x(5)**3
* *(-E*G*(x(4)-x(2)-x(3))+E*F*(x(3)
* *x(4)-x(2)*x(3)+x(2)*x(4))-x(4)*(x(2)
* *x(3)*E+x(2)*G+x(3)*G-x(2)
* *x(3)*F)+x(2)*x(3)*G)-x(5)*x(2)
* *x(3)*E*G*x(4))/(x(5)**8+x(5)**6
* *(F**2+x(4)**2-2*G)+x(5)**4*(-2*x(4)
* **2*G+x(4)**2*F**2+G**2)+x(5)
* **2*G**2*x(4)**2)**2*(-x(5)**5*(E-F+x(2)
* +x(3))-x(5)**3*(-E*G+E*F*(x(2)
* +x(3))-x(2)*x(3)*E-x(2)*G-x(3)*G+x(2)
* *x(3)*F)-x(5)*x(2)*x(3)*E*G)
* -2*x(1)**2*PN**2*H**2*PA**2*(-x(5)**7
* -x(5)**5*(-G+E*(F+x(4)-x(3)-x(2))+F
* *(x(2)+x(3)-x(4))+x(4)*(x(2)+x(3))
* -x(2)*x(3))-x(5)**3*(-E*G*(x(4)-x(2)
* -x(3))+E*F*(x(3)*x(4)-x(2)*x(3)
* +x(2)*x(4))-x(4)*(x(2)*x(3)*E+x(2)
* *G+x(3)*G-x(2)*x(3)*F)+x(2)*x(3)*G)
* -x(5)*x(2)*x(3)*E*G*x(4))**2
* /(x(5)**8+x(5)**6*(F**2+x(4)**2-2*G)+
* x(5)**4*(-2*x(4)**2*G+x(4)**2
* *F**2+G**2)+x(5)**2*G**2*x(4)**2)**3
* *(2*x(5)**6*x(4)+x(5)**4*(-4*G
* *x(4)+2*x(4)*F**2)+2*x(5)**2*G
* **2*x(4)))

```

```

gh(5) = 1./2./(x(1)**2*PN**2*H**2*PA**2
* *(x(5)**6*(F+x(4)-E-x(3)-x(2))
* +x(5)**4*(G*(-x(4)+E+x(2)+x(3))+
* E*F*(x(4)-x(2)-x(3))+x(4)*(x(2)*F
* +x(3)*F-x(3)*E-x(2)*E-x(2)*x(3))+
* x(2)*x(3)*(E-F))-x(5)**2*(x(2)
* *x(3)*(E*G+E*x(4)*F-G*x(4))-E*
* G*x(4)*(x(2)+x(3))))**2/(x(5)**8
* +x(5)**6*(F**2+x(4)**2-2*G)+x(5)
* **4*(-2*x(4)**2*G+x(4)**2*F**2+G**2)
* +x(5)**2*G**2*x(4)**2)**2+x(1)
* **2*PN**2*H**2*PA**2*(-x(5)**7-x(5)**5
* *(-G+E*(F+x(4)-x(3)-x(2))+F*(x(2)+
* x(3)-x(4))+x(4)*(x(2)+x(3))-x(2)
* *x(3))-x(5)**3*(-E*G*(x(4)-x(2)-
* x(3))+E*F*(x(3)*x(4)-x(2)*x(3)+x(2)
* *x(4))-x(4)*(x(2)*x(3)*E+x(2)*G+
* x(3)*G-x(2)*x(3)*F)+x(2)*x(3)*G)
* -x(5)*x(2)*x(3)*E*G*x(4))**2/(x(5)**8

```

$$\begin{aligned}
& * +x(5)**6*(F**2+x(4)**2-2*G)+x(5) \\
& * **4*(-2*x(4)**2*G+x(4)**2*F**2 \\
& * +G**2)+x(5)**2*G**2*x(4)**2)**2) \\
& * *(1./2.)*(2*x(1)**2*PN**2*H**2*PA \\
& * **2*(x(5)**6*(F+x(4)-E-x(3)-x(2)) \\
& * +x(5)**4*(G*(-x(4)+E+x(2)+x(3))+ \\
& * E*F*(x(4)-x(2)-x(3))+x(4)*(x(2)*F \\
& * +x(3)*F-x(3)*E-x(2)*E-x(2)*x(3)) \\
& * +x(2)*x(3)*(E-F))-x(5)**2*(x(2) \\
& * *x(3)*(E*G+E*x(4)*F-G*x(4))-E*G \\
& * *x(4)*(x(2)+x(3)))/(x(5)**8+x(5)**6 \\
& * *(F**2+x(4)**2-2*G)+x(5)**4*(-2*x(4) \\
& * **2*G+x(4)**2*F**2+G**2)+x(5)**2 \\
& * *G**2*x(4)**2)**2*(6*x(5)**5 \\
& * *(F+x(4)-E-x(3)-x(2))+4*x(5)**3*(G \\
& * *(-x(4)+E+x(2)+x(3))+E*F*(x(4)- \\
& * x(2)-x(3))+x(4)*(x(2)*F+x(3)*F-x(3) \\
& * *E-x(2)*E-x(2)*x(3))+x(2)*x(3)*(E- \\
& * F))-2*x(5)*(x(2)*x(3)*(E*G+E*x(4) \\
& * *F-G*x(4))-E*G*x(4)*(x(2)+x(3))) \\
& * -2*x(1)**2*PN**2*H**2*PA**2*(x(5)**6 \\
& * *(F+x(4)-E-x(3)-x(2))+x(5)**4*(G \\
& * *(-x(4)+E+x(2)+x(3))+E*F*(x(4)-x(2) \\
& * -x(3))+x(4)*(x(2)*F+x(3)*F-x(3)*E- \\
& * x(2)*E-x(2)*x(3))+x(2)*x(3) \\
& * *(E-F))-x(5)**2*(x(2)*x(3)*(E*G \\
& * +E*x(4)*F-G*x(4))-E*G*x(4)*(x(2) \\
& * +x(3)))**2/(x(5)**8+x(5)**6 \\
& * *(F**2+x(4)**2-2*G)+x(5)**4*(-2*x(4)**2 \\
& * *G+x(4)**2*F**2+G**2)+x(5)**2*G**2 \\
& * *x(4)**2)**3*(8*x(5)**7+6*x(5)**5 \\
& * *(F**2+x(4)**2-2*G)+4*x(5)**3 \\
& * *(-2*x(4)**2*G+x(4)**2*F**2+G**2) \\
& * +2*x(5)*G**2*x(4)**2)+2*x(1)**2*PN \\
& * **2*H**2*PA**2*(-x(5)**7-x(5)**5 \\
& * *(-G+E*(F+x(4)-x(3)-x(2))+F*(x(2) \\
& * +x(3)-x(4))+x(4)*(x(2)+x(3))-x(2) \\
& * *x(3))-x(5)**3*(-E*G*(x(4)-x(2)- \\
& * x(3))+E*F*(x(3)*x(4)-x(2)*x(3) \\
& * +x(2)*x(4))-x(4)*(x(2)*x(3)*E+ \\
& * x(2)*G+x(3)*G-x(2)*x(3)*F)+x(2)*x(3) \\
& * *G)-x(5)*x(2)*x(3)*E*G*x(4))/(x(5) \\
& * **8+x(5)**6*(F**2+x(4)**2-2*G) \\
& * +x(5)**4*(-2*x(4)**2*G+x(4)**2*F** \\
& * 2+G**2)+x(5)**2*G**2*x(4)**2)**2 \\
& * *(-7*x(5)**6-5*x(5)**4*(-G+E*(F \\
& * +x(4)-x(3)-x(2))+F*(x(2)+x(3)-x(4)) \\
& * +x(4)*(x(2)+x(3))-x(2)*x(3)) \\
& * -3*x(5)**2*(-E*G*(x(4)-x(2)-x(3)) \\
& * +E*F*(x(3)*x(4)-x(2)*x(3)+x(2) \\
& * *x(4))-x(4)*(x(2)*x(3)*E+x(2) \\
& * *G+x(3)*G-x(2)*x(3)*F)+x(2)*x(3) \\
& * *G)-x(2)*x(3)*E*G*x(4))-2*x(1)**2 \\
& * *PN**2*H**2*PA**2*(-x(5)**7-x(5)**5 \\
& * *(-G+E*(F+x(4)-x(3)-x(2))+F \\
& * *(x(2)+x(3)-x(4))+x(4)*(x(2) \\
& * +x(3)-x(2)*x(3))-x(5)**3*(-E*G \\
& * *(x(4)-x(2)-x(3))+E*F*(x(3)*x(4)
\end{aligned}$$

```

* -x(2)*x(3)+x(2)*x(4))-x(4)
* *(x(2)*x(3)*E+x(2)*G+x(3)*G-x(2)
* *x(3)*F)+x(2)*x(3)*G)-x(5)*x(2)
* *x(3)*E*G*x(4)**2/(x(5)**8
* +x(5)**6*(F**2+x(4)**2-2*G)
* +x(5)**4*(-2*x(4)**2*G+x(4)**2
* *F**2+G**2)+x(5)**2*G**2*x(4)**2)
* **3*(8*x(5)**7+6*x(5)**5*(F**2
* +x(4)**2-2*G)+4*x(5)**3
* *(-2*x(4)**2*G+x(4)**2*F**2+G**2)
* +2*x(5)*G**2*x(4)**2))

```

gh(6) = 0

```

endif
return
end

```

- c Subroutine grest , a subrotina das
c funcoes de restricoes de desigualdade
c nao lineares, onde:
c gresk(1) - , a funcao fngulo da FTLA4d mais 90 graus
c gresk(2) - , a funcao fngulo da FTLA4d mais 135 graus vezes -1
c gresk(3) - , a funcao fngulo da FTLA1d mais 90 graus
c gresk(4) - , a funcao fngulo da FTLA1d mais 135 graus vezes -1.

```

subroutine grest(n, ineq, k, x, gresk)
implicit double precision (a-h, o-z)
dimension x(n), gres(ineq)
common/vf/pi,PA,PB,C,E,F,G,H,PN,w

```

```

if (k.eq.1 .or. k.eq.2) then
  gresk = (atan((x(1)*PN*H*C*
* ((-x(6)**7-x(6)**5*(-G+E*(F+x(4))-x(3)
* -x(2))+F*(x(2)+x(3)-x(4))+ x(4)*
* (x(2)+x(3))-x(2)*x(3))-x(6)**3
* *(-E*G*(x(4)-x(2)-x(3))+E*F
* *(x(3)*x(4)-x(2)*x(3)+x(2)*x(4))-x(4)
* *(x(2)*x(3)*E+x(2)*G+x(3)*
* G-x(2)*x(3)*F)+x(2)*x(3)*G)-x(6)*x(2)
* *x(3)*E*G*x(4))/(x(6)**8+x(6)
* **6*(F**2+x(4)**2-2*G)+x(6)**4*(-2
* *x(4)**2*G+x(4)**2*F**2+G**2)+
* x(6)**2*G**2*x(4)**2)))/(x(1)*PN*H*C
* *((x(6)**6*(F+x(4)-E-x(3)-x(2))+x(6)
* **4*(G*(-x(4)+E+x(2)+x(3))+E*F
* *(x(4)-x(2)-x(3))+x(4)*(x(2)*F+
* x(3)*F-x(3)*E-x(2)*E-x(2)*x(3))+x(2)
* *x(3)*(E-F))-x(6)**2*(x(2)*x(3)
* *(E*G+E*x(4)*F-G*x(4))-E*G*x(4)
* *(x(2)+x(3)))/(x(6)**8+x(6)**6
* *(F**2+x(4)**2-2*G)+x(6)**4
* *(-2*x(4)**2*G+x(4)**2*F**2+G**2)+
* x(6)**2*G**2*x(4)**2)))-pi/2.)

```

```

if (k.eq.2) then
  gresk = -gresk-pi/4.

```

```
endif
```

```
elseif(k.eq.3 .or. k.eq.4) then
```

```

      gresk = (atan((x(1)*PN*H*PA*
* ((-x(5)**7-x(5)**5*(-G+E*(F+x(4)-x(3)
* -x(2))+F*(x(2)+x(3)-x(4))+ x(4)*
* (x(2)+x(3))-x(2)*x(3))-x(5)**3
* *(-E*G*(x(4)-x(2)-x(3))+E*F
* *(x(3)*x(4)-x(2)*x(3)+x(2)*x(4))-x(4)
* *(x(2)*x(3)*E+x(2)*G+x(3)*
* G-x(2)*x(3)*F)+x(2)*x(3)*G)-x(5)*x(2)
* *x(3)*E*G*x(4))/(x(5)**8+x(5)
* **6*(F**2+x(4)**2-2*G)+x(5)**4*(-2
* *x(4)**2*G+x(4)**2*F**2+G**2)+
* x(5)**2*G**2*x(4)**2)))/(x(1)*PN*H*PA
* *((x(5)**6*(F+x(4)-E-x(3)-x(2))+x(5)
* **4*(G*(-x(4)+E+x(2)+x(3))+E*F
* *(x(4)-x(2)-x(3))+x(4)*(x(2)*F+
* x(3)*F-x(3)*E-x(2)*E-x(2)*x(3))+x(2)
* *x(3)*(E-F))-x(5)**2*(x(2)*x(3)
* *(E*G+E*x(4)*F-G*x(4))-E*G*x(4)
* *(x(2)+x(3))))/(x(5)**8+x(5)**6
* *(F**2+x(4)**2-2*G)+x(5)**4
* *(-2*x(4)**2*G+x(4)**2*F**2+G**2)+
* x(5)**2*G**2*x(4)**2)))))-(pi/2.)

```

```
if(k.eq.4) then
```

```
gresk= -gresk-pi/4.
```

```
endif
```

```
endif
```

```
return
```

```
end
```

```

c Subroutine gderiv , a subrotina das
c derivadas parciais das funcoes de
c restricoes de desigualdade nao lineares, onde:
c gra(1) - derivada parcial da funcao de restricao
c de desigualdade nao linear em relacao ao ganho (K)
c do compensador, aqui representado pela vari vel x(1);
c gra(2) - derivada parcial da funcao de restricao
c de desigualdade nao linear em relacao a um dos zeros
c (z1) do compensador, aqui representado pela vari vel x(2);
c gra(3) - derivada parcial da funcao de restricao
c de desigualdade nao linear em relacao a um dos zeros
c (z2) do compensador, aqui representado pela vari vel x(3);
c gra(4) - derivada parcial da funcao de restricao
c de desigualdade nao linear em relacao ao pçlo (p1) do compensador,
c aqui representado pela vari vel x(4);
c gra(5) - derivada parcial da funcao de restricao
c de desigualdade nao linear em relacao a freq ̂ncia de corte
c da FTLA1d do sistema (w1), aqui representada pela vari vel x(5);
c gra(6) - derivada parcial da funcao de restricao
c de desigualdade nao linear em relacao a freq ̂ncia de corte
c da FTLA4d do sistema (w2), aqui representada pela vari vel x(6);

```

```
subroutine gderiv(n, ineq, i, x, gra)
```

implicit double precision (a-h, o-z)
dimension gra(n), x(n)
common/vf/pi,PA,PB,C,E,F,G,H,PN,w
if (i.eq.1.or.i.eq.2) then
gra(1) = 0

```

gra(2) = ((-x(6)**5*(-E+F+x(4)-x(3))
* -x(6)**3*(E*G+E*F*(-x(3)+x(4))
* -x(4)*(x(3)*E+G-x(3)*F)+x(3)*G)
* -x(6)*x(3)*E*G*x(4))/(x(6)**6
* *(F+x(4)-E-x(3)-x(2))+x(6)**4
* *(G*(-x(4)+E+x(2)+x(3))+E*F
* *(x(4)-x(2)-x(3))+x(4)*(x(2)*F
* +x(3)*F-x(3)*E-x(2)*E-x(2)*x(3))
* +x(2)*x(3)*(E-F))-x(6)**2
* *(x(2)*x(3)*(E*G+E*x(4)*F-G*x(4))
* -E*G*x(4)*(x(2)+x(3))))
* -(-x(6)**7-x(6)**5
* *(-G+E*(F+x(4)-x(3)-x(2))+F
* *(x(2)+x(3)-x(4))+x(4)*(x(2)
* +x(3))-x(2)*x(3))-x(6)**3
* *(-E*G*(x(4)-x(2)-x(3))+E*F
* *(x(3)*x(4)-x(2)*x(3)+x(2)*x(4))
* -x(4)*(x(2)*x(3)*E+x(2)*G+x(3)*G
* -x(2)*x(3)*F)+x(2)*x(3)*G)
* -x(6)*x(2)*x(3)*E*G*x(4))
* /(x(6)**6*(F+x(4)-E-x(3)
* -x(2))+x(6)**4*(G*(-x(4)+E
* +x(2)+x(3))+E*F*(x(4)-x(2)
* -x(3))+x(4)*(x(2)*F+x(3)
* *F-x(3)*E-x(2)*E-x(2)*x(3))
* +x(2)*x(3)*(E-F))-x(6)**2*(x(2)
* *x(3)*(E*G+E*x(4)*F-G*x(4))
* -E*G*x(4)*(x(2)+x(3))))**2
* *(-x(6)**6+x(6)**4*(G-E*F+x(4)
* *(F-E-x(3))+x(3)*(E-F))-x(6)**2
* *(x(3)*(E*G+E*x(4)*F-G*x(4))
* -E*G*x(4)))/(1+(-x(6)**7-x(6)**5
* *(-G+E*(F+x(4)-x(3)-x(2))
* +F*(x(2)+x(3)-x(4))+x(4)*(x(2)
* +x(3))-x(2)*x(3))-x(6)**3*(-E*G
* *(x(4)-x(2)-x(3))+E*F*(x(3)
* *x(4)-x(2)*x(3)+x(2)*x(4))-x(4)
* *(x(2)*x(3)*E+x(2)*G+x(3)*G-x(2)
* *x(3)*F)+x(2)*x(3)*G)-x(6)*x(2)
* *x(3)*E*G*x(4))**2/(x(6)**6*(F
* +x(4)-E-x(3)-x(2))+x(6)**4
* *(G*(-x(4)+E+x(2)+x(3))
* +E*F*(x(4)-x(2)-x(3))+x(4)
* *(x(2)*F+x(3)*F-x(3)*E-x(2)
* *E-x(2)*x(3))+x(2)*x(3)*(E-F))
* -x(6)**2*(x(2)*x(3)*(E*G+E*x(4)
* *F-G*x(4))-E*G*x(4)*(x(2)
* +x(3))))**2)

```

```

gra(3) = ((-x(6)**5*(-E+F+x(4)-x(2))
* -x(6)**3*(E*G+E*F*(x(4)-x(2))
* -x(4)*(x(2)*E+G-x(2)*F)+x(2)*G)-x(6)

```

$$\begin{aligned}
& * x(2)*E*G*x(4))/(x(6)**6 \\
& * *(F+x(4)-E-x(3)-x(2))+x(6)**4 \\
& * *(G*(-x(4)+E+x(2)+x(3))+E*F*(x(4) \\
& * -x(2)-x(3))+x(4)*x(2)*F+x(3) \\
& * *F-x(3)*E-x(2)*E-x(2)*x(3)) \\
& * +x(2)*x(3)*(E-F))-x(6)**2 \\
& * *(x(2)*x(3)*(E*G+E*x(4)*F \\
& * -G*x(4))-E*G*x(4)*(x(2)+x(3)))) \\
& * -(-x(6)**7-x(6)**5*(-G+E*(F+x(4) \\
& * -x(3)-x(2))+F*(x(2)+x(3)-x(4)) \\
& * +x(4)*(x(2)+x(3))-x(2)*x(3)) \\
& * -x(6)**3*(-E*G*(x(4)-x(2)-x(3)) \\
& * +E*F*(x(3)*x(4)-x(2)*x(3)+x(2) \\
& * *x(4))-x(4)*(x(2)*x(3)*E+x(2) \\
& * *G+x(3)*G-x(2)*x(3)*F)+x(2) \\
& * *x(3)*G)-x(6)*x(2)*x(3)*E \\
& * *G*x(4))/(x(6)**6*(F+x(4)-E \\
& * -x(3)-x(2))+x(6)**4*(G* \\
& * (-x(4)+E+x(2)+x(3))+E*F*(x(4) \\
& * -x(2)-x(3))+x(4)*x(2)*F+x(3) \\
& * *F-x(3)*E-x(2)*E-x(2)*x(3)) \\
& * +x(2)*x(3)*(E-F))-x(6)**2 \\
& * *(x(2)*x(3)*(E*G+E*x(4) \\
& * *F-G*x(4))-E*G*x(4)*(x(2) \\
& * +x(3))))**2*(-x(6)**6+x(6)**4 \\
& * *(G-E*F+x(4)*(F-E-x(2))+x(2) \\
& * *(E-F))-x(6)**2*(x(2)*(E*G+E* \\
& * x(4)*F-G*x(4))-E*G*x(4)))/ \\
& * (1+(-x(6)**7-x(6)**5 \\
& * *(-G+E*(F+x(4)-x(3)-x(2))+F \\
& * *(x(2)+x(3)-x(4))+x(4) \\
& * *(x(2)+x(3))-x(2)*x(3))-x(6) \\
& * **3*(-E*G*(x(4)-x(2)-x(3)) \\
& * +E*F*(x(3)*x(4)-x(2)*x(3) \\
& * +x(2)*x(4))-x(4)*(x(2)*x(3) \\
& * *E+x(2)*G+x(3)*G-x(2)*x(3)*F) \\
& * +x(2)*x(3)*G)-x(6)*x(2)*x(3) \\
& * *E*G*x(4))**2/(x(6)**6*(F+ \\
& * x(4)-E-x(3)-x(2))+x(6)**4* \\
& * (G*(-x(4)+E+x(2)+x(3)) \\
& * +E*F*(x(4)-x(2)-x(3))+x(4) \\
& * *(x(2)*F+x(3)*F-x(3)*E-x(2) \\
& * *E-x(2)*x(3))+x(2)*x(3)*(E-F)) \\
& * -x(6)**2*(x(2)*x(3)*(E*G+E \\
& * *x(4)*F-G*x(4))-E*G \\
& * *x(4)*(x(2)+x(3))))**2)
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
& gra(4) = ((-x(6)**5*(E-F \\
& * +x(2)+x(3))-x(6)**3*(-E*G+E*F \\
& * *(x(2)+x(3))-x(2)*x(3)*E-x(2) \\
& * *G-x(3)*G+x(2)*x(3)*F)-x(6) \\
& * *x(2)*x(3)*E*G))/(x(6)**6*(F+ \\
& * x(4)-E-x(3)-x(2))+x(6)**4 \\
& * *(G*(-x(4)+E+x(2)+x(3))+E*F \\
& * *(x(4)-x(2)-x(3))+x(4)*x(2) \\
& * *F+x(3)*F-x(3)*E-x(2)*E-x(2) \\
& * *x(3))+x(2)*x(3)*(E-F))-x(6)
\end{aligned}$$

```

* **2*(x(2)*x(3)*(E*G+E*x(4))*F
* -G*x(4))-E*G*x(4)*(x(2)+
* x(3)))-(-x(6)**7-x(6)**5*
* (-G+E*(F+x(4)-x(3))-x(2))
* +F*(x(2)+x(3)-x(4))+x(4)
* *(x(2)+x(3))-x(2)*x(3))-x(6)
* **3*(-E*G*(x(4)-x(2)-x(3))
* +E*F*(x(3)*x(4)-x(2)*x(3)+
* x(2)*x(4))-x(4)*(x(2)*x(3)
* *E+x(2)*G+x(3)*G-x(2)*x(3)*F)
* +x(2)*x(3)*G)-x(6)*x(2)*x(3)
* *E*G*x(4))/(x(6)**6*(F+x(4)
* -E-x(3)-x(2))+x(6)**4*(G*
* (-x(4)+E+x(2)+x(3))+E*F*(x(4)
* -x(2)-x(3))+x(4)*(x(2)*F+x(3)
* *F-x(3)*E-x(2)*E-x(2)*x(3))
* +x(2)*x(3)*(E-F))-x(6)**2*
* (x(2)*x(3)*(E*G+E*x(4))*F-G
* *x(4))-E*G*x(4)*(x(2)+x(3))))
* **2*(x(6)**6+x(6)**4*(-G+E
* *F+x(2)*F+x(3)*F-x(3)*E-x(2)
* *E-x(2)*x(3))-x(6)**2*(x(2)
* *x(3)*(E*F-G)-E*G*(x(2)+
* x(3))))/(1+(-x(6)**7-x(6)
* **5*(-G+E*(F+x(4)-x(3))-x(2))
* +F*(x(2)+x(3)-x(4))+x(4)*
* (x(2)+x(3))-x(2)*x(3))-x(6)
* **3*(-E*G*(x(4)-x(2)
* -x(3))+E*F*(x(3)*x(4)-x(2)*
* x(3)+x(2)*x(4))-x(4)*(x(2)
* *x(3)*E+x(2)*G+x(3)*G
* -x(2)*x(3)*F)+x(2)*x(3)*G)
* -x(6)*x(2)*x(3)*E*G*x(4))**2
* /(x(6)**6*(F+x(4)-E
* -x(3)-x(2))+x(6)**4*(G*(-x(4)
* +E+x(2)+x(3))+E*F*(x(4)-x(2)
* -x(3))+x(4)*(x(2)*F+x(3)*F-
* x(3)*E-x(2)*E-x(2)*x(3))+x(2)
* *x(3)*(E-F))-x(6)**2*(x(2)*x(3)
* *(E*G+E*x(4))*F-G*x(4))-E*G
* *x(4)*(x(2)+x(3))))**2

```

$$\text{gra}(5) = 0$$

```

* **4*(-G+E*(F+x(4)-x(3))-x(2))
* +F*(x(2)+x(3)-x(4))+x(4)*(x(2)
* +x(3))-x(2)*x(3))-3*x(6)**2
* *(-E*G*(x(4)-x(2)-x(3))+E*F
* *(x(3)*x(4)-x(2)*x(3))+x(2)
* *x(4))-x(4)*(x(2)*x(3)*E+x(2)
* *G+x(3)*G-x(2)*x(3)*F)+x(2)
* *x(3)*G)-x(2)*x(3)*E*G*x(4))/
* (x(6)**6*(F+x(4)-E-x(3))-x(2)
* +x(6)**4*(G*(-x(4)+E+x(2)+x(3))
* +E*F*(x(4)-x(2)-x(3))+x(4)*(x(2)
* *F+x(3)*F-x(3)*E-x(2)*E-x(2)
* *x(3))+x(2)*x(3)*(E-F))-x(6)**2

```

```

* *(x(2)*x(3)*(E*G+E*x(4)*F-G*x(4))
* -E*G*x(4)*(x(2)+x(3)))-(-x(6)**7
* -x(6)**5*(-G+E*(F+x(4)-x(3)-x(2))
* +F*(x(2)+x(3)-x(4))+x(4)*(x(2)
* +x(3))-x(2)*x(3))-x(6)**3*(-E*G
* *(x(4)-x(2)-x(3))+E*F*(x(3)*x(4)
* -x(2)*x(3)+x(2)*x(4))-x(4)*
* (x(2)*x(3)*E+x(2)*G+x(3)*G-x(2)
* *x(3)*F)+x(2)*x(3)*G)-x(6)*x(2)
* *x(3)*E*G*x(4))/(x(6)**6
* *(F+x(4)-E-x(3)-x(2))+x(6)**4
* *(G*(-x(4)+E+x(2)+x(3))+E*F*(x(4)
* -x(2)-x(3))+x(4)*(x(2)*F+x(3)*F-
* x(3)*E-x(2)*E-x(2)*x(3))+x(2)*
* x(3)*(E-F))-x(6)**2*(x(2)*x(3)
* *(E*G+E*x(4)*F-G*x(4))-E*G*x(4)
* *(x(2)+x(3)))**2*(6*x(6)**5
* *(F+x(4)-E-x(3)-x(2))+4*x(6)**3
* *(G*(-x(4)+E+x(2)+x(3))+E*F
* *(x(4)-x(2)-x(3))+x(4)*(x(2)*F
* +x(3)*F-x(3)*E-x(2)*E-x(2)
* *x(3))+x(2)*x(3)*(E-F))
* -2*x(6)*(x(2)*x(3)*(E*G+E
* *x(4)*F-G*x(4))-E*G*x(4)*
* (x(2)+x(3)))/(1+(-x(6)**7-
* x(6)**5*(-G+E*(F+x(4)-x(3)-
* x(2))+F*(x(2)+x(3)-x(4))
* +x(4)*(x(2)+x(3))-x(2)*x(3))
* -x(6)**3*(-E*G*(x(4)-x(2)-x(3))
* +E*F*(x(3)*x(4)-x(2)*x(3)+x(2)
* *x(4))-x(4)*(x(2)*x(3)*E+x(2)
* *G+x(3)*G-x(2)*x(3)*F)+x(2)
* *x(3)*G)-x(6)*x(2)*x(3)*E*G
* *x(4)**2/(x(6)**6*(F+x(4)-E-
* x(3)-x(2))+x(6)**4*(G*(-x(4)
* +E+x(2)+x(3))+E*F*(x(4)-x(2)
* -x(3))+x(4)*(x(2)*F+x(3)*F
* -x(3)*E-x(2)*E-x(2)*x(3))+x(2)
* *x(3)*(E-F))-x(6)**2*(x(2)*x(3)
* *(E*G+E*x(4)*F-G*x(4))-E*G*x(4)
* *(x(2)+x(3)))**2)

```

if (i.eq.2) then
 do 5 j = 1,n
 5 gra(j) = -gra(j)
 endif
 endif

if (i.eq.3.or.i.eq.4) then
 gra(1) = 0

```

    gra(2) = ((-x(5)**5*(-E+F+x(4)-x(3))
* -x(5)**3*(E*G+E*F*(-x(3)+x(4))
* -x(4)*(x(3)*E+G-x(3)*F)+x(3)*G)
* -x(5)*x(3)*E*G*x(4))/(x(5)**6
* *(F+x(4)-E-x(3)-x(2))+x(5)**4
* *(G*(-x(4)+E+x(2)+x(3))+E*F
* *(x(4)-x(2)-x(3))+x(4)*(x(2)*F

```

```

* +x(3)*F-x(3)*E-x(2)*E-x(2)*x(3))
* +x(2)*x(3)*(E-F))-x(5)**2
* *(x(2)*x(3)*(E*G+E*x(4)*F-G
* *x(4))-E*G*x(4)*(x(2)+
* x(3))))-(-x(5)**7-x(5)**5
* *(-G+E*(F+x(4)-x(3)-x(2))+F
* *(x(2)+x(3)-x(4))+x(4)*(x(2)
* +x(3))-x(2)*x(3))-x(5)**3
* *(-E*G*(x(4)-x(2)-x(3))+E*F*
* (x(3)*x(4)-x(2)*x(3)+x(2)*x(4))
* -x(4)*(x(2)*x(3)*E+x(2)*G+x(3)
* *G-x(2)*x(3)*F)+x(2)*x(3)*G)
* -x(5)*x(2)*x(3)*E*G*x(4))
* /(x(5)**6*(F+x(4)-E-x(3)
* -x(2))+x(5)**4*(G*(-x(4)+E
* +x(2)+x(3))+E*F*(x(4)-x(2)
* -x(3))+x(4)*(x(2)*F+x(3)
* *F-x(3)*E-x(2)*E-x(2)*x(3))
* +x(2)*x(3)*(E-F))-x(5)**2*(x(2)
* *x(3)*(E*G+E*x(4)*F-G*x(4))
* -E*G*x(4)*(x(2)+x(3))))**2
* *(-x(5)**6+x(5)**4*(G-E*F+x(4)
* *(F-E-x(3))+x(3)*(E-F))-x(5)**2
* *(x(3)*(E*G+E*x(4)*F-G*x(4))
* -E*G*x(4)))/(1+(-x(5)**7-x(5)
* **5*(-G+E*(F+x(4)-x(3)-x(2))
* +F*(x(2)+x(3)-x(4))+x(4)*(x(2)
* +x(3))-x(2)*x(3))-x(5)**3*(-E*G
* *(x(4)-x(2)-x(3))+E*F*(x(3)
* *x(4)-x(2)*x(3)+x(2)*x(4))-x(4)
* *(x(2)*x(3)*E+x(2)*G+x(3)*G-x(2)
* *x(3)*F)+x(2)*x(3)*G)-x(5)*x(2)
* *x(3)*E*G*x(4))**2/(x(5)**6*(F
* +x(4)-E-x(3)-x(2))+x(5)**4
* *(G*(-x(4)+E+x(2)+x(3))
* +E*F*(x(4)-x(2)-x(3))+x(4)
* *(x(2)*F+x(3)*F-x(3)*E-x(2)
* *E-x(2)*x(3))+x(2)*x(3)*(E-F))
* -x(5)**2*(x(2)*x(3)*(E*G+E*x(4)
* *F-G*x(4))-E*G*x(4)*(x(2)
* +x(3))))**2)

```

```

gra(3) = ((-x(5)**5*(-E+F+x(4)
* -x(2))-x(5)**3*(E*G+E*F*(x(4)
* -x(2))-x(4)*(x(2)*E+G-x(2)*F)
* +x(2)*G)-x(5)*x(2)*E*G*x(4))
* /(x(5)**6*(F+x(4)-E-x(3)-x(2))
* +x(5)**4*(G*(-x(4)+E+x(2)+x(3))
* +E*F*(x(4)-x(2)-x(3))+x(4)
* *(x(2)*F+x(3)*F-x(3)*E-x(2)*E-
* x(2)*x(3))+x(2)*x(3)*(E-F))-
* x(5)**2*(x(2)*x(3)*(E*G+E*x(4)*F
* -G*x(4))-E*G*x(4)*(x(2)+x(3))))
* -(-x(5)**7-x(5)**5*(-G+E*(F+x(4)
* -x(3)-x(2))+F*(x(2)+x(3)-x(4))
* +x(4)*(x(2)+x(3))-x(2)*x(3))
* -x(5)**3*(-E*G*(x(4)-x(2)-x(3))
* +E*F*(x(3)*x(4)-x(2)*x(3))+x(2)

```

```

* *x(4))-x(4)*(x(2)*x(3)*E+x(2)
* *G+x(3)*G-x(2)*x(3)*F)+x(2)
* *x(3)*G)-x(5)*x(2)*x(3)*E
* *G*x(4))/(x(5)**6*(F+x(4)-E
* -x(3)-x(2))+x(5)**4*(G*
* (-x(4)+E+x(2)+x(3))+E*F*(x(4)
* -x(2)-x(3))+x(4)*(x(2)*F+x(3)
* *F-x(3)*E-x(2)*E-x(2)*x(3))
* +x(2)*x(3)*(E-F))-x(5)**2
* *(x(2)*x(3)*(E*G+E*x(4)
* *F-G*x(4))-E*G*x(4)*(x(2)
* +x(3))))**2*(-x(5)**6+x(5)**4
* *(G-E*F+x(4)*(F-E-x(2))+x(2)
* *(E-F))-x(5)**2*(x(2)*(E*G+E*
* x(4)*F-G*x(4))-E*G*x(4)))/
* (1+(-x(5)**7-x(5)**5
* *(-G+E*(F+x(4)-x(3)-x(2))+F
* *(x(2)+x(3)-x(4))+x(4)
* *(x(2)+x(3))-x(2)*x(3))-x(5)
* **3*(-E*G*(x(4)-x(2)-x(3))
* +E*F*(x(3)*x(4)-x(2)*x(3)
* +x(2)*x(4))-x(4)*(x(2)*x(3)
* *E+x(2)*G+x(3)*G-x(2)*x(3)*F)
* +x(2)*x(3)*G)-x(5)*x(2)*x(3)
* *E*G*x(4))**2/(x(5)**6*(F+
* x(4)-E-x(3)-x(2))+x(5)**4*
* (G*(-x(4)+E+x(2)+x(3))
* +E*F*(x(4)-x(2)-x(3))+x(4)
* *(x(2)*F+x(3)*F-x(3)*E-x(2)
* *E-x(2)*x(3))+x(2)*x(3)*(E-F))
* -x(5)**2*(x(2)*x(3)*(E*G+E
* *x(4)*F-G*x(4))-E*G
* *x(4)*(x(2)+x(3))))**2)

```

```

gra(4) = ((-x(5)**5*(E-F
* +x(2)+x(3))-x(5)**3*(-E*G+E*F
* *(x(2)+x(3))-x(2)*x(3)*E-x(2)
* *G-x(3)*G+x(2)*x(3)*F)-x(5)
* *x(2)*x(3)*E*G)/(x(5)**6*(F+
* x(4)-E-x(3)-x(2))+x(5)**4
* *(G*(-x(4)+E+x(2)+x(3))+E*F
* *(x(4)-x(2)-x(3))+x(4)*(x(2)
* *F+x(3)*F-x(3)*E-x(2)*E-x(2)
* *x(3))+x(2)*x(3)*(E-F))-x(5)
* **2*(x(2)*x(3)*(E*G+E*x(4)*F
* -G*x(4))-E*G*x(4)*(x(2)+
* x(3))))-(-x(5)**7-x(5)**5*
* (-G+E*(F+x(4)-x(3)-x(2)
* +F*(x(2)+x(3)-x(4))+x(4)
* *(x(2)+x(3))-x(2)*x(3))-x(5)
* **3*(-E*G*(x(4)-x(2)-x(3))
* +E*F*(x(3)*x(4)-x(2)*x(3)+
* x(2)*x(4))-x(4)*(x(2)*x(3)
* *E+x(2)*G+x(3)*G-x(2)*x(3)*F)
* +x(2)*x(3)*G)-x(5)*x(2)*x(3)
* *E*G*x(4))/(x(5)**6*(F+x(4)
* -E-x(3)-x(2))+x(5)**4*(G*

```

* $(-x(4)+E+x(2)+x(3))+E*F*(x(4)$
 * $-x(2)-x(3))+x(4)*(x(2)*F+x(3)$
 * $*F-x(3)*E-x(2)*E-x(2)*x(3))$
 * $+x(2)*x(3)*(E-F))-x(5)**2*$
 * $(x(2)*x(3)*(E*G+E*x(4)*F-G$
 * $*x(4))-E*G*x(4)*(x(2)+x(3)))$
 * $**2*(x(5)**6+x(5)**4*(-G+E$
 * $*F+x(2)*F+x(3)*F-x(3)*E-x(2)$
 * $*E-x(2)*x(3))-x(5)**2*(x(2)$
 * $*x(3)*(E*F-G)-E*G*(x(2)+$
 * $x(3))))/(1+(-x(5)**7-x(5)$
 * $**5*(-G+E*(F+x(4)-x(3)-x(2))$
 * $+F*(x(2)+x(3)-x(4))+x(4)*$
 * $(x(2)+x(3))-x(2)*x(3))-x(5)$
 * $**3*(-E*G*(x(4)-x(2)$
 * $-x(3))+E*F*(x(3)*x(4)-x(2)*$
 * $x(3)+x(2)*x(4))-x(4)*(x(2)$
 * $*x(3)*E+x(2)*G+x(3)*G$
 * $-x(2)*x(3)*F)+x(2)*x(3)*G$
 * $-x(5)*x(2)*x(3)*E*G*x(4))**2$
 * $/(x(5)**6*(F+x(4)-E$
 * $-x(3)-x(2))+x(5)**4*(G*(-x(4)$
 * $+E+x(2)+x(3))+E*F*(x(4)-x(2)$
 * $-x(3))+x(4)*(x(2)*F+x(3)*F-$
 * $x(3)*E-x(2)*E-x(2)*x(3))+x(2)$
 * $*x(3)*(E-F))-x(5)**2*(x(2)*x(3)$
 * $*E*G+E*x(4)*F-G*x(4))-E*G$
 * $*x(4)*(x(2)+x(3)))**2)$

$gra(5) = ((-7*x(5)**6-5*x(5)$
 * $**4*(-G+E*(F+x(4)-x(3)-x(2))$
 * $+F*(x(2)+x(3)-x(4))+x(4)*(x(2)$
 * $+x(3))-x(2)*x(3))-3*x(5)**2$
 * $*(-E*G*(x(4)-x(2)-x(3))+E*F$
 * $*x(3)*x(4)-x(2)*x(3)+x(2)$
 * $*x(4))-x(4)*(x(2)*x(3)*E+x(2)$
 * $*G+x(3)*G-x(2)*x(3)*F)+x(2)$
 * $*x(3)*G)-x(2)*x(3)*E*G*x(4))/$
 * $(x(5)**6*(F+x(4)-E-x(3)-x(2))$
 * $+x(5)**4*(G*(-x(4)+E+x(2)+x(3))$
 * $+E*F*(x(4)-x(2)-x(3))+x(4)*(x(2)$
 * $*F+x(3)*F-x(3)*E-x(2)*E-x(2)$
 * $*x(3))+x(2)*x(3)*(E-F))-x(5)**2$
 * $*x(2)*x(3)*(E*G+E*x(4)*F-G*x(4))$
 * $-E*G*x(4)*(x(2)+x(3)))-(-x(5)**7$
 * $-x(5)**5*(-G+E*(F+x(4)-x(3)-x(2))$
 * $+F*(x(2)+x(3)-x(4))+x(4)*(x(2)$
 * $+x(3))-x(2)*x(3))-x(5)**3*(-E*G$
 * $*x(4)-x(2)-x(3))+E*F*(x(3)*x(4)$
 * $-x(2)*x(3)+x(2)*x(4))-x(4)*$
 * $(x(2)*x(3)*E+x(2)*G+x(3)*G-x(2)$
 * $*x(3)*F)+x(2)*x(3)*G)-x(5)*x(2)$
 * $*x(3)*E*G*x(4))/(x(5)**6$
 * $*x(5)**4*(F+x(4)-E-x(3)-x(2))+x(5)$
 * $**4*(G*(-x(4)+E+x(2)+x(3))+E*F*(x(4)$
 * $-x(2)-x(3))+x(4)*(x(2)*F+x(3)*F-$
 * $x(3)*E-x(2)*E-x(2)*x(3))+x(2)*$
 * $x(3)*(E-F))-x(5)**2*(x(2)*x(3)$

```

* *(E*G+E*x(4)*F-G*x(4))-E*G*x(4)
* *(x(2)+x(3)))**2*(6*x(5)**5
* *(F+x(4)-E-x(3)-x(2))+4*x(5)**3
* *(G*(-x(4)+E+x(2)+x(3))+E*F
* *(x(4)-x(2)-x(3))+x(4)*(x(2)*F
* +x(3)*F-x(3)*E-x(2)*E-x(2)
* *x(3))+x(2)*x(3)*(E-F))
* -2*x(5)*(x(2)*x(3)*(E*G+E
* *x(4)*F-G*x(4))-E*G*x(4)*
* (x(2)+x(3))))/(1+(-x(5)**7-
* x(5)**5*(-G+E*(F+x(4)-x(3)-
* x(2))+F*(x(2)+x(3)-x(4))
* +x(4)*(x(2)+x(3))-x(2)*x(3))
* -x(5)**3*(-E*G*(x(4)-x(2)-x(3))
* +E*F*(x(3)*x(4)-x(2)*x(3)+x(2)
* *x(4))-x(4)*(x(2)*x(3)*E+x(2)
* *G+x(3)*G-x(2)*x(3)*F)+x(2)
* *x(3)*G)-x(5)*x(2)*x(3)*E*G
* *x(4)**2/(x(5)**6*(F+x(4)-E-
* x(3)-x(2))+x(5)**4*(G*(-x(4)
* +E+x(2)+x(3))+E*F*(x(4)-x(2)
* -x(3))+x(4)*(x(2)*F+x(3)*F
* -x(3)*E-x(2)*E-x(2)*x(3))+x(2)
* *x(3)*(E-F))-x(5)**2*(x(2)*x(3)
* *(E*G+E*x(4)*F-G*x(4))-E*G*x(4)
* *(x(2)+x(3)))**2)

```

```

gra(6) = 0

```

```

if (i.eq.4) then
do 50 j=1,n
50 gra(j) = -gra(j)
endif

```

```

endif

```

```

return
end

```

```

subroutine guess
return
end

```

Anexo B

Resultado 1

OUTPUT OF BOX9712

(First 10) components of the initial point:

140. 16049.33 15229.92 2360000. 31100. 79000.

Feasibility and complementarity were achieved
and Optimality was fully exploited.

Outer Augmented Lagrangian iteration : 6

(First 10) components of the current point:

538.719708 16236.9214 15422.3054 2359789.99 31260.1868 78844.0466

(First 10) nonlinear equality multipliers:

0.00012246256 0.000167597187

Penalty parameters used for nonlinear equality constraints (first 10):

1000000. 1000000.

Maximum nonlinear equality penalty parameter used: 1000000.

Minimum nonlinear equality penalty parameter used: 1000000.

(First 10) inequality multipliers:

0. 0. 0. 0.

Penalty parameters used for inequality constraints (first 10):

1000. 1000. 1000. 1000.

Maximum inequality penalty parameter used: 1000.

Minimum inequality penalty parameter used: 1000.

Diagnostic of BOX at this outer iteration: 0

Convergence epsilon used in Box: 1.E-05

Total number of BOX-iterations: 41

Total number of function evaluations: 80

Total number of quacan-iterations: 123

Total number of matrix-vector products: 300

Value of the objective function: 0.000289120561

Value of the augmented Lagrangian function: 0.000289120559

Maximum violation of nonlinear equality constraints : 1.57280766E-09

Maximum violation of inequality constraints: 0.

Resultado 2

OUTPUT OF BOX9712

(First 10) components of the initial point:

207.47 22281.64 12820.51 785034.9 35864.42 91696.81

Feasibility and complementarity were achieved
and Optimality was fully exploited.

Outer Augmented Lagrangian iteration : 5

(First 10) components of the current point:

207.43954 22281.3606 12820.306 785034.9 35865.5217 91696.5059

(First 10) nonlinear equality multipliers:

8.46861525E-05 0.000137302927

Penalty parameters used for nonlinear equality constraints (first 10):

100000. 100000.

Maximum nonlinear equality penalty parameter used: 100000.

Minimum nonlinear equality penalty parameter used: 100000.

(First 10) inequality multipliers:

0. 0. 0. 0.

Penalty parameters used for inequality constraints (first 10):

10. 10. 10. 10.

Maximum inequality penalty parameter used: 10.

Minimum inequality penalty parameter used: 10.

Diagnostic of BOX at this outer iteration: 0

Convergence epsilon used in Box: 1.E-05

Total number of BOX-iterations: 4

Total number of function evaluations: 9

Total number of quacan-iterations: 6

Total number of matrix-vector products: 10

Value of the objective function: 0.000218967454

Value of the augmented Lagrangian function: 0.000218967454

Maximum violation of nonlinear equality constraints : 3.44244244E-10

Maximum violation of inequality constraints: 0.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] VORPERIAN, V.. **Simplified Analysis of PWM Converter Using the Model of the PWM Switch**. VPEC Seminar Tutorial, Virginia, 1988.
- [2] TELEBRÁS. **Especificações Gerais de Unidades Retificadoras Tipo 4 - Chaveadas em Alta Freqüência com Ventilação Forçada**. 1995.
- [3] BARBI, I.. **Projeto de Fontes Chaveadas**. Apostila, UFSC/INEP. Circulação Interna. Florianópolis, 1990.
- [4] S. NOCETI FILHO. **Filtros Seletores de Sinal**, Editora EDUFSC, 1998.
- [5] LOURENÇO, E. M.. **Análise e Projeto de Compensadores para Conversores Full-Bridge-ZVS-PWM-PS**. Dissertação de Mestrado, UFSC/INEP. Florianópolis, dezembro de 1994.
- [6] FREITAS, L. C.; BARBI, I.. **Modelagem dos Conversores CC-CC PWM e Ressonantes para a Análise Dinâmica sob Perturbações de Pequenas e Grandes Amplitudes**. Tese de Doutorado, UFSC, 1992.
- [7] PIERI, E. R. De. **Sistemas Não Lineares**. Apostila, UFSC/LCMI. Florianópolis, setembro de 1996.
- [8] NETUSHIL, A. . **Theoria of Automatic Control**. Mir Publishers, Moscou, 1978.
- [9] MIRA, C.. **Cours de Systèmes Asservis Non Linéaires: Maîtrise d'E. E. A. C3 - Automatique**. Dunod, Paris, 1969.
- [10] SEMIKRON, **Data Book**. Carapicuíba - SP, 1989.
- [11] GIBSON, J. E.. **Nonlinear Automatic Control**. McGraw-Hill Book Company. New York, 1963.
- [12] D'AZZO, J. J.; HOUPIS, C. H.. **Feedback Control System Analysis and Synthesis**. New York : McGraw-Hills Book Company, 1960.
- [13] FREGOSI, A. E.; FEINSTEIN, J.; CALDEIRA, L.. **Enfoque Clássico da Teoria de Controle**. São Paulo: Editora Campus LTDA, 1980. v. 1: Fundamentos do Enfoque e Método da Resposta em Freqüência.
- [14] COUGHANOWR, D. R.; KOPPEL, L. B.. **Análise e Controle de Processos**. Rio de Janeiro: Guanabara S. A. , 1978.
- [15] OGATA, K.. **Engenharia de Controle Moderno**. Rio de Janeiro: Prentice/ Hall do Brasil LTDA, 1982.

- [16] UNITRODE CORPORATION. **Unitrode Switching Regulated Power Supply Design Seminar Manual**, MA 1984.
- [17] BARBI, I. **Eletrônica de Potência II**. Apostila, UFSC/INEP. Circulação Interna. Florianópolis, 1991.
- [18] VISSIM. Version 1.2c. Visual Solution. 1989.
- [19] PSPICE. Release 4.05 MicroSim Corporation. Laguna Hills, Califórnia, EUA.
- [20] DESCHAMPS, E.; KASSICK, E. V.. **Atenuação da Ondulação de Baixa Frequência na Tensão de Saída de Conversores CC-CC**. SEP'96 INEP-UFSC, Fpolis, Brasil, novembro de 1996.
- [21] CÁRDENAS, R. A. C.. **Métodos de Lagrangeano Aumentado Usando Penalidades Generalizadas para Programação Não Linear**. Tese de Doutorado, UFRJ. Rio de Janeiro, março de 1998.
- [22] MARTINEZ, J. M.; SANTOS, S. A.. **Métodos Computacionais de Otimização**. Colóquio Brasileiro de Matemática. Impa. Rio de Janeiro, julho de 1995.
- [23] Box9712. Programa de Otimização de Equações Não Lineares. UNICAMP, SP, 1997.
- [24] MARTINEZ, J. M.. **On the Implementation of Augmented Lagrangian Algorithms**. Technical report. UNICAMP. São Paulo, março de 1998.
- [25] BERTSEKAS D. P.. **Approximation Procedures Based on the Method of Multipliers**., Jota, vol 23. 1997.
- [26] HEERDT W., FRANK. **Relatório: Projeto Fonte de Alimentação 30W 220/110V CA 13,8V CC**. INEP-UFSC, 1996.
- [27] Mathcad Plus. Version 6.0. 1997.
- [28] CARDOSO, ROBSON L.. **Relatório: Projeto SEPIC 1KW 220V CA 75/310 CC CCM com Controle por Valores Médios Instantâneos**. INEP-UFSC, 1998.
- [29] OLIVEIRA, A. H. DE. **Retificador trifásico com Elevado Fator de Potência Utilizando o Conversor CC-CC SEPIC no Modo de Condução Contínua**. Dissertação de Mestrado, UFSC/INEP. Florianópolis, dezembro de 1996.
- [30] INTERNATIONAL STANDARD 1000-3-2 IEC, março de 1995.
- [31] ESPECIFICAÇÃO DE SISTEMAS RETIFICADORES CHAVEADOS PARA TELECOMUNICAÇÕES, projeto 03:012.02-027, revisão de abril de 2000, ABNT.