

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

**ESTRATÉGIA DE CONTROLE PARA O CONVERSOR DUPLO  
BOOST OPERANDO EM CONDUÇÃO CONTÍNUA APLICADO NA  
CORREÇÃO DO FATOR DE POTÊNCIA**

**DISSERTAÇÃO SUBMETIDA À UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA  
CATARINA PARA A OBTENÇÃO DO GRAU DE MESTRE EM ENGENHARIA  
ELÉTRICA**

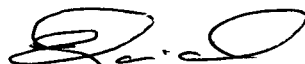
**ALEXANDRE SACCOL MARTINS**

**FLORIANÓPOLIS, DEZEMBRO DE 1995.**

**ESTRATÉGIA DE CONTROLE PARA O CONVERSOR DUPLO  
BOOST OPERANDO EM CONDUÇÃO CONTÍNUA APLICADO NA  
CORREÇÃO DO FATOR DE POTÊNCIA**

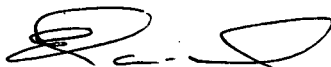
**ALEXANDRE SACCOL MARTINS**

**ESTA DISSERTAÇÃO FOI JULGADA ADEQUADA PARA OBTENÇÃO DO  
TÍTULO DE MESTRE EM ENGENHARIA, ESPECIALIDADE ENGENHARIA  
ELÉTRICA E APROVADA EM SUA FORMA FINAL PELO CURSO DE PÓS-  
GRADUAÇÃO.**



---

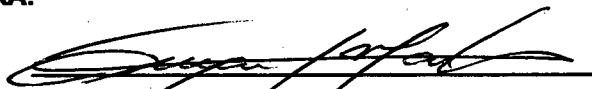
**Prof. Ênio Valmor Kassick, Dr.  
ORIENTADOR**



---

**Prof. Ênio Valmor Kassick, Dr.  
COORDENADOR DO CURSO DE PÓS-GRADUAÇÃO  
EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

**BANCA EXAMINADORA:**



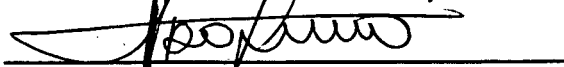
---

**Prof. Denizar Cruz Martins, Dr.**



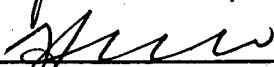
---

**Prof. Ênio Valmor Kassick, Dr.**



---

**Prof. Alexandre Troffino, Dr.**



---

**Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing.**

**Aos meus pais Horlando e Dilce.**

**Aos meus irmãos Juliana e Orlando.**

**À DEUS, pela vida.**

## AGRADECIMENTOS

Ao Prof. Ênio Valmor Kassick, pela oportunidade de realizar um trabalho em uma área cheia de desafios a serem vencidos, assim como pelo seu modo claro de conduzir a orientação; sua prontidão em trocar idéias facilitou em tudo o desenvolvimento desta dissertação.

Ao Prof. Ivo Barbi, por todas as valiosas contribuições como co-orientador.

Aos Professores do INEP: Perin; Fagundes; Hari; Alexandre, pela formação que recebi e em especial Prof. Denizar Cruz Martins pelas contribuições como membro da banca examinadora.

Ao Prof. Alexandre Troffino pela participação na banca examinadora.

Aos colegas Fernando, Wail, Grover e Paulo pela ajuda em transpor as dificuldades.

Aos doutorandos Ana Rosa, Carlos Ayres, Canesin, Wilson pelo companheirismo e em especial ao amigo Adalberto José Batista pelos momentos agradáveis junto com sua família.

Aos engenheiros Ivan, Pedro, Elias, René e Adílson pela amizade.

Ao Pacheco e Coelho pelas inestimáveis ajudas.

Aos companheiros de república e amigos Pedro, Cesar e Gláucio pela feliz convivência.

Ao grande amigo Carlos Eduardo Kaipper pela lealdade desde a infância.

À Gian Karin pela inteligente prova de que a vida é possível.

## SUMÁRIO

<b>SIMBOLOGIA</b> .....	1
<b>SUB-ÍNDICES</b> .....	4
<b>RESUMO</b> .....	5
<b>ABSTRACT</b> .....	6
<b>INTRODUÇÃO</b> .....	7
<b>CAPÍTULO 1: CONVERSOR DUPLO BOOST EM CONDUÇÃO CONTÍNUA APLICADO A CORREÇÃO DO FATOR DE POTÊNCIA.</b> .....	9
1.1. - INTRODUÇÃO .....	9
1.2- CONVERSOR BOOST CC-CC .....	9
1.3. - CONVERSOR DUPLO BOOST CA-CC .....	13
1.3.1. - OPERAÇÃO EM 110V .....	14
1.3.2. - OPERAÇÃO EM 220V .....	14
1.4. - CORREÇÃO DO FATOR DE POTÊNCIA .....	15
1.5. - ANÁLISE QUANTITATIVA DO CONVERSOR DUPLO-BOOST OPERANDO EM 220V PARA CORREÇÃO DO FATOR DE POTÊNCIA .....	17
1.5.1. - CORRENTE NOS DIODOS $D_1$ E $D_2$ .....	18
1.5.2. - CORRENTE EFICAZ NOS DIODOS .....	19
1.5.3. - CORRENTE MÉDIA NOS DIODOS .....	19
1.5.4. - CORRENTE EFICAZ NAS CHAVES .....	20
1.5.5. - OS INDUTORES PARA O CONVERSOR DUPLO-BOOST .....	20
1.5.6. - CAPACITORES DE SAÍDA .....	23
1.6. - ASPECTOS NÃO IDEAIS DE FUNCIONAMENTO .....	23

1.7. - CONCLUSÃO.....	24
<b>CAPÍTULO 2: MODELAGEM DO CONVERSOR DUPLO BOOST EM CONDUÇÃO CONTÍNUA.....</b>	<b>26</b>
2.1. - INTRODUÇÃO.....	26
2.2. - A CHAVE PWM EM CCM.....	26
2.3. - MODELAGEM DA CORRENTE NO INDUTOR.....	29
2.4. - MODELAGEM DAS TENSÕES NOS CAPACITORES DE SAÍDA.....	36
2.5. -CONCLUSÃO.....	43
<b>CAPÍTULO 3: ESTRATÉGIA DE CONTROLE PARA AS MALHAS DE CORRENTE E DE TENSÃO.....</b>	<b>44</b>
3.1. - INTRODUÇÃO.....	44
3.2. - CONTROLE VISANDO A CORREÇÃO DO FATOR DE POTÊNCIA.....	44
3.2.1. - ANÁLISE PARA O CONVERSOR BOOST CONVENCIONAL EM CCM.....	44
3.2.1. - ASPECTOS GERAIS SOBRE O CONTROLE DO CONVERSOR DUPLO BOOST EM PFC.....	46
3.3. - ESTRATÉGIA PARA DESACOPLAMENTO E COMPENSAÇÃO DAS TENSÕES DE SAÍDA.....	46
3.4. - COMPENSADOR PARA A CORRENTE.....	51
3.5. - CONCLUSÃO.....	54
<b>CAPÍTULO 4: PROJETO DOS CIRCUITOS DE CONTROLE, COMANDO E ESTÁGIO DE POTÊNCIA.....</b>	<b>55</b>
4.1. - INTRODUÇÃO.....	55
4.2. - PROJETO DO CIRCUITO DE CONTROLE.....	55
4.2.1. - CIRCUITO DE DESACOPLAMENTO DAS TENSÕES.....	56
4.2.2. - CONTROLE DA CORREÇÃO DO FATOR DE POTÊNCIA.....	59
4.2.2.1. - COMPENSAÇÃO DE CORRENTE.....	60
4.2.2.2. - CORRENTE PROGRAMADA DE REFERÊNCIA.....	61
4.2.2.3. - GERAÇÃO DA FREQUÊNCIA DE CHAVEAMENTO E SINCRONISMO DOS UC's 3854.....	62

4.2.2.4. - SOFT START .....	63
4.3. - CIRCUITO DE COMANDO .....	63
4.4. - ESTÁGIO DE POTÊNCIA.....	65
4.4.1. - PROJETO DO INDUTOR.....	66
4.4.2. - ESCOLHA DAS CHAVES .....	66
4.4.3. - ESCOLHA DOS DIODOS.....	67
4.4.4. - CIRCUITO SNUBBER.....	67
4.4.5. - DIMENSIONAMENTO DO DISSIPADOR.....	68
4.4.5.1. - PERDAS EM CADA MOSFET .....	68
4.4.5.2. - PERDAS EM CADA DIODO .....	69
4.5. - FONTES DE ALIMENTAÇÃO PARA OS CIRCUITOS DE CONTROLE E COMANDO.....	70
4.6. - CONCLUSÃO .....	71
<b>CAPÍTULO 5: SIMULAÇÕES NUMÉRICAS.....</b>	<b>72</b>
5.1. - INTRODUÇÃO.....	72
5.2. - SIMULAÇÕES.....	72
5.2.1 - RESULTADOS USANDO O PROGRAMA VISSIM .....	72
5.2.2. - RESULTADOS USANDO O PROGRAMA PSPICE .....	81
5.3. - CONCLUSÃO .....	87
<b>CONCLUSÃO .....</b>	<b>88</b>
<b>REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS .....</b>	<b>89</b>
<b>APÊNDICE.....</b>	<b>91</b>



## LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1 - (a) Conversor <b>Boost</b> ; (b) Conversor Boost simplificado por fontes de corrente e tensão. ....	10
Figura 1.2 - (a) Corrente no indutor, (b) Corrente na chave S, (c) Corrente no diodo, (d) Tensão na chave S. ....	11
Figura 1.3 - Característica de Transferência do Conversor Boost. ....	12
Figura 1.4 - Conversor Duplo- <b>Boost</b> . ....	13
Figura 1.5 - Duplo <b>Boost</b> operando em 110V. ....	14
Figura 1.6 - Primeira Etapa de Funcionamento. ....	15
Figura 1.7 - Segunda etapa de Funcionamento. ....	15
Figura 1.8 - Curva para razão cíclica em função de $\theta$ num período de funcionamento. ....	18
Figura 1.9 - Variação da corrente parametrizada nos indutores para um período de funcionamento. ....	21
Figura 1.10 - Interpretação física do efeito de basculamento na tensão dos capacitores. ....	24
Figura 2.1- (a) Chaves ativa e passiva, (b) Chave <b>PWM</b> . ....	26
Figura 2.2 - (a) Corrente no terminal ativo, (b) Corrente no terminal comum, (C) Tensão entre os terminais $ap$ , (d) Tensão entre os terminais $cp$ . ....	27
Figura 2.3 - Modelo da chave <b>PWM</b> para pequenos sinais (perturbação em $d$ ). ....	28
Figura 2.4 - Conversor Duplo <b>Boost</b> para análise de pequenos sinais. ....	30
Figura 2.5 - Circuito para testar o modelo. ....	33
Figura 2.6 - Comparação entre função de transferência ( $G_1(s)$ ou $G_2(s)$ ) e valores de $\frac{\hat{i}(s)}{\hat{d}(s)}$ obtidos em simulação. ....	33
Figura 2.7 - Valores de $\hat{i}(s)$ em dB para variações em D e para modelo simplificado. ....	35
Figura 2.8 - Ângulo de $\hat{i}(s)$ em dB para variações em D e para modelo simplificado. ....	35
Figura 2.9 - Lugar dos pólos e zero com a variação da razão cíclica D. ....	36

Figura 2.10 - Figura ilustrativa do efeito do acoplamento entre as saídas, havendo basculamento por diferenças nas razões cíclicas das chaves. ....	41
Figura 2.11 - Representação em blocos dos elementos da matriz que relaciona tensões e razões cíclicas.....	42
Figura 2.12 - Comparação de $G_{11}(s)$ e $G_{22}(s)$ com pontos simulados.....	42
Figura 2.13 - Comparação de $G_{12}(s)$ e $G_{21}(s)$ com pontos simulados.....	43
Figura 3.1: Diagrama generalizado do conversor <b>Boost PFC</b> em <b>CCM</b> e das malhas de controle. ....	45
figura 3.2 - Comparação entre o modelo completo e simplificado. ....	47
Figura 3.3 - Pré- compensador e Conversor Duplo <b>Boost</b> . ....	49
Figura 3.4 - Malha fechada de tensão. ....	49
Figura 3.5 - Sistemas desacoplados.....	50
Figura 3.6 - Sistema compensado para a corrente.....	52
Figura 3.7 - Diagrama de bode para o ganho da malha de corrente compensada.....	53
Figura 3.7 - Diagrama de bode para a fase da malha de corrente compensada.....	53
Figura 3.8 - Esquema básico para o Conversor Duplo <b>Boost</b> na correção do fator de potência. ....	54
Figura 4.1 - Amplificador operacional Inversor. ....	56
Figura 4.2 - Obtenção dos compensadores.....	57
Figura 4.3 - Ajuste do sinal de compensação de tensão $V_B$ para o UC3854. ....	58
Figura 4.4 - Esquema completo da compensação de tensão. ....	59
Figura 4.5 - Circuito de compensação de corrente usando o UC3854.....	61
Figura 4.6 - Circuito para gerar $V_{ff}$ e $I_{ac}$ .....	62
Figura 4.7 - Acoplador Óptico HP2601 .....	63
Figura 4.8 - IR2110.....	64
Figura 4.9 - Circuitos de controle do FP e comando. ....	65
Figura 4.10 - Circuito Snubber.....	68
Figura 4.11 - Estágio de potência do Conversor Duplo <b>Boost</b> .....	70
Figura 4.12 - Fontes de alimentação. ....	71
Figura 5.1 - Diagrama de blocos referente ao Conversor Duplo <b>Boost</b> simulado no Programa VISSIM. ....	73

Figura 5.2 - Simulação 1: $V_1$ e $V_2$ com referências de tensões e razões cíclicas iguais	74
Figura 5.3 - Simulação 1: Corrente na entrada do Conversor Duplo <b>Boost</b> .	74
Figura 5.4 - Simulação 2: Variação na tensão $V_2$	75
Figura 5.5 - Simulação 2: Sinais $V_{B1}$ e $V_{B2}$ .	76
Figura 5.6 - Geração da perturbação em $d_1$ .	76
Figura 5.7 - Simulação 3: Perturbação em $d_1$ .	77
Figura 5.8 - Simulação 3: Tensões de saída $V_1$ e $V_2$ mediante perturbação em $d_1$ .	78
Figura 5.9 - Simulação 4: Tensões de saída para redução da carga.	79
Figura 5.10 - Simulação 4: Tensões de saída para o retorno à carga nominal.	79
Figura 5.11 - Simulação 4: Sinais $V_{B1}$ e $V_{B2}$ .	80
Figura 5.12 - Simulação 1: Corrente ( $20 \cdot I_{in}$ ) e tensão de entrada ( $V_{in}$ ).	82
Figura 5.13 - Simulação 1: Corrente de entrada $I_{in}$ .	82
Figura 5.14 - Simulação 1: Detalhe do cruzamento por zero da corrente de entrada.	83
Figura 5.15 - Simulação 1 : Tensões de saída $V_1$ e $V_2$ .	83
Figura 5.16 - Simulação 2: Tensões $V_1$ e $V_2$ em níveis independentes.	84
Figura 5.17 - Simulação 2: Tensões em detalhe.	84
Figura 5.18 - Simulação 3: Rampas com inclinações diferentes para geração do <b>PWM</b> .	85
Figura 5.19 - Simulação 3: $D_1$ e $D_2$ sem perturbação nas rampas.	86
Figura 5.20 - Simulação 3: $D_1$ e $D_2$ com perturbação nas rampas.	86

## SIMBOLOGIA

a - terminal ativo da chave **PWM**

$A_e$  - área do entreferro

$A_w$  - área da janela

B - indução magnética

c - terminal comum da chave **PWM**

$C_1, C_2$  - capacitores de saída

D - razão cíclica

D' - razão cíclica complementar

$d(\theta)$  - razão cíclica em função do ângulo de rede

$d'(\theta)$  - razão cíclica complementar em função do ângulo de rede

$\hat{d}$  - perturbação na razão cíclica

$f_s$  - frequência de chaveamento

$G_1(s)$  ,  $G_2(s)$  - funções de transferência para a corrente

$G_{11}(s)$ ,  $G_{12}(s)$ ,  $G_{21}(s)$ ,  $G_{22}(s)$  - funções de transferência para as tensões

$G_{ci}(s)$  - funções de transferência para compensador de corrente

$G_{11}(s)$ ,  $G_{12}(s)$ ,  $G_{21}(s)$ ,  $G_{22}(s)$  - funções de transferência para compensadores de tensão

$[G]^{-1}$  - matriz que representa as tensões acopladas

[H] - matriz compensação de tensão

$i_L$  - corrente no indutor

$i_s$  - corrente na chave ativa

$i_D$  - corrente na chave passiva

$i_{i(t)}$  - corrente de entrada

$I_{i(1)}$  - corrente de entrada fundamental

$\sum I_{i(n)}$  - somatório das harmônicas de corrente

$I_D$  - corrente nos diodos

$I_S$  - corrente nas chaves

$I_{D(\theta)}$  - corrente nos diodos em função do ângulo da rede

$\Delta I$  - variação da corrente nos indutores

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

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

$\hat{i}$  - corrente no indutor perturbada

$\hat{i}_a, \hat{i}_c$  - correntes nos terminais ativo e passivo perturbada respectivamente

$\hat{i}_x, \hat{i}_y$  - correntes nos capacitores de saída perturbadas

$\hat{i}_o$  - corrente perturbada na carga

$i_{ref}$  - corrente de referência

$I_{ac}$  - corrente que determina o formato senoidal retificado para a referência de corrente

$K_w$  - fator de utilização da janela

$K_v$  - ganho da medição de tensão

$K_p$  - ganho da malha de corrente

$K_c$  - ganho do compensador de corrente

$K_R$  - ganho da rampa do 3854

$K_{EH}$  - ganho da medição de corrente

$K_m$  - constante do multiplicador interno ao 3854

$L_1, L_2$  - indutores

$l_g$  - entreferro

$N$  - número de espiras do indutor

$P_o$  - potência de saída

$p$  - terminal passivo da chave **PWM**

$R_o$  - resistência de carga

$R_L$  - resistência do indutor

$R_{se}$  - resistência série do indutor

$r_e$  - resistência equivalente vista pelos terminais ap das chaves **PWM**

$R_{set}$  - resistência limitadora da corrente de referência

$R_{vac}$  - resistência de amostragem da forma de onda senoidal da rede

$R_{thJC}$  - resistência térmica junção cápsula

$R_{thDA}$  - resistência térmica dissipador ambiente

$R_{thCD}$  - resistência térmica cápsula dissipador

$R_{DSon}$  - resistência de condução da chave ativa

S - chave ativa

$T_f$  - período de condução da chave ativa

$T_a$  - período de condução da chave passiva

$T_s$  - período de chaveamento

$T_A$  - temperatura ambiente

$T_J$  - temperatura da junção

$V_1, V_2$  - tensões nas saídas

$\hat{V}_1, \hat{V}_2$  - tensões perturbadas das saídas

$\tilde{V}_{ap}(t)$  - tensão instantânea na porta *ap*

$\tilde{V}_{cp}(t)$  - tensão instantânea na porta *cp*

$V_s$  - tensão na chave ativa

$V_D$  - tensão no diodo

$V_i$  - tensão na entrada do conversor

$V_o$  - tensão na saída

$V_{or}$  - ondulação de tensão na saída

$V_B$  - tensão na saída do compensador de tensão

$V_{ff}$  - tensão que amostra um sinal CC proporcional ao valor eficaz da rede

$V_{DS}$  - tensão dreno **source** da chave **MOSFET**

W - energia

z - zeros dos modelos de tensão

$z_c$  - zero da compensação de corrente

$\theta$  - ângulo de rede

$\eta$  - rendimento

$\mu_o$  - permeabilidade magnética do ar

$\omega_{cc}$  - freqüência angular do cruzamento por zero dB da malha de corrente compensada

$\omega_s$  - freqüência angular de chaveamento

$\otimes$  - seção transversal do condutor

$\alpha$  - coeficiente de amortecimento

$\cos(\phi)$  - deslocamento entre as componentes fundamentais de corrente e tensão.

## **SUB-ÍNDICES**

**ef - valor eficaz**

**máx - valor máximo**

**md - valor médio**

**min - valor mínimo**

**p - valor de pico**

## RESUMO

Este trabalho trata da estratégia de controle para o Conversor Duplo **Boost** aplicado na correção do fator de potência, operando em modo de condução contínua. Este conversor baseia-se no **Boost** convencional dividido em dois módulos paralelos de processamento de energia; cada um dos módulos processa metade da potência nominal do conversor.

A literatura referente a este conversor não analisa com profundidade alguns aspectos importantes do controle, parecendo ainda faltar uma estratégia de controle geral para o conversor. Este assunto é desenvolvido no presente trabalho.

A modelagem do conversor é feita usando o Modelo da Chave **PWM**. O modelo obtido, verificado por simulações, aponta para um sistema de controle multivariável, visto que as tensões de saída e as variáveis de controle (razões cíclicas das chaves ativas) estão fortemente acopladas.

A Técnica de Desacoplamento Dinâmico é aplicada com o objetivo de superar esta característica indesejável e para projetar as malhas de controle para a tensão e corrente.

Cada módulo de processamento de energia tem, num laço de controle interno, um circuito de controle para a regulação de corrente para correção do fator de potência (**PFC**) e em laço externo a regulação de tensão com o desacoplamento dinâmico.

Resultados de simulação numérica para um conversor de 1600W são apresentados para demonstrar o comportamento do Conversor Duplo **Boost** na correção do fator de potência.



## ABSTRACT

This work deals with the control strategy of the Double Boost Converter for Power Factor Correction (PFC) application, working in Continuous Conduction Mode (CCM). This converter is based on the classic Boost Converter split into two parallel modules of power processing; each one of this modules process half of nominal power of the converter.

Technical literature concerning this converter do not deeply analyze some very important control aspects and it seems that is still lacking a general control strategy for such a converter. This subject will be developed in the present paper.

This is done by converter modeling based upon the PWM switch model. The model obtained, verified by simulations, points to a multivariable control system, since the converter output voltages and the control variables (duty cycle of the two active switches) are strongly coupled.

It is applied the dynamic uncoupling technique in order to overcome this undesirable characteristic and to design the voltage and current compensating loops.

Each module of power processing has a current mode controlled PFC circuit with a current-regulation inner loop and a voltage-regulation outer loop and the dynamic uncoupling is performed over the former.

Numerical simulation results of the behavior of the Double-Boost Converter for Power Factor Correction (rated at 1600W) application are presented.

## INTRODUÇÃO

A engenharia é o espelho dos anseios da sociedade, pois, na medida em que crescem as exigências tecnológicas, mais desafios são feitos aos profissionais que têm como objetivo fornecer o suporte técnico para os avanços tecnológicos. A Eletrônica de Potência está inserida de forma definitiva neste processo, sobretudo na área de fontes de alimentação para equipamentos diversos.

A consciência de que os recursos são escassos e que soluções racionais para o avanço da engenharia devam ser tomadas, normas cada vez mais rígidas buscam aumentar a eficiência da produção, distribuição e consumo da energia elétrica. Neste último, estão incluídos os conversores CA-CC presentes em equipamentos alimentados em corrente contínua, os quais são classicamente formados por retificadores. O preço pago pelo uso deste tipo de procedimento é a redução do fator de potência, da ordem de 0.65, devido ao alto conteúdo harmônico. Desta forma, a potência gerada torna-se maior do que a efetivamente consumida.

A norma internacional IEC 555 visa reduzir o conteúdo harmônico da corrente na rede. Soluções para entrar em consonância com tais exigências são buscadas. Na busca da correção ativa do fator de potência na saída de retificadores, o uso do Conversor **Boost** tem sido freqüente.

Com o objetivo de se trabalhar tensões de entrada da ordem de 110V e 220V, sem necessitar que se faça todos os dimensionamentos; chaves ativas, passivas, magnéticos e capacitores para o pior caso, sobredimensionando-os em condição nominal de operação, foi proposto o Conversor Duplo **Boost** [1]. Esta variação topológica visa fornecer duas saídas iguais de tensão, cada uma manipulando metade da potência total do conversor.

Para que seja viabilizado economicamente esta nova proposta, é imperativo que a tensão total de saída seja dividida de forma igual entre os dois estágios, resultando em capacitores e chaves de menor tensão nominal se comparado com o Boost convencional para uma mesma potência.

Em [2] foi obtido a equalização das saídas usando o método do desacoplamento dinâmico para um conversor CC-CC operando em modo descontinuo (**DCM**).

O presente trabalho visa aplicar o método de desacoplamento dinâmico para as saídas de tensão num conversor CA-CC como estágio corretor do fator de potência (**PFC**) operando em modo de condução contínua (**CCM**). Para realizar um controle adequado das malhas de corrente e tensão é necessário sejam modelados, tanto corrente como tensão, para isso, utiliza-se a técnica da modelagem da chave **PWM** [6].

O trabalho está dividido em cinco capítulos.

O capítulo 1 faz uma breve revisão do conversor Boost convencional, com formas de onda de suas grandezas e obtenção da característica de saída. Sendo logo a seguir apresentado o Converso Duplo **Boost** operando em **CCM** para correção do fator de potência, com análise quantitativa das grandezas nos componentes.

O capítulo 2 apresenta a modelagem da chave PWM, tanto para a corrente como para a tensão em função da perturbação nas razões cíclicas das chaves. É realizado também a verificação de tais modelos com o uso de simulações.

O capítulo 3 mostra as estratégias de controle para as malhas de corrente e tensão, usando para esta última, o método de desacoplamento das tensões.

O capítulo 4 trata do projeto visando implementação prática dos circuitos de controle, comando e estágio de potência.

O capítulo 5 (último) apresenta simulações nos programas **VISSIM** e **PSPICE** para demonstrar resultados para que se possa avaliar a estratégia de controle adotada.

## CAPÍTULO 1

### CONVERSOR DUPLO BOOST EM CONDUÇÃO CONTÍNUA APLICADO A CORREÇÃO DO FATOR DE POTÊNCIA.

#### 1.1. - INTRODUÇÃO.

Neste primeiro capítulo faz-se uma breve revisão do conversor **Boost**, especialmente operando no modo contínuo (CCM:**Continuous Conduction Mode**) e com frequência fixa. No mesmo modo de operação (CCM) é apresentado o conversor Duplo **Boost**, cujo controle é tema central desta dissertação; tal topologia se propõe a servir de elo de ligação entre a fonte de alimentação e a carga como estágio corretor do fator de potência.

Coube também a este capítulo a oportuna análise quantitativa das grandezas envolvidas no conversor e considerações sobre a correção do fator de potência.

#### 1.2- CONVERSOR BOOST CC-CC.

O conversor **Boost** caracteriza-se principalmente por possuir um estágio de entrada composto por uma fonte de tensão em série com um elemento magnético acumulador de energia, o indutor, resultando assim em um estágio com característica de fonte de corrente. Ao estágio de saída é conferida a característica de fonte de tensão, pois nesta apresenta-se o capacitor como elemento acumulador. Estes dois estágios são interligados por uma célula composta por um interruptor ativo (S) e um interruptor passivo (D) como mostra a figura 1.1.

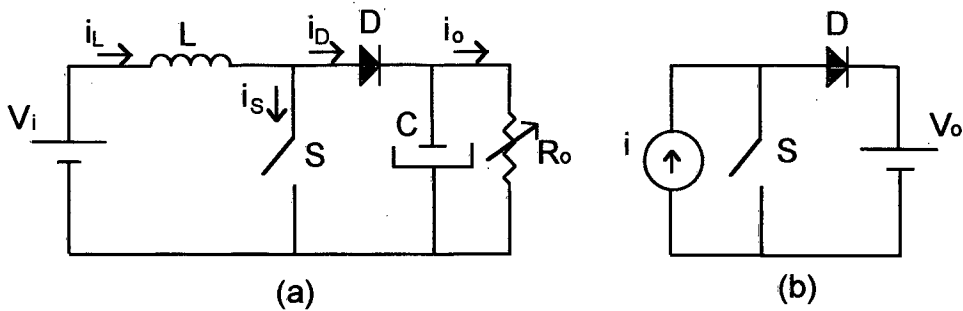


Figura 1.1 - (a) Conversor Boost; (b) Conversor Boost simplificado por fontes de corrente e tensão.

O modo de condução contínua (CCM) caracteriza a situação na qual a corrente não se anula no indutor antes de começar o próximo ciclo de chaveamento dado por  $T_s$ . Neste modo de funcionamento, tem-se apenas duas etapas de operação que são:

1ª Etapa (intervalo  $T_f$ ): O interruptor ativo está fechado e o diodo está bloqueado. A corrente cresce linearmente no indutor desde o valor mínimo até o valor máximo. Durante  $T_f$  o indutor armazena energia e o capacitor  $C$  alimenta a carga, descarregando-se levemente.

2ª Etapa (intervalo  $T_a$ ): Neste intervalo, o interruptor ativo é aberto. O diodo entra em condução e a energia é transferida para a saída (capacitor e carga). As principais grandezas no circuito são mostradas na figura 1.2, onde  $i_L$ ,  $i_s$ ,  $i_D$ , e  $V_s$  são respectivamente a corrente no indutor, corrente na chave ativa, corrente no diodo e tensão na chave ativa.

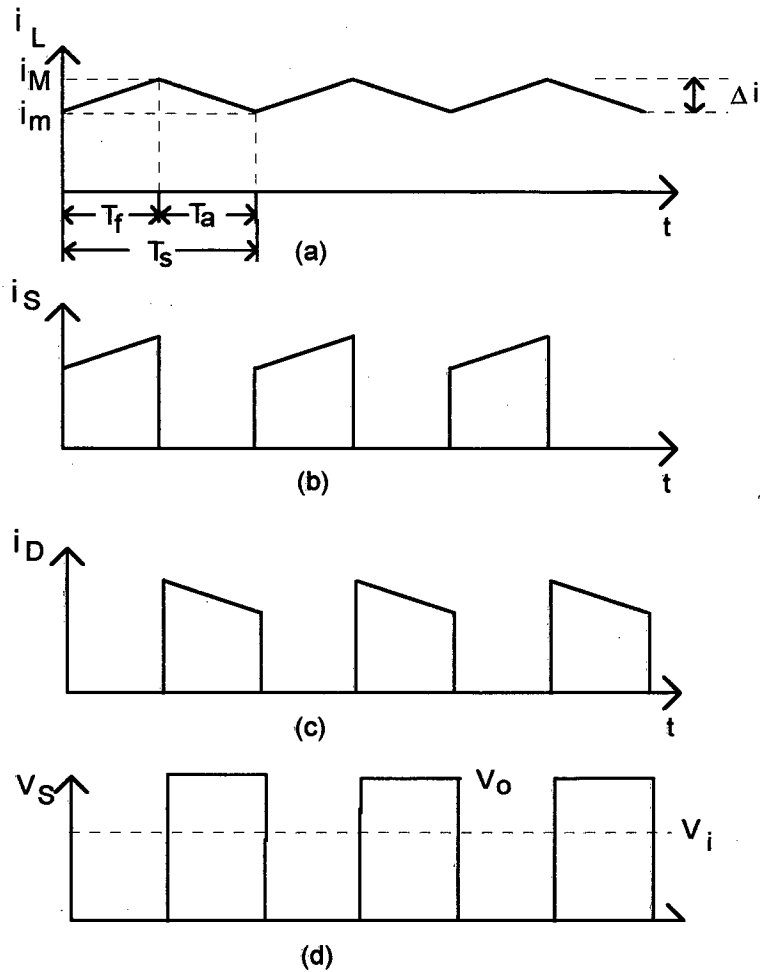


Figura 1.2 - (a) Corrente no indutor, (b) Corrente na chave S, (c) Corrente no diodo, (d) Tensão na chave S.

A característica de transferência pode ser obtida fazendo-se o balanço energético do sistema entre as energias médias entregue pela fonte de alimentação ( $W_1$ ) e recebida pelo estágio de saída ( $W_2$ ). Sendo  $T_f$  e  $T_a$  os intervalos de tempo em que o interruptor ativo S está fechado e aberto respectivamente.

$$W_1 = V_i \cdot i \cdot T \quad (1.1)$$

$$W_2 = V_o \cdot i \cdot T_a \quad (1.2)$$

Onde  $i$  é a corrente média fornecida pela fonte de entrada  $V_i$  e  $V_o$  é a tensão média de saída.

Desprezando-se as perdas internas na chave S e no diodo, tem-se  $W_1=W_2$ , resultando em:

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{T}{T_a} \quad (1.3)$$

Lembrando que  $T = T_f + T_a$  e levando-se esta relação em (1.3) resulta:

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{1 - \frac{T_f}{T}} \quad (1.4)$$

Admitindo-se a razão cíclica como  $D = \frac{T_f}{T}$ , a equação que determina a característica de transferência para o conversor **Boost** é dada pela expressão (1.5) e representada graficamente na figura 1.3, onde fica evidenciada claramente a principal característica do conversor Boost, que é a de ter uma tensão de saída maior do que a tensão de entrada.

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{1-D} \quad (1.5)$$

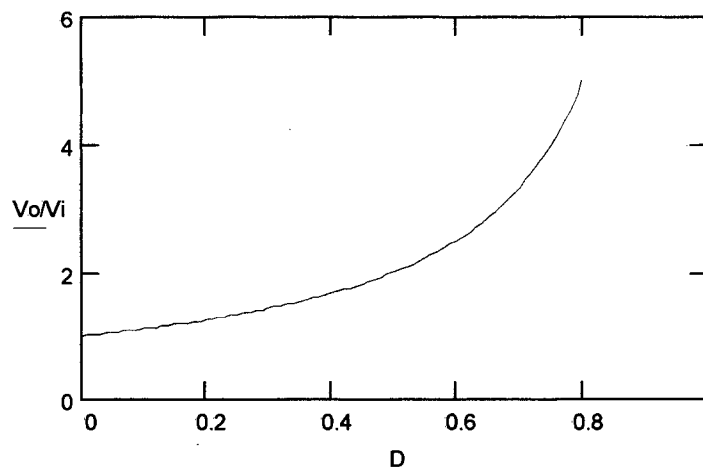


Figura 1.3 - Característica de Transferência do Conversor Boost

### 1.3. - CONVERSOR DUPLO BOOST CA-CC.

Devido à característica do conversor **Boost** de operar com uma tensão de saída maior do que a tensão de entrada, esta topologia adaptou-se naturalmente aos propósitos de se fazer correção do fator de potência quando existe na entrada somente uma ponte retificadora a diodos. Esta aplicação do conversor **Boost** convencional é amplamente explorada, pois apresenta boa performance em aplicações convencionais. Porém, quando se deseja operar com tensão de entrada com uma larga faixa de variação, por exemplo 110V e 220V, a performance do conversor é pobre e os problemas crescem na medida em que a potência de trabalho se eleva.

Foi proposta uma nova topologia [1]-[2] para superar tais inconvenientes que consiste em uma dupla tensão de entrada 110/220V e um dobrador de tensão na saída, usando-se para isto a topologia mostrada na figura 1.4.

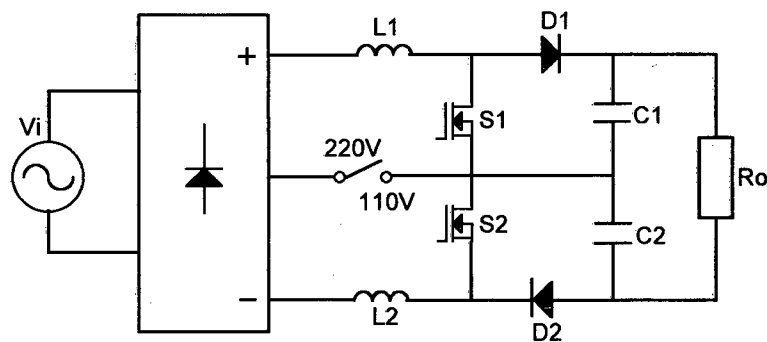


Figura 1.4 - Conversor Duplo-**Boost**.

A topologia consiste basicamente na duplicação do **Boost** convencional, permitindo a divisão da tensão aplicada sobre os interruptores  $S_1$  e  $S_2$ .

Dentre os objetivos desta topologia pode-se destacar:

- a. Possui dois estágios funcionando de forma a fornecer cada um exatamente metade da potência para a carga, reduzindo assim os esforços de tensão nas chaves, em relação ao Conversor **Boost** convencional;
- b. Garantir Fator de Potência elevado para a rede.

Para diferentes tensões de alimentação (110V ou 220V) tem-se diferentes modos de operação do conversor em **CCM**.



### 1.3.1. - OPERAÇÃO EM 110V

Segundo [1], ao posicionar o interruptor para a posição de 110V, tem-se em cada meio ciclo da rede um **Boost** convencional, porém, processando metade da tensão e potência média de saída  $P_o$ . As figuras 1.5 (a) e (b) demonstram como é processada a energia em cada meio período de rede.

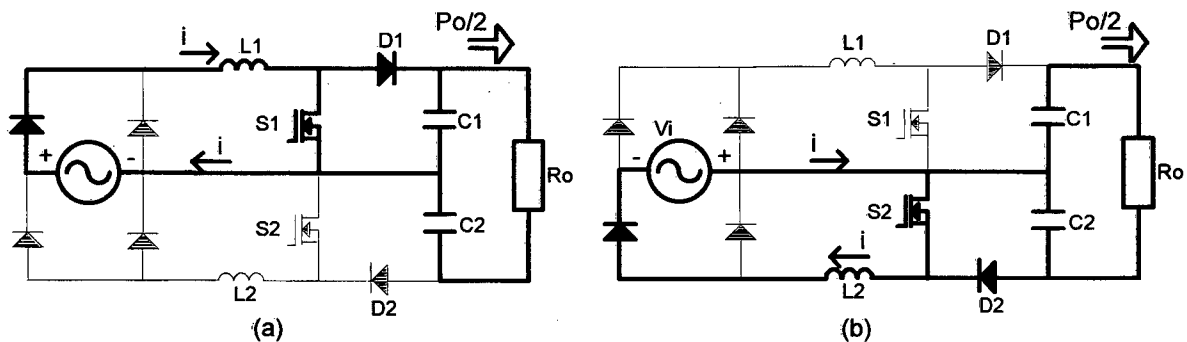


Figura 1.5 - Duplo **Boost** operando em 110V.

### 1.3.2. - OPERAÇÃO EM 220V

Selecionando-se a chave para 220V, ocorre uma substancial mudança topológica, não mais existindo a divisão em semi-ciclos como o mostrado no item anterior. Agora os elementos do conversor, tais como: indutores, transistores, capacitores e diodos estão ininterruptamente envolvidos no processo de transferência de energia para a carga.

Considera-se, por idealidade, que as duas chaves ativas  $S_1$  e  $S_2$  abram e fechem simultaneamente; desta forma para o funcionamento em CCM as etapas de funcionamento são as seguintes:

**Primeira Etapa:** Chaves  $S_1$  e  $S_2$  conduzem e a energia é armazenada nos indutores

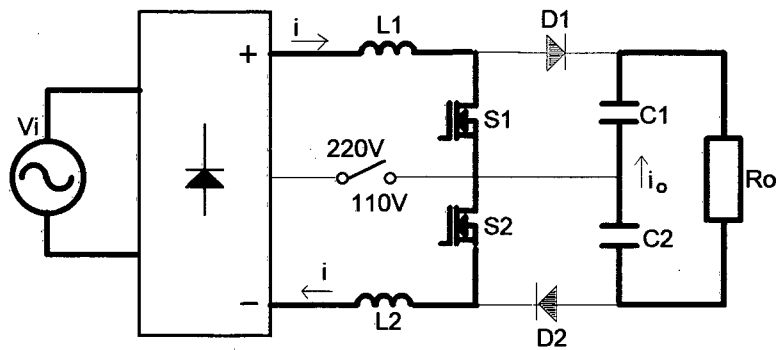


Figura 1.6 - Primeira Etapa de Funcionamento.

**Segunda Etapa:** As chaves ativas  $S_1$  e  $S_2$  são abertas e as chaves passivas  $D_1$  e  $D_2$  assumem a corrente, transferindo energia para os capacitores e carga.

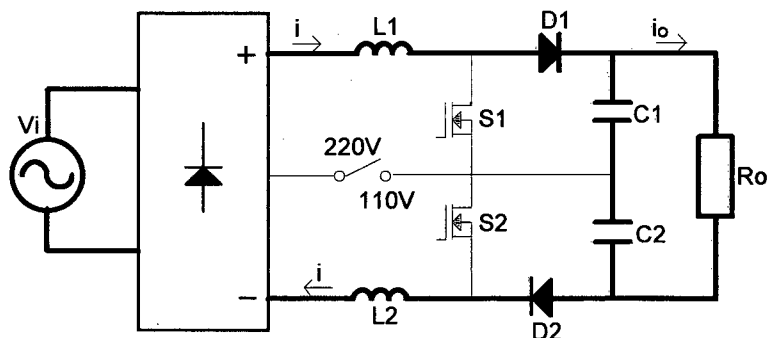


Figura 1.7 - Segunda etapa de Funcionamento.

Pelo exposto (figuras 1.6 e 1.7), observa-se que o Conversor Duplo **Boost** apresenta a mesma característica de transferência dada pela expressão (1.5). Existe uma clara divisão da tensão total de saída  $V_o$  entre os dois capacitores  $C_1$  e  $C_2$  de forma que os esforços de tensões nas chaves sejam a metade da tensão total de saída.

#### 1.4. - CORREÇÃO DO FATOR DE POTÊNCIA

O Fator de Potência (FP), supondo a tensão de entrada ( $V_{i_{ef}}$ ) perfeitamente senoidal, é definido como sendo a relação entre a corrente eficaz fundamental ( $I_{i(1)_{ef}}$ ) e a corrente eficaz total ( $I_{i_{ef}}$ ) vezes o fator de deslocamento entre a tensão e corrente fundamental ( $\cos\phi_{(1)}$ ).

$$FP = \frac{V_{i_{ef}} I_{i(1)_{ef}} \cos \phi_{(1)}}{V_{i_{ef}} I_{i_{ef}}} = \frac{I_{i(1)_{ef}}}{I_{i_{ef}}} \cos \phi_{(1)} \quad (1.6)$$

O difundido uso de retificadores em ponte implica em um baixo fator de potência, em torno de 0.65 [3], devido a transferência de energia se processar em intervalos.

A norma IEC-555-2 relativa a harmônicos para fontes de alimentação estabelece exigências para a redução drástica na distorção harmônica introduzida na linha pelas fontes comutadas.

A corrente de entrada  $I_{i(t)}$ , possuindo harmônicos, é escrita como:

$$I_{i(t)} = I_{i(1)} + \sum I_{i(n)} \quad (1.7)$$

Onde:  $I_{i(1)}$  é a componente fundamental da corrente de entrada e  $\sum I_{i(n)}$  representa o somatório das harmônicas de corrente.

Tomando-se os valores eficazes das correntes:

$$I_{i(t)_{ef}}^2 = I_{i(1)_{ef}}^2 + \sum I_{i(n)_{ef}}^2 \quad (1.8)$$

Substituindo (1.8) em (1.6), pode-se reescrever o Fator de Potência como:

$$FP = \frac{I_{i(1)_{ef}}}{\sqrt{I_{i(1)_{ef}}^2 + \sum I_{i(n)_{ef}}^2}} \cos \phi_{(1)} \quad (1.9)$$

A parcela referente a Taxa de Distorção Harmônica (TDH) é dada por:

$$TDH = \frac{\sqrt{\sum I_{i(n)_{ef}}^2}}{I_{i(1)_{ef}}} \quad (1.10)$$

Reescreve-se a equação para o Fator de Potência:

$$FP = \frac{\cos\phi(1)}{\sqrt{1 + \frac{\sum I_{i(n)ef}^2}{I_{i(1)ef}^2}}} = \frac{\cos\phi(1)}{\sqrt{1 + TDH^2}} \quad (1.11)$$

O Fator de Potência Unitário significa portanto:

- Deslocamento entre as componentes fundamentais de corrente e tensão na entrada igual a zero;

- Ausência de harmônicos de corrente na entrada (rede).

Dentre os métodos passivos e ativos para se corrigir o fator de potência, o ativo é aquele que apresenta melhor relação custo-volume, empregando para tal, pré-reguladores CA-CC PFC (**Power Factor Correction**), destacando-se o Conversor **Boost**.

### 1.5. - ANÁLISE QUANTITATIVA DO CONVERSOR DUPLO-BOOST OPERANDO EM 220V PARA CORREÇÃO DO FATOR DE POTÊNCIA

O ganho estático do Conversor Duplo-**Boost** é também dado pela expressão (1.5). Para entrada de tensão do tipo senoidal retificada, a equação apresenta-se como:

$$\frac{V_o}{V_{ip} \text{sen}\theta} = \frac{1}{1 - d(\theta)} \quad (1.12)$$

Onde:  $V_{ip}$  : Tensão de pico de entrada;

$\theta = \omega.t$  : Ângulo referente à frequência angular da tensão de entrada;

$d(\theta)$  : Razão cíclica em função da variação do ângulo  $\theta$ .

Sendo:

$$d(\theta) = 1 - \frac{V_{ip}}{V_o} \text{sen}\theta \quad (1.13)$$

Para um período de funcionamento, com  $0 < \theta < 180$  (semi-período da rede). A curva para  $d(\theta)$  é apresentada na figura 1.8.

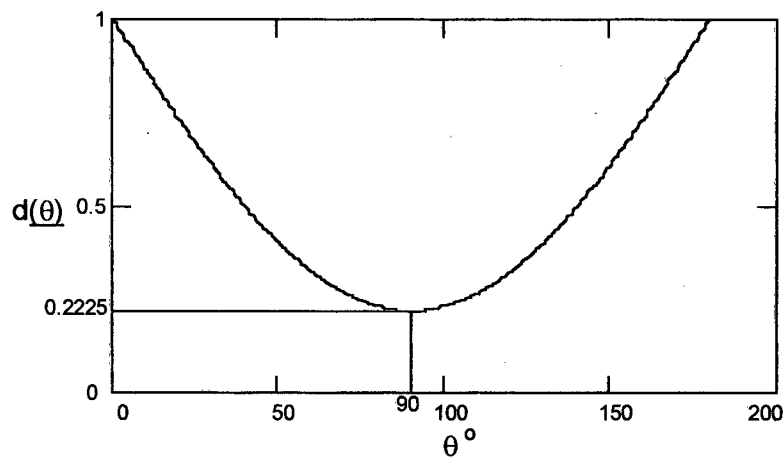


Figura 1.8 - Curva para razão cíclica em função de  $\theta$  num período de funcionamento.

### 1.5.1. - CORRENTE NOS DIODOS $D_1$ E $D_2$

Nos instantes em que as chaves  $S_1$  e  $S_2$  estão abertas, a corrente passa a ser conduzida pelos diodos  $D_1$  e  $D_2$  para a carga. Convenciona-se, para os intervalos relativos a condução das chaves ativas, a denominação de  $d_{(\theta)}$  (razão cíclica) e para o intervalo em que os diodos conduzem  $d'_{(\theta)}$  (razão cíclica complementar) representado por:

$$d'_{(\theta)} = 1 - d_{(\theta)} \quad (1.14)$$

$$d'_{(\theta)} = \frac{V_{ip}}{V_o} \text{sen } \theta \quad (1.15)$$

A corrente nos diodos é dada pela expressão (1.16):

$$I_{D(\theta)} = I_{in(\theta)} d'_{(\theta)} \quad (1.16)$$

Onde:  $I_{in(\theta)} = I_p \text{sen } \theta \quad (1.17)$

Sendo:  $I_{in(\theta)}$ : Corrente de entrada;

$I_p$ : Corrente de pico na entrada.

### 1.5.2. - CORRENTE EFICAZ NOS DIODOS

Limitando-se a um período de funcionamento e resolvendo a integral para a corrente nos diodos, resulta:

$$I_{Def} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} (I_{in(\theta)} d'_{(\theta)})^2 d\theta} \quad (1.18)$$

Substituindo-se (1.15) e (1.17) em (1.18), a expressão para a corrente eficaz nos diodos resulta em:

$$I_{Def} = 0.612 \frac{V_{ip}}{V_o} I_p \quad (1.19)$$

### 1.5.3. - CORRENTE MÉDIA NOS DIODOS

$$I_{Dmed} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} I_{in(\theta)} d'_{(\theta)} d\theta \quad (1.20)$$

Onde  $d\theta$  é o diferencial de  $\theta$ .

Fazendo-se as mesmas substituições do item anterior, temos como resultado para a corrente média nos diodos:

$$I_{Dmed} = \frac{1}{2} \frac{V_{ip}}{V_o} I_p \quad (1.21)$$

A corrente média nos diodos é a própria corrente média na carga, pois a corrente média nos capacitores é nula, logo, a expressão (1.21) também pode ser escrita da seguinte forma:

$$I_{Dmed} = \frac{V_o}{R_o} \quad (1.22)$$

#### 1.5.4. - CORRENTE EFICAZ NAS CHAVES

A corrente eficaz de entrada pode ser representada pela composição das correntes eficazes nas chaves e nos diodos.

$$I_{inef} = \sqrt{I_{Def}^2 + I_{Sef}^2} \quad (1.23)$$

Logo:

$$I_{Sef} = \sqrt{I_{inef}^2 - I_{Def}^2} \quad (1.24)$$

Sabendo-se que a corrente de entrada eficaz no conversor é:

$$I_{inef} = \frac{P_o}{\eta V_{inef}} \quad (1.25)$$

Definindo:  $\eta$  = rendimento do conversor

Substituindo-se as expressões (1.25) e (1.19) em (1.24) resulta a expressão para a corrente eficaz nas chaves:

$$I_{Sef} = \sqrt{\left(\frac{P_o}{\eta V_{inef}}\right)^2 - \left(0.612 \frac{V_{ip}}{V_o} I_p\right)^2} \quad (1.26)$$

#### 1.5.5. - OS INDUTORES PARA O CONVERSOR DUPLO-BOOST

Os indutores do conversor Duplo-Boost são dimensionados em função da variação máxima da corrente admissível, cuja forma de onda é senoidal retificada de 120Hz contendo uma alta freqüência sobreposta, correspondendo à freqüência de chaveamento.

Quando as chaves  $S_1$  e  $S_2$  estão fechadas, a tensão aplicada sobre os indutores em um período de funcionamento corresponde a:

$$V_{ip} \text{sen}\theta = (L_1 + L_2) \frac{\Delta I}{\Delta t} \quad (1.27)$$

Sendo:  $\Delta I$ : Variação da corrente nos indutores  $L_1$  e  $L_2$ .

$\Delta t$ : Intervalo de tempo em que os transistores  $S_1$  e  $S_2$  conduzem dado pela expressão (1.28).

$$\Delta t = d(\theta)T_s \quad (1.28)$$

A variação da corrente nos indutores é escrita como:

$$\Delta I = \frac{V_{ip} \cdot \text{sen}\theta \cdot \Delta t}{(L_1 + L_2)} \quad (1.29)$$

Isolando-se  $\Delta I$  na equação (1.27) e (1.29) e igualando-as, é obtida a expressão (1.30) que corresponde à variação parametrizada da corrente no indutor  $\Delta \bar{I}$  em função do ângulo  $\theta$ . Tal relação é apresentada na figura 1.9 .

$$\Delta \bar{I} = \frac{(L_1 + L_2) \cdot \Delta I}{T_s \cdot V_{ip}} = \text{sen}\theta - \frac{V_{ip}}{V_o} \cdot \text{sen}^2\theta \quad (1.30)$$

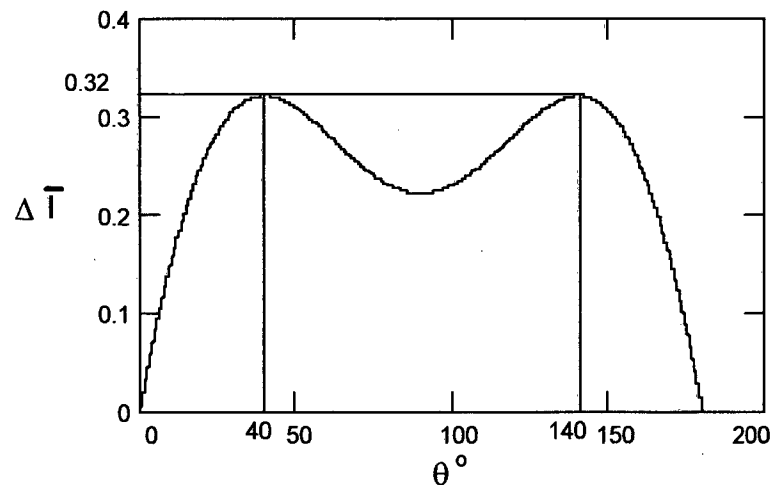


Figura 1.9 - Variação da corrente parametrizada nos indutores para um período de funcionamento.



De acordo com a curva acima, a máxima variação da corrente nos indutores ( $I_{\text{máx}}$ ) ocorre em dois momentos durante um ciclo de funcionamento ( $40^\circ$  e  $140^\circ$ ) e tem como valor parametrizado  $\Delta \bar{I}_{\text{máx}} = 0.32$ . Seguindo a recomendação [4], a variação máxima de corrente não deve ultrapassar 20% da corrente de pico. Desta forma, a expressão para o cálculo do valor dos indutores é obtida reescrevendo-se a equação (1.30).

$$L_1 = L_2 = \frac{0.32 \cdot V_{ip}}{2 \cdot \Delta I_{\text{máx}} \cdot f_s} \quad (1.31)$$

Sendo que:

$$\Delta I_{\text{máx}} = 0.20 \cdot I_p \quad (1.32)$$

Substituindo-se os valores para:  $I_p = \sqrt{2} i_{\text{inef}} = \sqrt{2} \cdot \frac{1600W}{0,95} \frac{1}{220V} = 10,82A$ ;

$V_{ip}=311V$  e  $f_s=70kHz$ , os indutores  $L_1$  e  $L_2$  resultam em  $325\mu H$ .

O cálculo físico dos indutores será realizado no capítulo 4, onde serão utilizadas as seguintes expressões [5]:

-Produto das áreas do núcleo:

$$A_e \cdot A_w = \frac{L \cdot i_{p\text{máx}} \cdot i_{\text{efmáx}}}{K_w \cdot B_{\text{máx}} \cdot J_{\text{máx}}} \cdot 10^4 \quad [\text{cm}^4] \quad (1.33)$$

-Número de espiras:

$$N = \frac{L \cdot i_{p\text{máx}} \cdot 10^4}{B_{\text{máx}} \cdot A_e} \quad (1.34)$$

-Entreferro:

$$l_g = \frac{N^2 \cdot \mu_o \cdot A_e}{L} \cdot 10^{-2} \quad [\text{cm}] \quad (1.35)$$

### 1.5.6. - CAPACITORES DE SAÍDA.

A capacitância de saída é definida em função do ripple de 120Hz tolerado, que segundo recomendações [4], deve ter valor inferior a 5% da tensão de saída.

$$C_1 = C_2 = \frac{P_o}{240 \cdot \pi \cdot V_o \cdot V_{or}} \quad (1.36)$$

Adotando-se  $V_{or}$  igual a 2.5% da tensão de saída,  $V_o=400V$  e  $P_o=1600W$  os capacitores de saída valem:  $C_1=C_2=1000\mu F$ .

### 1.6. - ASPECTOS NÃO IDEAIS DE FUNCIONAMENTO.

Idealmente é esperado que sinais idênticos de comando para as chaves  $S_1$  e  $S_2$  resultem em instantes de entrada em condução e bloqueio iguais, implicando na exata distribuição da tensão  $V_o$  entre os dois capacitores de saída  $C_1$  e  $C_2$ .

Na realidade, ensaios de laboratório [1] indicam que para uma alimentação de  $220V_{rms}$ , diferenças, mesmo que muito pequenas nos tempos de comutação das chaves provocam no decorrer do tempo um efeito de basculamento da tensão sobre os capacitores de saída; deste modo toda a tensão  $V_o$  recai sobre um deles, enquanto o outro perde completamente a sua carga e a sua tensão cai a zero.

O efeito de basculamento descrito acima é totalmente indesejável, pois a estrutura perde todas as suas vantagens, ou seja: a tensão de saída deixa de ser distribuída igualmente entre os capacitores; o mesmo ocorre com as chaves durante  $d'(\theta)$  e sobretudo apenas um dos módulos manobra toda a potência de saída.

O comportamento pode ser melhor entendido com a ajuda da figura 1.10 (a) e (b).

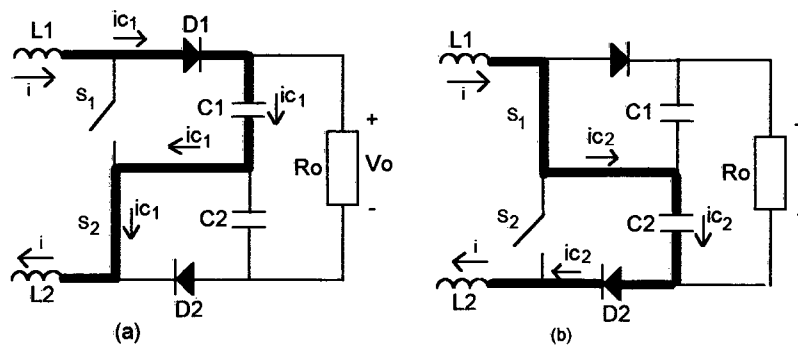


Figura 1.10 - Interpretação física do efeito de basculamento na tensão dos capacitores.

Na figura 1.10 (a), a chave  $S_2$  permanece conduzindo enquanto a chave  $S_1$  já se encontra bloqueada. Esta diferença, mesmo que infinitesimal, repete-se a cada período de chaveamento em dezenas de kHz causando um efeito integrativo. Fica evidente portanto que neste caso o capacitor  $C_1$  será carregado com toda a tensão de saída enquanto o capacitor  $C_2$  descarrega-se completamente.

A figura 1.10 (b) mostra o mesmo fenômeno, porém agora a chave  $S_1$  conduz por mais tempo e o Capacitor  $C_2$  assume toda a tensão da saída.

## 1.7. - CONCLUSÃO.

Neste primeiro capítulo, foi realizada uma breve revisão do Conversor Boost, seu modo de operação em CCM e característica de transferência. Como seqüência deste estudo, apresentou-se o Conversor Duplo Boost operando também em CCM aplicado à correção do fator de potência, sendo mostrado a possibilidade de variação topológica pela mudança da tensão de alimentação 110V ou 220V.

A grande vantagem topológica desta estrutura proposta é a redução dos esforços de tensão nas chaves e capacitores de saída, podendo-se utilizar componentes de menor tensão nominal do que os usados para o Boost convencional, o que traz vantagens econômicas, pois o custo destes componentes cresce muito com o aumento da tensão; da mesma forma a resistência de condução cresce de modo não linear em relação à tensão do componente.

Pelo exposto no texto, este conversor quando da operação em 220V apresenta o efeito do basculamento, extremamente indesejável, pois isto torna sem efeito os objetivos buscados na divisão dos esforços de tensão nas chaves e capacitores de saída.

Para que se possa fazer uma análise detalhada deste fenômeno e a eliminação do mesmo é necessário que o trabalho se volte para a busca de uma eficiente estratégia de controle, que propicie uma equalização das tensões nos capacitores de saída. As referências disponíveis não analisam com profundidade este problema.

## CAPÍTULO 2

### MODELAGEM DO CONVERSOR DUPLO BOOST EM CONDUÇÃO CONTÍNUA

#### 2.1. - INTRODUÇÃO.

O projeto de um controle adequado para o Conversor Duplo Boost em condução contínua de basculamento das tensões de saída, quando da aplicação de 220V na entrada, é necessário que se conheça em detalhes as funções de transferência da corrente na entrada do conversor  $\hat{I}(s)$  e tensões de saída  $\hat{V}_1(s)$  e  $\hat{V}_2(s)$  em função das razões cíclicas das chaves  $S_1$  e  $S_2$  denominadas  $\hat{d}_1(s)$  e  $\hat{d}_2(s)$  respectivamente. Estas grandezas representam variações em torno de um ponto de operação, sendo denominados de grandezas perturbadas, expressas pelo símbolo ( $\wedge$ ).

Deve-se portanto modelar a estrutura através do uso do Modelo da Chave **PWM** [6] que se mostra o método de análise mais adequado, embora trate-se de uma estrutura não linear e de difícil análise.

Busca-se o modelo dinâmico, linearizado em torno de um ponto de operação, para este conversor com vistas ao estabelecimento de estratégia de controle adequada.

#### 2.2. - A CHAVE PWM EM CCM.

A chave **PWM** substitui a chave ativa e passiva do circuito por um elemento de três terminais como mostra a figura 2.1.

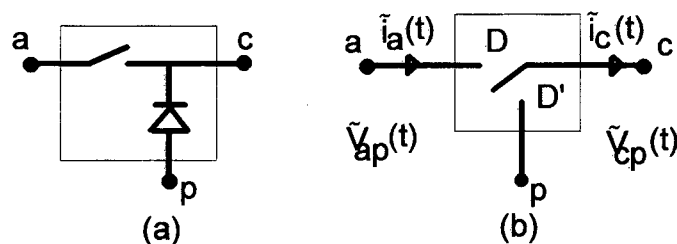


Figura 2.1- (a) Chaves ativa e passiva, (b) Chave PWM.

$a \Rightarrow$  terminal ativo

$p \Rightarrow$  terminal passivo

$c \Rightarrow$  terminal comum

$\tilde{i}_a(t) \Rightarrow$  corrente instantânea no terminal ativo

$\tilde{i}_c(t) \Rightarrow$  corrente instantânea no terminal comum

$\tilde{V}_{ap}(t) \Rightarrow$  tensão instantânea na porta  $ap$

$\tilde{V}_{cp}(t) \Rightarrow$  tensão instantânea na porta  $cp$

$D \Rightarrow$  razão cíclica referida a chave ativa

$D' \Rightarrow$  razão cíclica complementar (chave passiva)

Cabe ressaltar que a chave **PWM** possui a propriedade da invariância nas tensões e correntes em seus terminais quando da sua rotação. Esta propriedade é essencial para que se possa analisar diferentes estruturas. Para ilustrar são apresentados a seguir as correntes e tensões instantâneas idealizadas nos terminais das chaves. O símbolo ( $\sim$ ) indica valor instantâneo das grandezas.

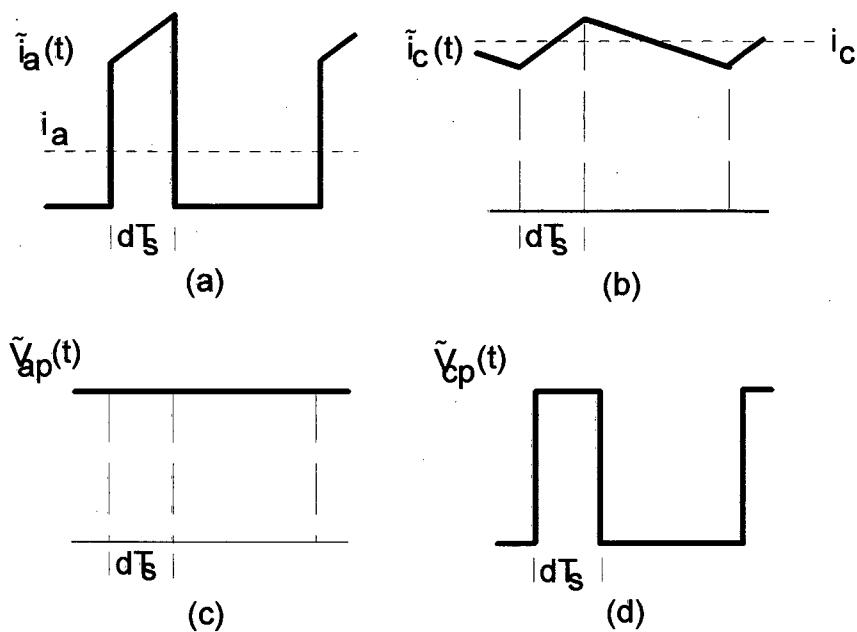


Figura 2.2 - (a) Corrente no terminal ativo, (b) Corrente no terminal comum, (c) Tensão entre os terminais  $ap$ , (d) Tensão entre os terminais  $cp$ .

A relação entre as correntes instantâneas nos terminais é dada por:

$$\tilde{i}_a(t) = \begin{cases} \tilde{i}_b(t) \rightarrow 0 < t < dT_s \\ 0 \rightarrow dT_s < t < T_s \end{cases} \quad (2.1)$$

Sendo a relação para o valor médio destas grandezas dado por:

$$i_a = d \cdot i_c \quad (2.2)$$

Da mesma forma para as tensões, resulta:

$$\tilde{V}_{cp}(t) = \begin{cases} \tilde{V}_{ap}(t) \rightarrow 0 < t < dT_s \\ 0 \rightarrow dT_s < t < T_s \end{cases} \quad (2.3)$$

De acordo com a figura 2.2 (c) e (d), o valor da relação média para as tensões é dado por:

$$V_{cp} = d \cdot V_{ap} \quad (2.4)$$

Apresentadas as correntes e tensões nos terminais da chave, se faz agora necessário a introdução do modelo da chave para pequenas perturbações nas razões cíclicas das chaves, indicada por  $\hat{d}$ .

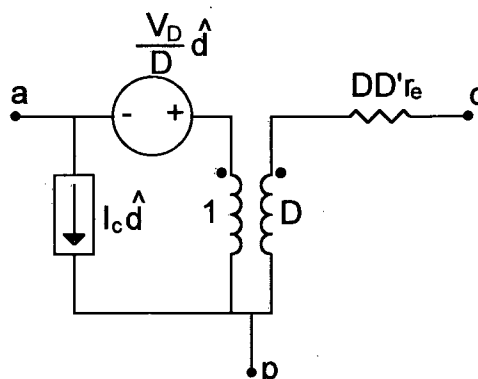


Figura 2.3 - Modelo da chave PWM para pequenos sinais (perturbação em  $d$ ).

Para que se possa obter as equações previstas na introdução deste capítulo, se faz necessário que sejam apresentadas as relações de tensões e correntes entre os terminais para o modelo de pequenos sinais.

$$\hat{i}_a = D\hat{i}_c + I_c\hat{d} \quad (2.5)$$

$$\hat{v}_{cp} = D(\hat{v}_{ap} + I_c r_e \hat{d} - \hat{i}_c r_e D') + \hat{d}(V_{ap} - I_c r_e D') \quad (2.6)$$

$$\hat{v}_{ap} = \frac{\hat{v}_{cp}}{D} + \hat{i}_c r_e D' - \frac{V_D}{D} \hat{d} \quad (2.7)$$

Onde;

$$V_D = V_{ap} + I_c(D - D')r_e \quad (2.8)$$

Os termos  $V_{ap}$ ,  $I_c$  e  $D$  representam o ponto de operação CC do sistema,  $r_e$  representa a resistência equivalente do circuito visto pelos terminais ap e o símbolo (^) indica que trata-se da parcela perturbada da grandeza correspondente.

### 2.3. - MODELAGEM DA CORRENTE NO INDUTOR

A corrente nos indutores  $L_1$  e  $L_2$  é exatamente a mesma no conversor Duplo Boost para a tensão de entrada de 220V. Cabendo aqui ressaltar que as modelagens, tanto de corrente como de tensão serão feitas para esta variação topológica, pois o basculamento de tensão é verificado somente nesta situação.

Para que se avalie a influência da perturbação na corrente dos indutores, indicado por  $\hat{i}(s)$ , devido à perturbações nas razões cíclicas das chaves ativas (indicados por  $\hat{d}_1(s)$  e  $\hat{d}_2(s)$ ), é necessário que a fonte de tensão seja curto-circuitada e as chaves ativas e passivas substituídas pelos modelos da chave PWM para pequenos sinais como mostra a figura 2.4:



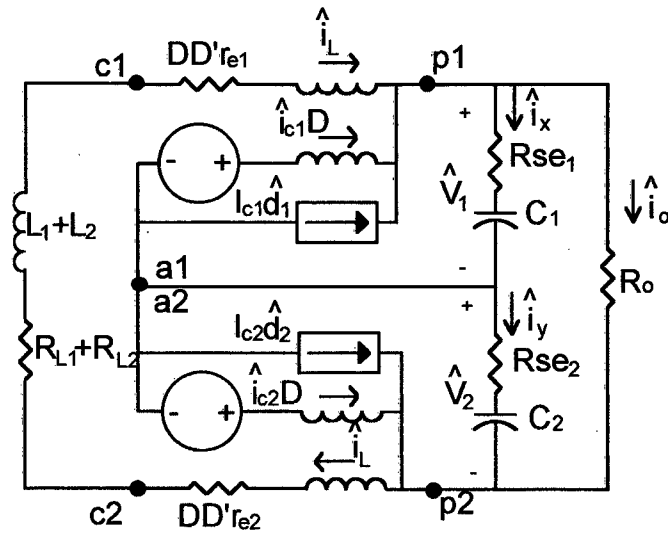


Figura 2.4 - Conversor Duplo Boost para análise de pequenos sinais.

As correntes em  $p_1$  são:

$$\hat{I}(s) + \hat{I}_{c1}(s)D + I_{c1}\hat{d}_1(s) = \hat{I}_x(s) + \hat{I}_b(s) \quad (2.9)$$

Enquanto que em  $p_2$ :

$$\hat{I}_b(s) + \hat{I}_y(s) + I_{c2}\hat{d}_2(s) + \hat{I}_{c2}(s)D = \hat{I}(s) \quad (2.10)$$

Com relação as tensões, as equações abaixo mostram como elas se distribuem:

$$\hat{V}_{ap1}(s) = -\hat{V}_1(s) = \hat{I}_x(s) \left( \frac{SC_1 R_{se1} + 1}{SC_1} \right) \quad (2.11)$$

$$\hat{V}_{ap2}(s) = \hat{V}_2(s) = \hat{I}_y(s) \left( \frac{SC_2 R_{se2} + 1}{SC_2} \right) \quad (2.12)$$

Isola-se  $\hat{I}_x(s)$  e  $\hat{I}_y(s)$  colocando-os em função de  $\hat{I}(s)$ ,  $\hat{d}_1(s)$  e  $\hat{d}_2(s)$ . Com o uso destas correntes faz-se o somatório das tensões na malha. São realizadas substituições, resultando na equação para a corrente em função das variações nas razões cíclicas nas chaves:

$$\hat{I}(s) = G_1(s) \hat{d}_1(s) + G_2(s) \hat{d}_2(s) \quad (2.13)$$

Onde:

$$G_1(s) = K_1 \frac{s + A_1}{s^2 + sB_1 + C_1} \quad (2.14)$$

$$G_2(s) = K_2 \frac{s + A_2}{s^2 + sB_2 + C_2} \quad (2.15)$$

Os termos  $K_1$ ,  $K_2$ ,  $A_1$ ,  $A_2$ ,  $B_1$ ,  $B_2$ ,  $C_1$  e  $C_2$  são definidos em função dos parâmetros do conversor, os quais devido à simetria evidente do mesmo possuem termos idênticos que são mostrados abaixo:

$$K_1 = \frac{(R_o + R_{se1} + R_{se2}) \left( V_1 + \frac{V_o}{R_o D'} (D - D') r_{e1} \right) + V_o R_{se1}}{(L_1 + L_2)(R_o + R_{se1} + R_{se2})} \quad (2.16)$$

$$K_2 = \frac{(R_o + R_{se1} + R_{se2}) \left( V_2 + \frac{V_o}{R_o D'} (D - D') r_{e2} \right) + V_o R_{se2}}{(L_1 + L_2)(R_o + R_{se1} + R_{se2})} \quad (2.17)$$

$$A_1 = \frac{(C_1 + C_2) \left( V_1 + \frac{V_o}{R_o D'} (D - D') r_{e1} \right) + V_o C_2}{C_1 C_2 \left( (R_o + R_{se1} + R_{se2}) \left( V_1 + \frac{V_o}{R_o D'} (D - D') r_{e1} \right) + V_o R_{se1} \right)} \quad (2.18)$$

$$A_2 = \frac{(C_1 + C_2) \left( V_2 + \frac{V_o}{R_o D'} (D - D') r_{e2} \right) + V_o C_1}{C_1 C_2 \left( (R_o + R_{se1} + R_{se2}) \left( V_2 + \frac{V_o}{R_o D'} (D - D') r_{e2} \right) + V_o R_{se2} \right)} \quad (2.19)$$

$$B_1 = B_2 = \frac{C_1 C_2 \left\{ (R_o + R_{se1} + R_{se2}) [R_{L1} + R_{L2} + (r_{e1} + r_{e2}) DD'] + (R_{se1} + R_{se2}) D'^2 R_o \right\} + (L_1 + L_2)(C_1 + C_2)}{C_1 C_2 (L_1 + L_2)(R_o + R_{se1} + R_{se2})} \quad (2.20)$$

$$C_1 = C_2 = \frac{(R_{L1} + R_{L2}) + (r_{e1} + r_{e2})DD' + D'^2 R_o}{(L_1 + L_2)(R_o + R_{se1} + R_{se2})} \quad (2.21)$$

Os termos  $r_{e1}$  e  $r_{e2}$  representam a resistência equivalente vista pelos terminais  $a_1p_1$  e  $a_2p_2$  respectivamente, assim representados:

$$r_{e1} = r_{e2} = \frac{(R_{se1} + R_{se2})R_o}{R_{se1} + R_{se2} + R_o} \quad (2.22)$$

A função de transferência obtida, caracteriza a contribuição de cada razão cíclica das chaves  $\hat{d}_1(s)$  e  $\hat{d}_2(s)$  na variação da corrente nos indutores ou seja, na entrada do conversor. O sistema obtido caracteriza-se por ser de 2ª ordem com dois pólos e um zero.

Para validar o modelo, é realizado uma comparação entre a função de transferência com o conversor chaveado [7]. Foi projetado um conversor Duplo Boost de baixa potência, alimentado por uma fonte de tensão CC ideal para tornar mais rápidas as simulações. Os dados são os seguintes:

$$C_1 = C_2 = 625 \mu\text{F}$$

$$L_1 = L_2 = 250 \mu\text{H}$$

$$R_o = 8 \Omega$$

$$R_{se1} = R_{se2} = 0.1 \Omega$$

$$R_{L1} = R_{L2} = .015 \Omega$$

$$V_1 = V_2 = 11\text{V}$$

$$V_o = 22\text{V}$$

$$f_s = 20\text{kHz}$$

$$D = 0.5$$

A geração dos pulsos de comando para uma das chaves é feita com um nível CC correspondente a  $D=0.5$  e um sinal CA sobreposto a este, de amplitude 0.1 de pico a pico e de frequência ajustável para cada simulação conforme mostra a figura 2.5.

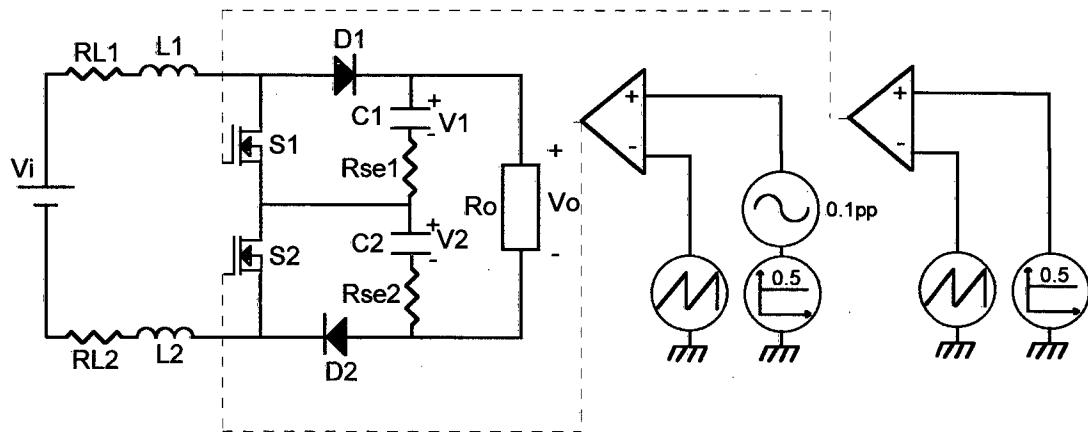


Figura 2.5 - Circuito para testar o modelo.

Para cada frequência do sinal CA que modulará a razão cíclica da chave  $S_2$  se faz necessário uma simulação. Como resultado, é obtida uma corrente nos indutores que possui um nível CC e um valor CA sobreposto. Efetuando-se o quociente  $\frac{\hat{i}(s)}{\hat{d}(s)}$  obtém-se pontos para comparação com a equação apresentado na figura 2.6.

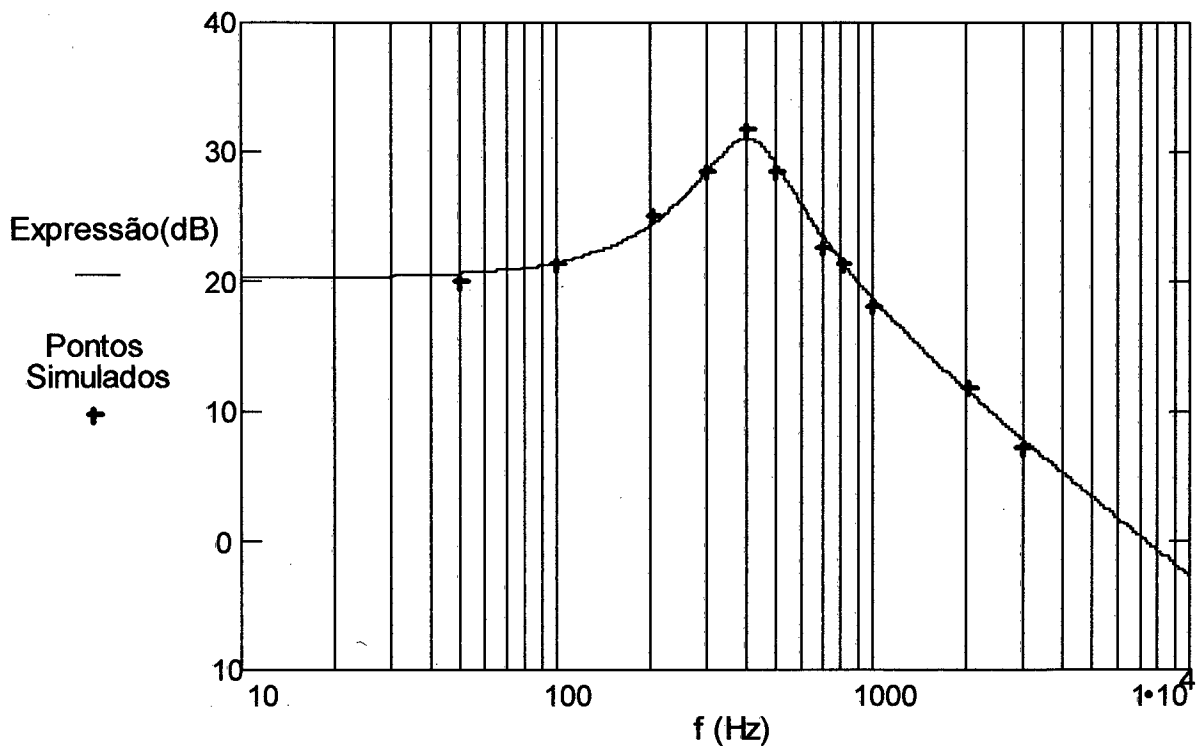


Figura 2.6 - Comparação entre função de transferência ( $G_1(s)$  ou  $G_2(s)$ ) e valores de  $\frac{\hat{i}(s)}{\hat{d}(s)}$  obtidos em simulação.

A função abordada, leva em consideração as resistências séries do capacitores e indutores, pois busca um melhor compromisso entre o modelo e circuito físico. No entanto pode-se, visando uma análise na região da freqüência de cruzamento por zero dB, desprezar estas resistências e considerar, para freqüências mais elevadas, os capacitores como duas fontes de tensão e obter um modelo simplificado dado pela expressão (2.23):

$$\hat{L}(s) = \frac{V_o}{4 \cdot SL} \hat{d}_1(s) + \frac{V_o}{4 \cdot SL} \hat{d}_2(s) \quad (2.23)$$

Como foi visto no capítulo primeiro, na correção do fator de potência, a razão cíclica varia de 1 até próximo de zero a cada meio período da rede. Tendo-se em vista que os parâmetros de  $G_1(s)$  e  $G_2(s)$  variam com a razão cíclica  $D$ , é necessário avaliar qual o ponto de operação que melhor representa o conversor para efeito de compensação. Assim, serão traçados os diagramas de bode para situações particulares:  $D=0.95$ ,  $D=0.5$ ,  $D=0$  e modelo simplificado. Os valores dos elementos para o conversor real a ser implementado são dados por:

$$P_o=1600W$$

$$V_o=400V$$

$$V_1=V_2=200V$$

$$f_s=70kHz$$

$$C_1=C_2=1000\mu F$$

$$L_1=L_2=325\mu H$$

$$R_o=100\Omega$$

$$R_{se1}=R_{se2}=0.1\Omega$$

$$R_{L1}=R_{L2}= .09\Omega$$

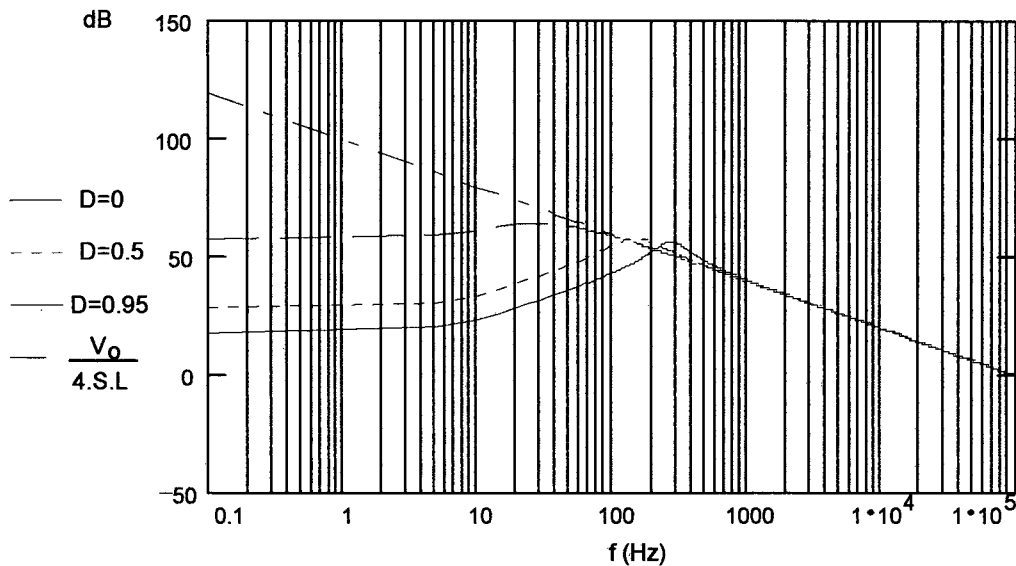


Figura 2.7 - Valores de  $\hat{L}(s)$  em dB para variações em D e para modelo simplificado.

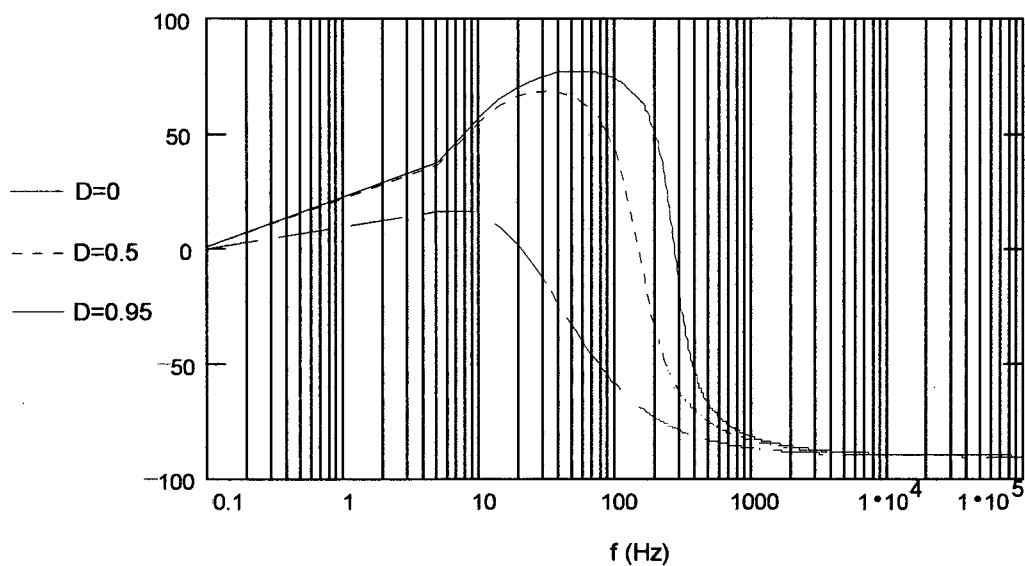


Figura 2.8 - Ângulo de  $\hat{L}(s)$  em dB para variações em D e para modelo simplificado.

Fica, evidenciado que a expressão simplificada, para uma frequência acima de 1000Hz, torna-se idêntica às demais que foram modeladas pelo método da chave PWM. Na medida em que a razão cíclica torna-se mais próxima de zero o ganho em baixas frequências torna-se menor, porém, acentuando o regime oscilatório, verificado na região onde concentram-se os dois pólos e o zero (frequência de corte). A diminuição do coeficiente de amortecimento com D aproximando-se de zero pode ser também verificado no gráfico do lugar das raízes, onde novamente fez-se variar D nas expressões que determinam os pólos e o zero, sendo os pontos traçados na figura 2.9.

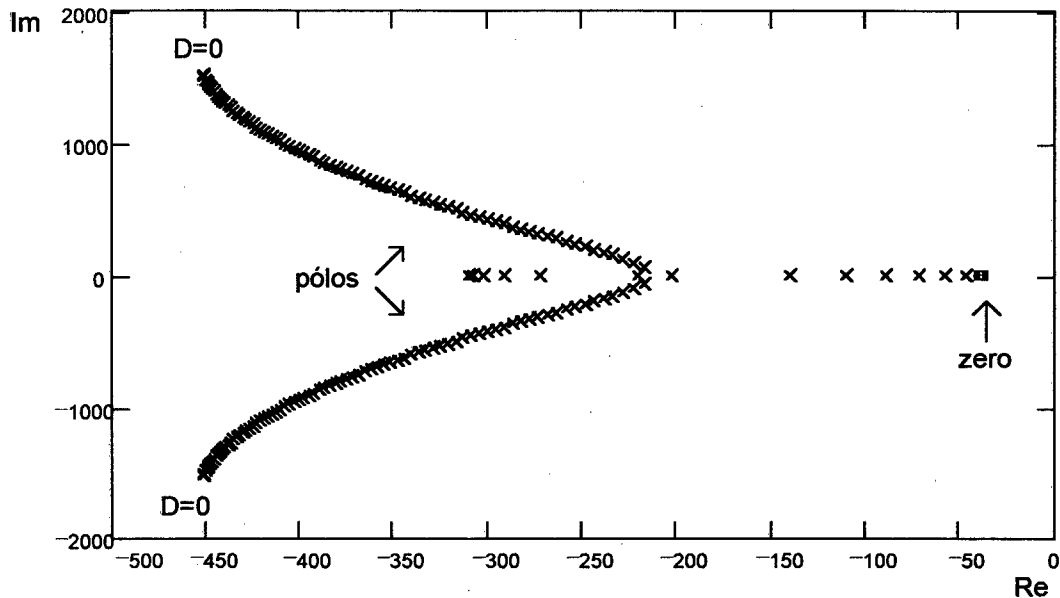


Figura 2.9 - Lugar dos pólos e zero com a variação da razão cíclica D.

A figura 2.9 mostra ainda que os pólos são bastante sensíveis à variação de D, passando da região com comportamento oscilatório para um sistema sobreamortecido, enquanto que o zero praticamente não é afetado com D.

#### 2.4. - MODELAGEM DAS TENSÕES NOS CAPACITORES DE SAÍDA

Novamente, usando-se o Modelo da Chave PWM, são buscados modelos matemáticos que relacionem as tensões  $\hat{V}_1(s)$  e  $\hat{V}_2(s)$  com razões cíclicas distintas para as chaves  $S_1$  e  $S_2$  ( $\hat{d}_1(s)$  e  $\hat{d}_2(s)$ ).

Assim como para a obtenção do modelo para a corrente, a figura 2.4 também serve para representar o circuito CA, com o qual são obtidos os modelos para as tensões.

Aplicando no circuito a LKT (Lei de Kirchhoff das Tensões) é obtida a expressão 2.24.

$$\hat{L}(s)[R_{L1} + R_{L2} + S(L_1 + L_2)] + \hat{V}_{cp1}(s) + \hat{V}_1(s) + \hat{V}_2(s) - \hat{V}_{cp2}(s) \quad (2.24)$$

Sendo:

$$\hat{V}_{cp1}(s) = D \left\{ \hat{V}_{ap1}(s) - \hat{L}_1(s)r_{e1}D' + \frac{\hat{d}_1(s)}{D} [V_{ap1} + I_{C1}(D - D')r_{e1}] \right\} \quad (2.25)$$

$$\hat{V}_{cp2}(s) = D \left\{ \hat{V}_{ap2}(s) - \hat{L}_2(s)r_{e2}D' + \frac{\hat{d}_2(s)}{D} [V_{ap2} + I_{C2}(D - D')r_{e2}] \right\} \quad (2.26)$$

Seguindo a convenção de sinais, para as correntes e tensões do circuito equivalente, cabe salientar as seguintes relações:

$$i_{L1} = -i_L$$

$$i_{L2} = i_L$$

$$V_{ap1} = -V_1$$

$$V_{ap2} = V_2$$

Utilizando estas equivalências nas expressões (2.25) e (2.26), elas podem ser reescritas da seguinte forma:

$$\hat{V}_{cp1}(s) = D \left\{ -\hat{V}_1(s) + \hat{L}(s)r_{e1}D' + \frac{\hat{d}_1(s)}{D} [-V_1 - I_L(D - D')r_{e1}] \right\} \quad (2.27)$$

$$\hat{V}_{cp2}(s) = D \left\{ \hat{V}_2(s) - \hat{L}(s)r_{e2}D' + \frac{\hat{d}_2(s)}{D} [V_2 + I_L(D - D')r_{e2}] \right\} \quad (2.28)$$

Com o objetivo de que seja encontrado  $\hat{L}(s)$  em função de  $\hat{V}_1(s)$ ,  $\hat{V}_2(s)$ ,  $\hat{d}_1(s)$  e  $\hat{d}_2(s)$ ; recorre-se as relações das correntes em  $c_1$  e  $c_2$ .

$$\hat{L}(s) = \frac{\hat{i}_x(s) + \hat{b}(s) + I_L \hat{d}_1(s)}{D'} \quad (2.29)$$

$$\hat{L}(s) = \frac{\hat{i}_y(s) + \hat{b}(s) + I_L \hat{d}_2(s)}{D'} \quad (2.30)$$



Analizando-se a figura 2.4, surgem as seguintes relações:

$$\hat{i}_x(s) = \frac{\hat{V}_1(s)}{R_{se1} + \frac{1}{sC_1}} \quad (2.31)$$

$$\hat{i}_y(s) = \frac{\hat{V}_2(s)}{R_{se2} + \frac{1}{sC_2}} \quad (2.32)$$

$$\hat{i}_b(s) = \frac{\hat{V}_1(s) + \hat{V}_2(s)}{R_o} \quad (2.33)$$

Substituindo-se  $\hat{i}_x(s)$ ,  $\hat{i}_y(s)$  e  $\hat{i}_b(s)$  nas expressões (2.29) e (2.30) a corrente  $\hat{I}(s)$  em função de  $\hat{V}_1(s)$ ,  $\hat{V}_2(s)$ ,  $\hat{d}_1(s)$  e  $\hat{d}_2(s)$  é apresentada em dois modos:

$$\hat{I}(s) = \frac{\frac{\hat{V}_1(s)}{R_{se1} + \frac{1}{sC_1}} + \frac{\hat{V}_1(s) + \hat{V}_2(s)}{R_o} + I_L \hat{d}_1(s)}{D'} \quad (2.34)$$

$$\hat{I}(s) = \frac{\frac{\hat{V}_2(s)}{R_{se2} + \frac{1}{sC_2}} + \frac{\hat{V}_1(s) + \hat{V}_2(s)}{R_o} + I_L \hat{d}_2(s)}{D'} \quad (2.35)$$

A expressão 2.24 que representa o somatório das tensões no circuito possui ainda dois termos que não foram apresentados em função da corrente e razões cíclicas. Para que isto seja possível, algumas substituições se fazem necessárias.

(2.34) em (2.27):

$$\hat{V}_{cp1}(s) = D \left\{ -\hat{V}_1(s) + \frac{\frac{\hat{V}_1(s)}{R_{se1} + \frac{1}{SC_1}} + \frac{\hat{V}_1(s) + \hat{V}_2(s)}{R_o} + I_L \hat{d}_1(s)}{D'} - r_{e1} D' + \frac{\hat{d}_1(s)}{D} [-V_1 - I_L (D - D') r_{e1}] \right\} \quad (2.36)$$

(2.35) em (2.28):

$$\hat{V}_{cp2}(s) = D \left\{ \hat{V}_2(s) - \frac{\frac{\hat{V}_2(s)}{R_{se2} + \frac{1}{SC_2}} + \frac{\hat{V}_1(s) + \hat{V}_2(s)}{R_o} + I_L \hat{d}_2(s)}{D'} - r_{e2} D' + \frac{\hat{d}_2(s)}{D} [V_2 + I_L (D - D') r_{e2}] \right\} \quad (2.37)$$

Agora é possível colocar o somatório das tensões em função de  $\hat{V}_1(s)$ ,  $\hat{V}_2(s)$ ,  $\hat{d}_1(s)$  e  $\hat{d}_2(s)$ .

Os esforços que estão sendo realizados, visam relacionar a tensão de saída  $\hat{V}_1(s)$  com  $\hat{d}_1(s)$  e  $\hat{d}_2(s)$ , o mesmo acontecendo para  $\hat{V}_2(s)$ . Necessita-se para tanto obter uma tensão em função da outra. Igualando-se as expressões para a corrente  $\hat{i}(s)$  (2.29) e (2.30) busca-se:

$$\hat{V}_1(s) \rightarrow f[\hat{V}_2(s), \hat{d}_1(s), \hat{d}_2(s)] \quad (2.38)$$

$$\hat{V}_2(s) \rightarrow f[\hat{V}_1(s), \hat{d}_1(s), \hat{d}_2(s)] \quad (2.39)$$

Como resultado, as tensões são apresentadas da seguinte forma:

$$\hat{V}_1(s) = \left[ \frac{\hat{V}_2(s)}{R_{se2} + 1/sC_2} + I_L(\hat{d}_2(s) - \hat{d}_1(s)) \right] \left( R_{se1} + 1/sC_1 \right) \quad (2.30)$$

$$\hat{V}_2(s) = \left[ \frac{\hat{V}_1(s)}{R_{se1} + 1/sC_1} + I_L(\hat{d}_1(s) - \hat{d}_2(s)) \right] \left( R_{se2} + 1/sC_2 \right) \quad (2.31)$$

Finalmente, pode-se fazer as devidas substituições no somatório das tensões na expressão (2.24).

São realizadas duas etapas de substituições, dando como resultado a expressão matricial que relaciona as tensões com as razões cíclicas, que, na forma geral é assim apresentada:

$$\begin{bmatrix} \hat{V}_1(s) \\ \hat{V}_2(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G_{11}(s) & G_{12}(s) \\ G_{21}(s) & G_{22}(s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{d}_1(s) \\ \hat{d}_2(s) \end{bmatrix} \quad (2.32)$$

Devido ao tamanho dos termos da matriz, é prudente colocá-los na forma geral e sendo os mesmos explicitados um a um.

$$G_{11}(s) = \frac{(sa_3 + 1)(s^2b_2 + sb_1 + b_0)}{s(s^2a_2 + sa_1 + a_0)} \quad (2.33)$$

$$G_{12}(s) = \frac{(sa_3 + 1)(s^2c_2 + sc_1 + c_0)}{s(s^2a_2 + sa_1 + a_0)} \quad (2.34)$$

$$G_{21}(s) = \frac{(sa_3 + 1)(s^2e_2 + se_1 + e_0)}{s(s^2d_2 + sd_1 + d_0)} \quad (2.35)$$

$$G_{22}(s) = \frac{(sa_3 + 1)(s^2f_2 + sf_1 + f_0)}{s(s^2d_2 + sd_1 + d_0)} \quad (2.36)$$

Cada um dos parâmetros das expressões acima são devidamente apresentados no Apêndice A.

Para garantir a simetria do circuito, os capacitores e indutores devem possuir igual valor, bem como suas resistências  $R_{se}$  e  $R_L$ . Respeitadas estas condições, os elementos da matriz  $G_{11}(s)$  e  $G_{22}(s)$  são idênticos, o mesmo ocorrendo com os elementos  $G_{12}(s)$  e  $G_{21}(s)$ .

A expressão (2.32) demonstra claramente que variações na chave  $S_1$  não afeta unicamente a tensão no capacitor  $C_1$ , mas modifica também a tensão no capacitor  $C_2$  devido ao termo  $G_{21}(s)$ . O mesmo ocorre com relação a chave  $S_2$  e  $C_1$  através de  $G_{12}(s)$ , evidenciando a característica de acoplamento das saídas. Isto pode ser demonstrado, impondo diferentes valores para  $\hat{d}_1(s)$  e  $\hat{d}_2(s)$  e observando-se que uma das saídas cresce enquanto que a outra decresce indefinidamente, como pode ser observado na simulação da figura 2.10.

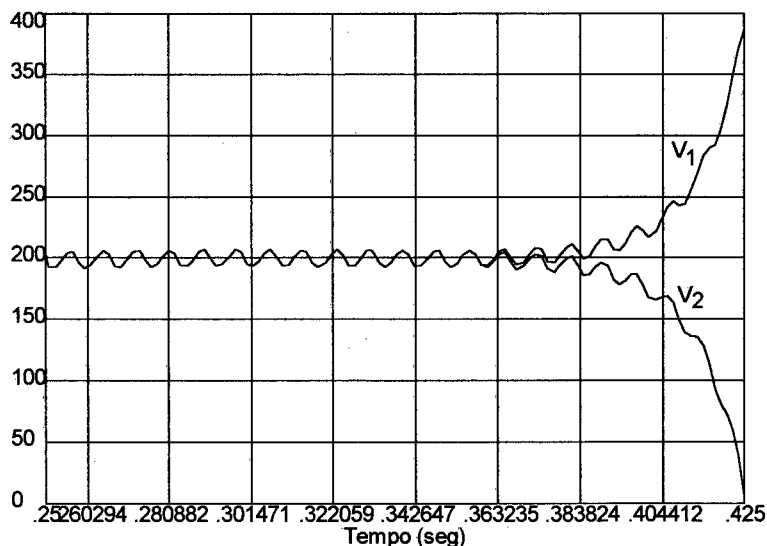


Figura 2.10 - Figura ilustrativa do efeito do acoplamento entre as saídas, havendo basculamento por diferenças nas razões cíclicas das chaves.

A figura 2.11 é apresentada para melhor visualização da relação matricial entre tensões e razões cíclicas, evidenciando o acoplamento existente entre as saídas.

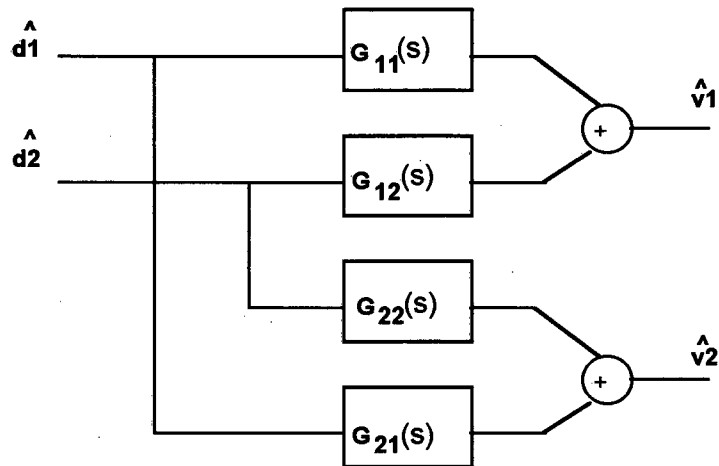


Figura 2.11 - Representação em blocos dos elementos da matriz que relaciona tensões e razões cíclicas.

As funções de transferência necessitam ser testadas e para esta tarefa recorre-se ao mesmo método realizado para o modelo de corrente. Usa-se o mesmo circuito de baixa potência para realizar as simulações (figura 2.5), porém, a grandeza a ser monitorada deixa de ser a corrente para que sejam observadas as tensões das saídas.

Primeiramente, é apresentado a comparação entre as funções  $G_{11}(s)$  e  $G_{22}(s)$  com a simulação, provocando-se variação na chave  $S_2$  e medindo-se a tensão na saída do capacitor  $C_2$ .

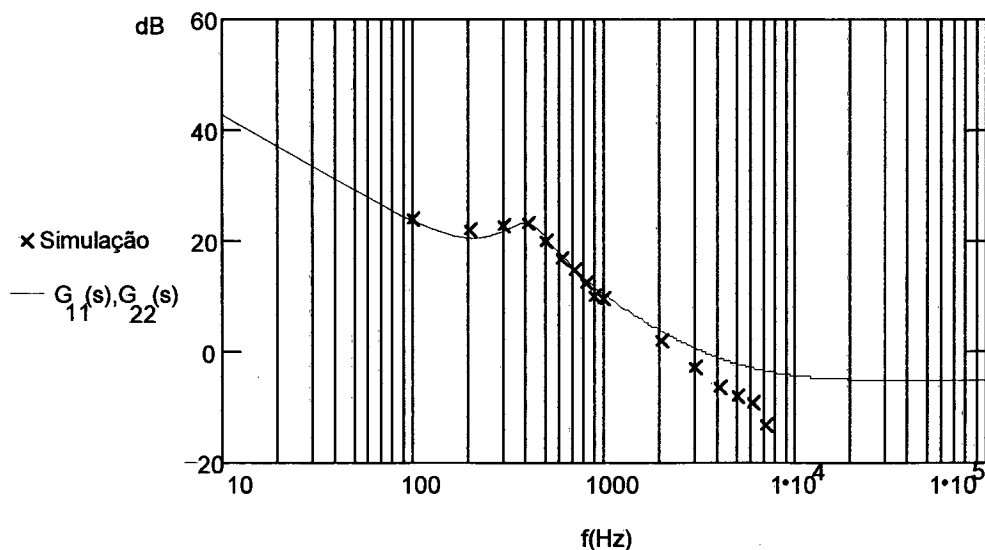


Figura 2.12 - Comparação de  $G_{11}(s)$  e  $G_{22}(s)$  com pontos simulados.

Medindo-se a tensão no capacitor  $C_1$ , obtêm-se os pontos necessários para a comparação com as funções  $G_{21}(s)$  e  $G_{12}(s)$ , resultando na figura 2.13.

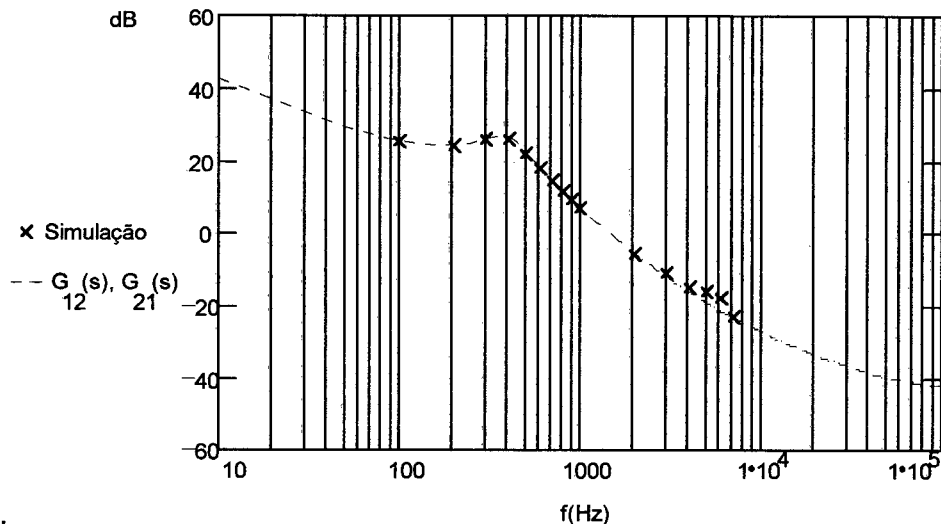


Figura 2.13 - Comparação de  $G_{12}(s)$  e  $G_{21}(s)$  com pontos simulados.

## 2.5. - CONCLUSÃO

Utilizando-se o Modelo da Chave PWM foram obtidas as funções de transferência que relacionam tanto a corrente de entrada como as tensões de saída com as variações nas razões cíclicas das chaves. Tais modelos são de suma importância para que se possa melhor avaliar o comportamento do conversor e desta forma projetar um controle eficiente.

Quanto à função encontrada para a corrente, é importante salientar que a função simplificada encontrada reflete exatamente o comportamento do modelo tido como completo nas frequências superiores, na ordem do chaveamento.

A modelagem das tensões de saída deixou evidente a dependência mútua entre as saídas, quando da variação das razões cíclicas das chaves. Este comportamento deve-se à existência dos elementos  $G_{12}(s)$  e  $G_{21}(s)$  da matriz. Se, por hipótese, a matriz fosse diagonal, com tais termos nulos, as saídas  $\hat{V}_1(s)$  e  $\hat{V}_2(s)$  dependeriam exclusivamente das razões cíclicas  $\hat{d}_1(s)$  e  $\hat{d}_2(s)$  respectivamente. Tal comportamento será buscado no adequado projeto do compensador a ser realizado no capítulo 3.

## CAPÍTULO 3

### ESTRATÉGIA DE CONTROLE PARA AS MALHAS DE CORRENTE E DE TENSÃO

#### 3.1. - INTRODUÇÃO.

Conforme foi estabelecido no Capítulo 1, o presente trabalho busca utilizar o Conversor Duplo **Boost**, operando no modo CCM, para corrigir o fator de potência. Tal modo de operação exige, além do controle das tensões de saída, monitorar e controlar a corrente na entrada para que siga uma referência senoidal. Este modo de controle também é denominado multiplicador, diferenciando-se da operação em DCM (**Discontinuous Conduction Mode**) que pode ser chamado de seguidor de tensão, pois não apresenta malha de corrente.

O presente capítulo, busca projetar o adequado controle tanto das malhas de corrente como para as malhas de tensão.

#### 3.2. - CONTROLE VISANDO A CORREÇÃO DO FATOR DE POTÊNCIA.

##### 3.2.1. - ANÁLISE PARA O CONVERSOR BOOST CONVENCIONAL EM CCM.

Antes de ingressar no projeto de compensação para o Conversor Duplo **Boost**, é prudente apresentar qualitativamente o modo pelo qual são dispostos os elementos de controle de corrente e tensão no modo CCM de operação para o Conversor Boost corrigindo fator de potência.

O controle distribui-se naturalmente em duas malhas distintas, sendo uma delas interna composta por: elemento de medição de corrente de entrada no conversor; comparação com a referência de corrente (gerada a partir de amostragem da própria rede e regulador de tensão) gerando o erro de corrente; compensação e geração do PWM (**Pulse Width Modulator**) que comandará as chaves. A outra malha, externa, visa manter a tensão nos níveis pré-determinados via referência, sendo composta por:

elemento de medida; comparação com referência; compensação, que propiciará o sinal que, via multiplicador, formará a referência de corrente.

A figura 3.1 visa mostrar em diagrama generalizado o controle.

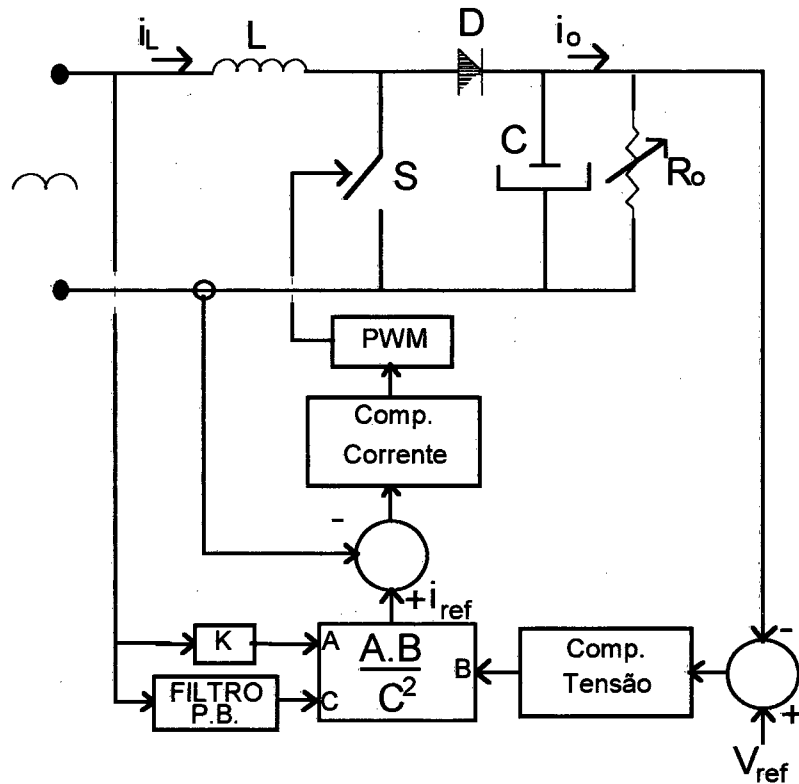


Figura 3.1: Diagrama generalizado do conversor **Boost PFC** em CCM e das malhas de controle.

O funcionamento baseia-se na geração de uma corrente de referência que será comparada com a corrente de entrada. Esta referência é resultado da operação de multiplicação e divisão com as seguintes parcelas: (A) Define o formato e frequência da corrente de referência; (B) Saída do compensador de tensão que visa ajustar a amplitude da corrente para variações na carga e (C) sinal da rede filtrado, resultando em um nível CC proporcional ao valor eficaz da tensão de entrada.



### 3.2.1. - ASPECTOS GERAIS SOBRE O CONTROLE DO CONVERSOR DUPLO BOOST EM PFC.

Com relação ao controle do Conversor Duplo Boost, este, por possuir duas chaves ativas, deve ter controles individuais para as mesmas, pois, deseja-se tornar as tensões das saídas independentes uma da outra, logo, necessitando de duas malhas distintas, tanto para a corrente como tensão, sendo que esta última requer uma atenção especial, pois, como foi observado na modelagem das tensões, existe forte acoplamento entre as saídas.

### 3.3. - ESTRATÉGIA PARA DESACOPLAMENTO E COMPENSAÇÃO DAS TENSÕES DE SAÍDA.

O compensador deve ter a capacidade de controlar, em malhas independentes, os sinais PWM para as chaves. Desta forma, quebrando o acoplamento existente entre as saídas, compensando eventuais diferenças nos tempos de condução para as chaves sem que exista o efeito do basculamento das tensões.

A estratégia de controle baseia-se na Técnica do Desacoplamento Dinâmico [2], que, efetua uma pré-compensação dos sinais pela inclusão da matriz inversa da função de transferência do conversor, resultando num sistema representado por uma matriz diagonal no laço de controle para relacionar as tensões com as razões cíclicas.

Sendo  $[G]$  a matriz quadrada que representa o sistema Duplo Boost em malha aberta e, que possui inversa, a matriz pré-compensação  $[H]$  é obtida da forma:

$$[H] = [G]^{-1} \quad (3.1)$$

Para tornar o sistema mais fácil de se trabalhar, busca-se algumas simplificações sem que o mesmo perca em fidelidade. Deve-se aproveitar a simetria do conversor e o fato de que o denominador das funções  $G_{11}(s)$ ,  $G_{12}(s)$ ,  $G_{21}(s)$  e  $G_{22}(s)$  são iguais. Além desta consideração, efetua-se a simplificação do polinômio do numerador, tomando-se apenas o zero mais significativo (mais baixa frequência).

Com as considerações acima impostas sobre os coeficientes descritos no apêndice A, a matriz simplificada representativa do conversor Duplo Boost é apresentada na seguinte forma:

$$\begin{bmatrix} \hat{V}_1(s) \\ \hat{V}_2(s) \end{bmatrix} = \frac{K}{s(as^2 + bs + c)} \begin{bmatrix} s-z & s+z \\ s+z & s-z \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{d}_1(s) \\ \hat{d}_2(s) \end{bmatrix} \quad (3.2)$$

Onde;  $K=b_1=c_1=e_1=f_1$  e  $z=b_0/K=c_0/K=e_0/K=f_0/K$

Para avaliar se tais simplificações não comprometem a validade do modelo, são realizadas simulações para confrontar o modelo admitido como completo e o anteriormente proposto. Os parâmetros do conversor são tomados iguais àqueles usados para a potência do conversor de 1600W no capítulo anterior. A simulação é realizada com o Programa ViSSIM e tendo como resposta  $\hat{V}_1(s)$  à perturbações unitárias em  $\hat{d}_1(s)$  e  $\hat{d}_2(s)$ , para ambos os modelos. Devido à simetria das expressões, a resposta para  $\hat{V}_2(s)$  é a mesma da figura 3.2. Percebe-se que os modelos se equivalem, sendo válida portanto a simplificação.

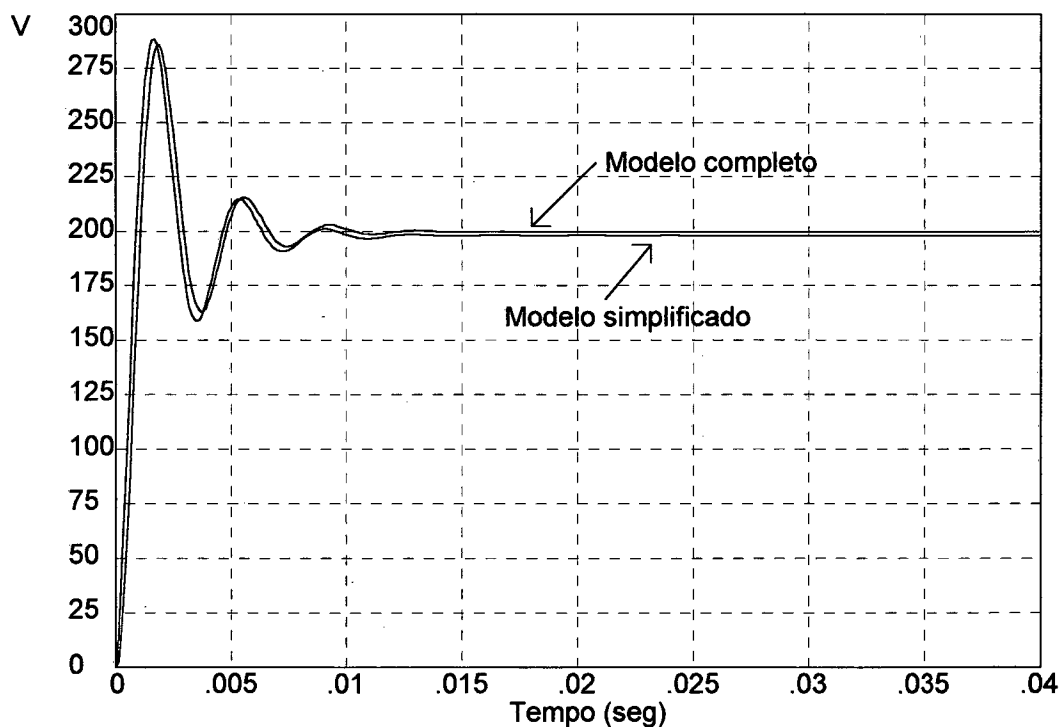


figura 3.2 - Comparação entre o modelo completo e simplificado.

A matriz de acoplamento é tomada como sendo;

$$[G] = \begin{bmatrix} s - z & s + z \\ s + z & s - z \end{bmatrix} \quad (3.3)$$

Deve-se observar que a posição dos zeros dos elementos  $G_{11}$  e  $G_{22}$  estão no semi-plano direito do lugar das raízes, em posição simétrica aos zeros dos elementos  $G_{12}$  e  $G_{21}$ .

A matriz pré-compensação  $[H]$  resulta em:

$$[H] = \begin{bmatrix} -\frac{(s - z)}{4zs} & \frac{(s + z)}{4zs} \\ \frac{(s + z)}{4zs} & -\frac{(s - z)}{4zs} \end{bmatrix} \quad (3.4)$$

Sendo cada um dos elementos da matriz um compensador.

$$G_{c11}(s) = G_{c22}(s) = -\frac{(s - z)}{4zs} \quad (3.5)$$

$$G_{c12}(s) = G_{c21}(s) = \frac{(s + z)}{4zs} \quad (3.6)$$

A função apresentada am (3.6) representa um compensador do tipo PI (Proporcional Integral), enquanto que em (3.5) existe um pólo na origem e um zero no semi-plano direito do lugar das raízes.

Com o uso da Técnica de Desacoplamento Dinâmico, um sistema multivariável transforma-se em dois sistemas monovariáveis desacoplados, nos quais, técnicas de controle clássico podem ser aplicadas para controlar as duas tensões das saídas em duas malhas independentes. A figura 3.3 apresenta o diagrama de blocos do Conversor Duplo **Boost** e o pré-compensador.

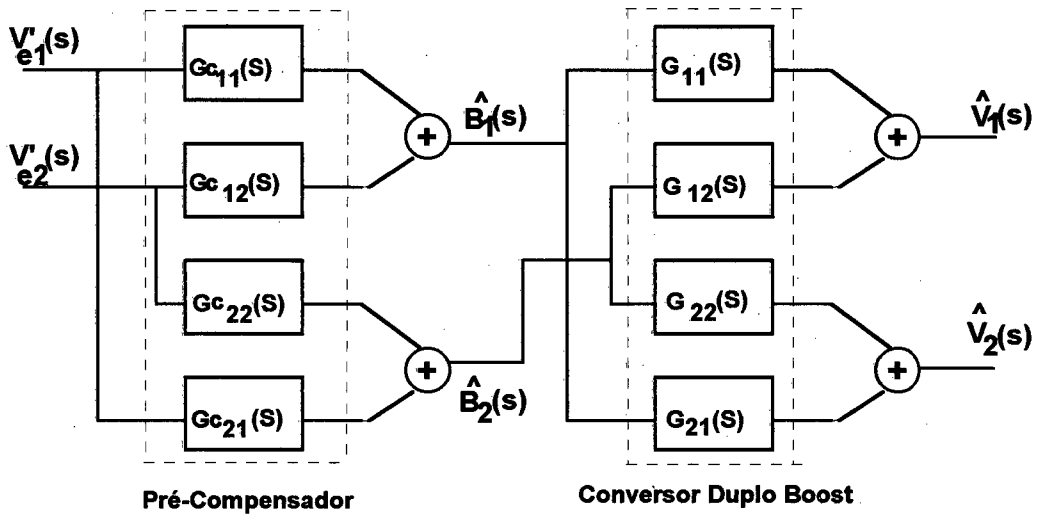


Figura 3.3 - Pré-compensador e Conversor Duplo Boost.

As grandezas  $\hat{V}_{e1}'(s)$  e  $\hat{V}_{e2}'(s)$  correspondem ao erro de tensão enquanto que  $\hat{B}_1(s)$  e  $\hat{B}_2(s)$  representam o sinal que irá compor a corrente de referência.

As malhas de tensão e corrente possuem constantes de tempo distintas; a de corrente por estar no laço interno, deve possuir constantes menores, portanto, mais rápida. Desta forma, pode-se isolar a malha de tensão para que se verifique em malha fechada o Desacoplamento Dinâmico, como mostra a figura 3.4.

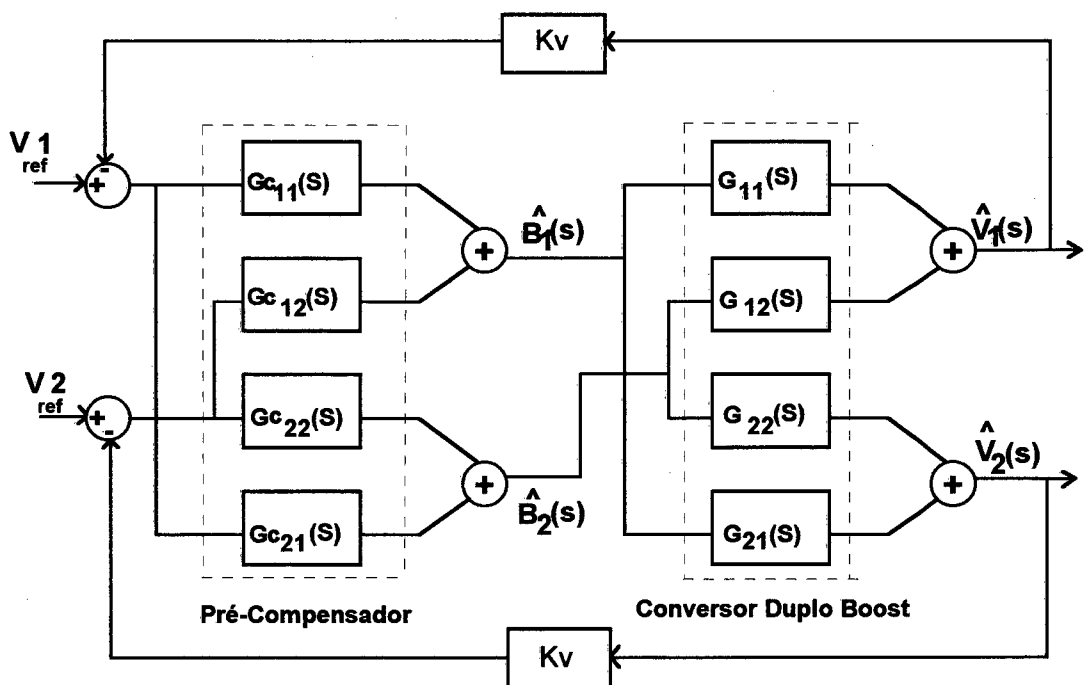


Figura 3.4 - Malha fechada de tensão.

Com o objetivo de se obter dois sistemas monovariáveis independentes, deve-se realizar as devidas multiplicações matriciais como mostra a expressão (3.7).

$$\begin{bmatrix} \hat{V}_1(s) \\ \hat{V}_2(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G_{11}(s) & G_{12}(s) \\ G_{21}(s) & G_{22}(s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} G_{c11}(s) & G_{c12}(s) \\ G_{c21}(s) & G_{c22}(s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{ref1} - \hat{V}_1(s)K_v \\ V_{ref2} - \hat{V}_2(s)K_v \end{bmatrix} \quad (3.7)$$

Substituindo-se os elementos da matriz e realizando-se as devidas multiplicações, resulta:

$$\begin{bmatrix} \hat{V}_1(s) \\ \hat{V}_2(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{K}{s(as^2 + bs + 1)} & 0 \\ 0 & \frac{K}{s(as^2 + bs + 1)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{ref1} - \hat{V}_1(s)K_v \\ V_{ref2} - \hat{V}_2(s)K_v \end{bmatrix} \quad (3.8)$$

Dois sistemas desacoplados ficam evidenciados na expressão (3.8), podendo ser apresentados em diagrama de blocos da figura 3.5.

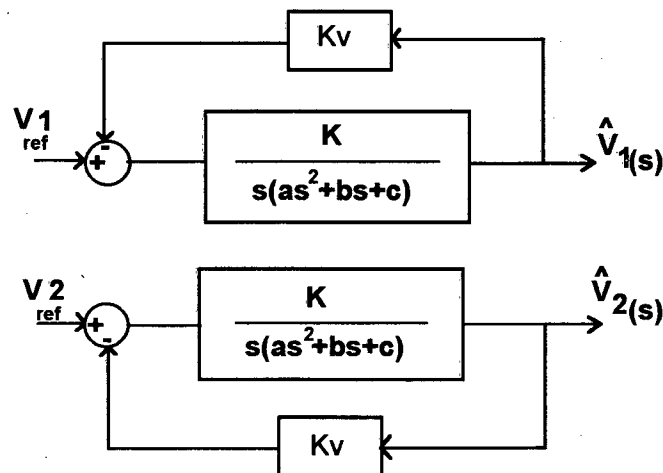


Figura 3.5 - Sistemas desacoplados.

O objetivo de se encontrar um compensador capaz de tornar as saídas independentes foi atingido. Os sistemas podem agora ser tratados na forma convencional. Cabe ressaltar, que a eliminação do erro em regime permanente é naturalmente efetuado devido à presença do pólo na origem intrínseco ao Conversor Duplo **Boost**.

Assim, em regime permanente as tensões resultam em:

$$\lim_{s \rightarrow 0} \left( \frac{\hat{V}_1(s)}{V_{ref1}(s)} \right) = \frac{1}{K_v} \quad (3.9)$$

$$\lim_{s \rightarrow 0} \left( \frac{\hat{V}_2(s)}{V_{ref2}(s)} \right) = \frac{1}{K_v} \quad (3.10)$$

### 3.4. - COMPENSADOR PARA A CORRENTE

O controlador de corrente deve forçar a corrente na entrada do conversor a ter a mesma forma da tensão da rede retificada. No capítulo anterior, foi mostrado que o modelo de corrente varia a cada ponto de operação D. Porém, também foi constatado que na região da frequência de cruzamento por zero do diagrama de bode, os modelos para razões cíclicas distintas conferem com o modelo simplificado. Por ser na situação  $D=0$  àquela em que o conversor processa maior quantidade de energia ( $V_{imáx}$ ) e o sistema possuir um regime oscilatório em maior grau [7], este será o ponto para que se coloque valores numéricos na expressão da corrente e seja projetado o compensador.

A expressão para a corrente com os devidos valores numéricos resulta em:

$$\hat{I}(s) = 306466 \frac{(s + 39.84)}{s^2 + 909.77s + 3070180} \hat{d}_1(s) + 306466 \frac{(s + 39.84)}{s^2 + 909.77s + 3070180} \hat{d}_2(s) \quad (3.11)$$

Enquanto que para o modelo simplificado:

$$\hat{I}(s) = \frac{307692}{s} \hat{d}_1(s) + \frac{307692}{s} \hat{d}_2(s) \quad (3.12)$$

A corrente é formada por duas parcelas, cada uma com a contribuição de uma razão cíclica. Naturalmente, deve-se projetar duas malhas de corrente distintas, cada uma contendo seu próprio compensador.

O compensador escolhido foi o do tipo PI [7], que possui a seguinte forma:

$$G_{ci}(s) = K_p \left( \frac{s + z_c}{s} \right) \quad (3.13)$$

Para que se garanta uma margem de fase segura, a frequência de cruzamento por zero ( $\omega_{cc}$  rad/s) deve ficar uma década abaixo da frequência de chaveamento. Desta forma aloca-se o zero ( $z_c$ ) na posição  $f_s/10$  Hz ou  $\omega_s/10$  rad/s. Desta forma, o zero se encontra na frequência de 7kHz ou 44000 rad/s. É necessário ainda determinar o ganho  $K_p$ , que será efetuado usando-se a condição de módulo para a frequência de cruzamento por zero  $\omega_{cc}$ .

$$\left| K_p \frac{(j\omega_{cc} + 44000)}{j\omega_{cc}} \right| \left| \frac{307692}{j\omega_{cc}} \right| = 1 \quad (3.14)$$

Resultando num ganho  $K_p=0.1011$ .

A estrutura em diagrama de blocos para o sistema compensado para a corrente é representado na figura que segue:

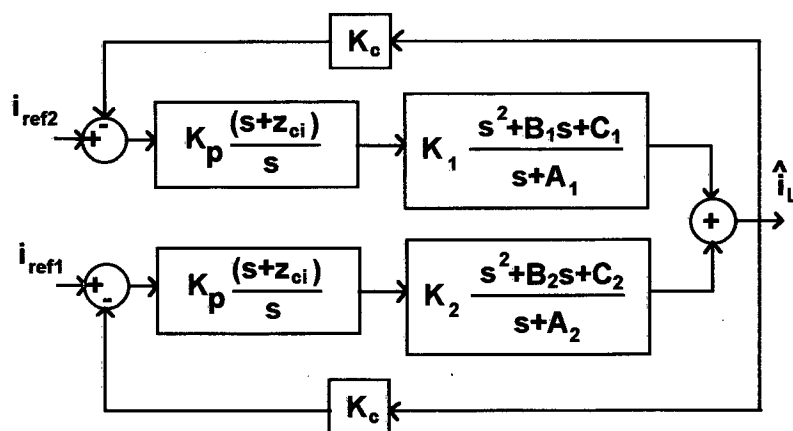


Figura 3.6 - Sistema compensado para a corrente.

O diagrama de bode apresentado a seguir mostra o módulo e fase de malha aberta para  $G(s)G_c(s)H_e(s)$ , sendo  $H_e(s)$  zeros introduzidos pelo efeito de chaveamento apresentado em [8]. Percebe-se que a compensação fornece margem de fase positiva, logo o sistema é estável.

$$H_e(s) = \frac{s^2}{(\pi f_s)^2} - \frac{s}{2f_s} + 1 \quad (3.25)$$

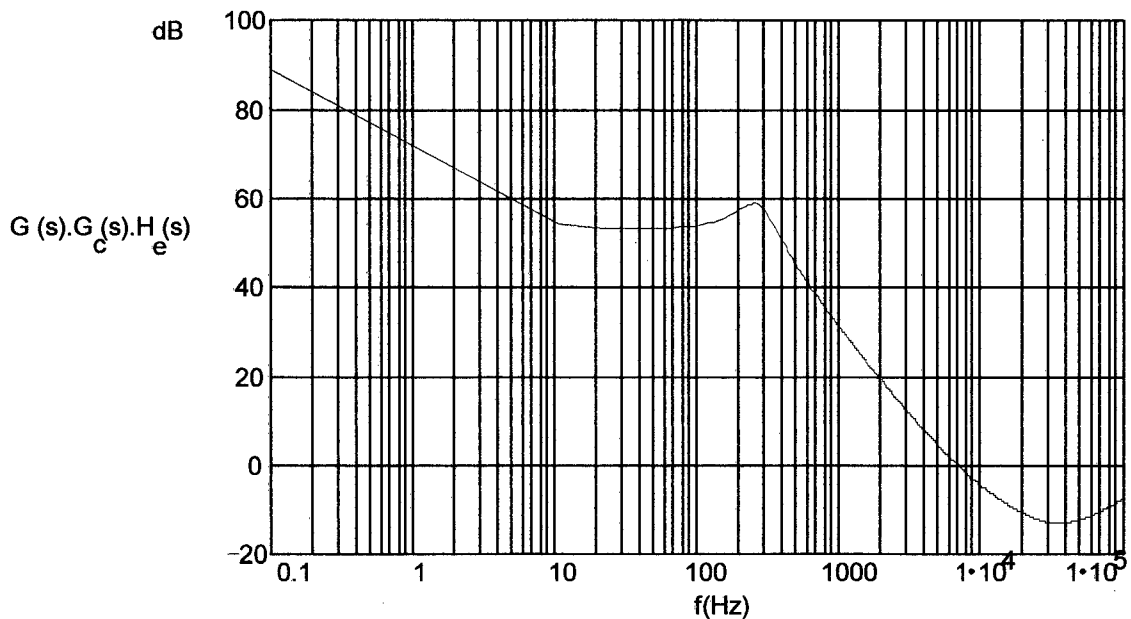


Figura 3.7 - Diagrama de bode para o ganho da malha de corrente compensada.

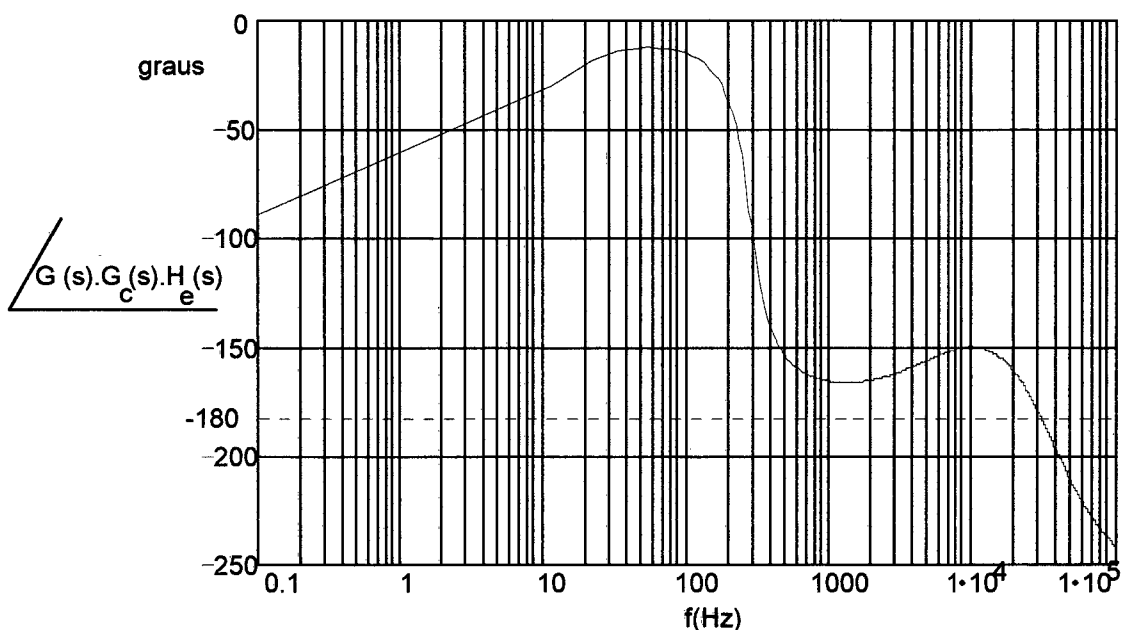


Figura 3.7 - Diagrama de bode para a fase da malha de corrente compensada.



Determinados os modos pelos quais corrente e tensão serão compensados, resta unir estas estratégias num único sistema capaz de corrigir o fator de potência com o uso do controle por corrente média. O diagrama apresentado na figura 3.8, corresponde ao esquema básico que representa a relação entre as malhas, que servirá de guia para o projeto efetivo e detalhado do sistema em etapa posterior.

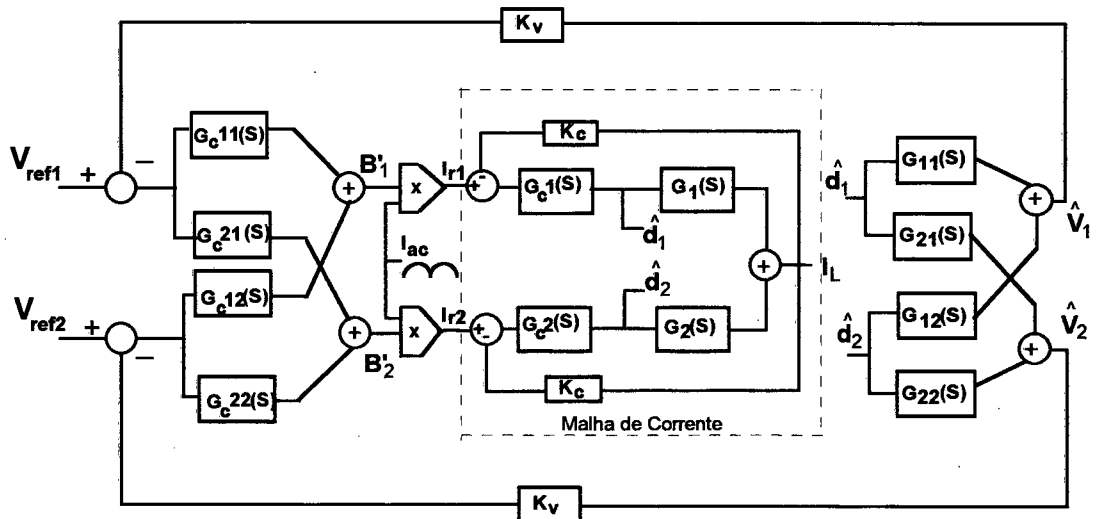


Figura 3.8 - Esquema básico para o Conversor Duplo **Boost** na correção do fator de potência.

### 3.5. - CONCLUSÃO

Neste capítulo, efetuou-se o projeto das malhas de tensão e corrente para o Conversor Duplo **Boost**.

No capítulo 2, foi verificado que as saídas de tensão possuem forte acoplamento com relação às razões cíclicas. Usando-se o Método do Desacoplamento Dinâmico, ficou demonstrado matematicamente que, são obtidas duas saídas de tensão independentes entre si, estando sujeitas apenas as suas respectivas referências. O compensador apresentou a capacidade de controlar, em malhas independentes, os sinais PWM para as chaves.

Quanto à malha de corrente, o objetivo desta é permitir uma corrente que siga a referência senoidal retificada, utilizando-se assim dois laços distintos, tendo em cada um deles um compensador do tipo PI.

## CAPÍTULO 4

### PROJETO DOS CIRCUITOS DE CONTROLE, COMANDO E ESTÁGIO DE POTÊNCIA

#### 4.1. - INTRODUÇÃO

Através de modelos matemáticos, o Conversor Duplo **Boost** em CCM, teve seu comportamento descrito e compensadores projetados. No presente capítulo, busca-se o projeto físico do controle, assim como o circuito de comando e estágio de potência, valendo-se de todas as informações necessárias contidas nos capítulos anteriores, manuais de componentes e outros trabalhos.

Quanto as especificações do conversor, elas são as seguintes:

Potência de saída ( $P_o$ ) =1600W

Tensão total de saída ( $V_o$ )=400V

Tensão de entrada eficaz ( $V_{ief}$ )=220V  $\pm$  15%

Tensão em cada uma das saídas ( $V_1$ )=( $V_2$ )=200V

Frequência de chaveamento ( $f_s$ )=70kHz

Rendimento ( $\eta$ )=0.95

#### 4.2. - PROJETO DO CIRCUITO DE CONTROLE

O circuito de controle possui duas fases distintas; sendo a primeira delas a execução do desacoplamento das tensões de saída com Amplificadores Operacionais (AMPOP's) e, como outra etapa, o uso do circuito integrado Unitrode UC3854, desenvolvidos especialmente para correção do fator de potência.

#### 4.2.1. - CIRCUITO DE DESACOPLAMENTO DAS TENSÕES

Normalmente, em conversores Boost convencionais, a compensação de tensão é realizada com o próprio UC3854. Este trabalho apresenta um conversor com topologia modificada. Não existe um único circuito integrado (CI) capaz de realizar o desacoplamento das tensões e proporcionar a correção do fator de potência. Desta forma, necessita-se fazer adaptações, ou seja, realizar a compensação de tensão com AMPOP's.

A figura 4.1 apresenta a configuração básica de um AMPOP operando no modo inversor, onde  $Z_1$  e  $Z_2$  são impedâncias colocadas externamente com o objetivo de fornecer um ganho ou compor uma função de transferência, como mostra a relação (4.1).

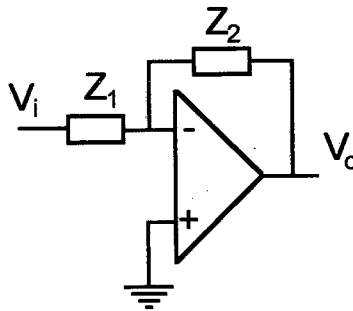


Figura 4.1 - Amplificador operacional Inversor.

$$\frac{V_o(s)}{V_i(s)} = -\frac{Z_2}{Z_1} \quad (4.1)$$

Substituindo-se os valores dos componentes, a matriz de compensação (3.4) resulta em:

$$[H] = \begin{bmatrix} \frac{(s-20)}{80s} & \frac{(s+20)}{80s} \\ \frac{(s+20)}{80s} & -\frac{(s-20)}{80s} \end{bmatrix} \quad (4.2)$$

No que tange a implementação prática, os elementos  $G_{12}(s)$  e  $G_{21}(s)$  correspondem a compensadores do tipo PI, enquanto que os elementos  $G_{11}(s)$  e  $G_{22}(s)$  apresentam um zero no semi-plano direito, portanto, impossível a implementação em um único estágio, sendo necessário formar estes elementos com um arranjo de AMPOP's [2] como mostra a figura 4.2.

No estágio  $A_1$ , efetua-se uma integração; em  $A_2$  apenas é inserido um ganho; no amplificador  $A_3$  efetua-se uma subtração para alocar o zero no semi-plano direito do lugar das raízes.

Para a formação dos elementos  $G_{12}(s)$  e  $G_{21}(s)$  são aproveitados os estágios  $A_1$  e  $A_2$ , realizando-se uma soma dos sinais oriundos destes amplificadores em  $A_4$ , formando o compensador do tipo PI.

Com a finalidade de tornar o compensador mais rápido em sua resposta foi acrescentado um ganho de 10 vezes na malha, sendo este acréscimo devidamente testado e apresentado em simulações na seqüência.

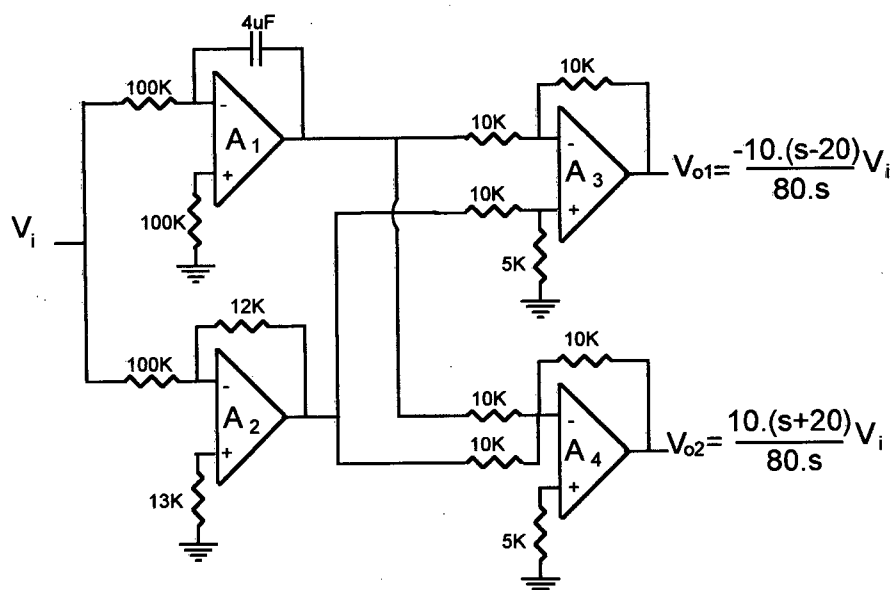


Figura 4.2 - Obtenção dos compensadores.

O esquema completo da compensação de tensão ainda contém:

- geração das tensões de referência;
- medida das tensões de saída com o uso de divisores resistivos;
- comparação das referências individuais de tensão com os sinais medidos e geração do erro;
- ajuste do sinal compensado para anular a referência interna de tensão do UC3854.

O Circuito Integrado UC3854 possui internamente um compensador de tensão com referência de 7.5V. Deseja-se implementar duas malhas de tensão independentes, logo, estas devem fornecer ao CI o sinal já compensado ( $V_B$ ), necessita-se com isso, anular o compensador interno ao UC3854. Este arranjo é realizado como mostra a figura 4.3.

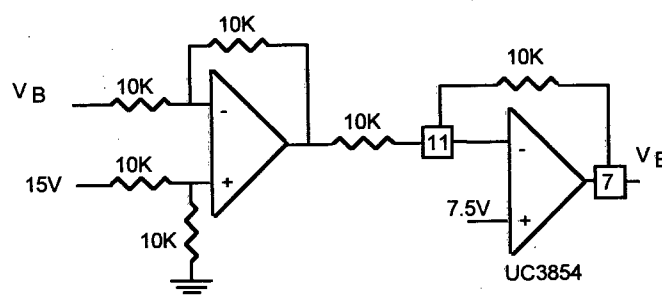


Figura 4.3 - Ajuste do sinal de compensação de tensão  $V_B$  para o UC3854.

O esquema completo para a compensação de tensão é apresentado na figura 4.4.

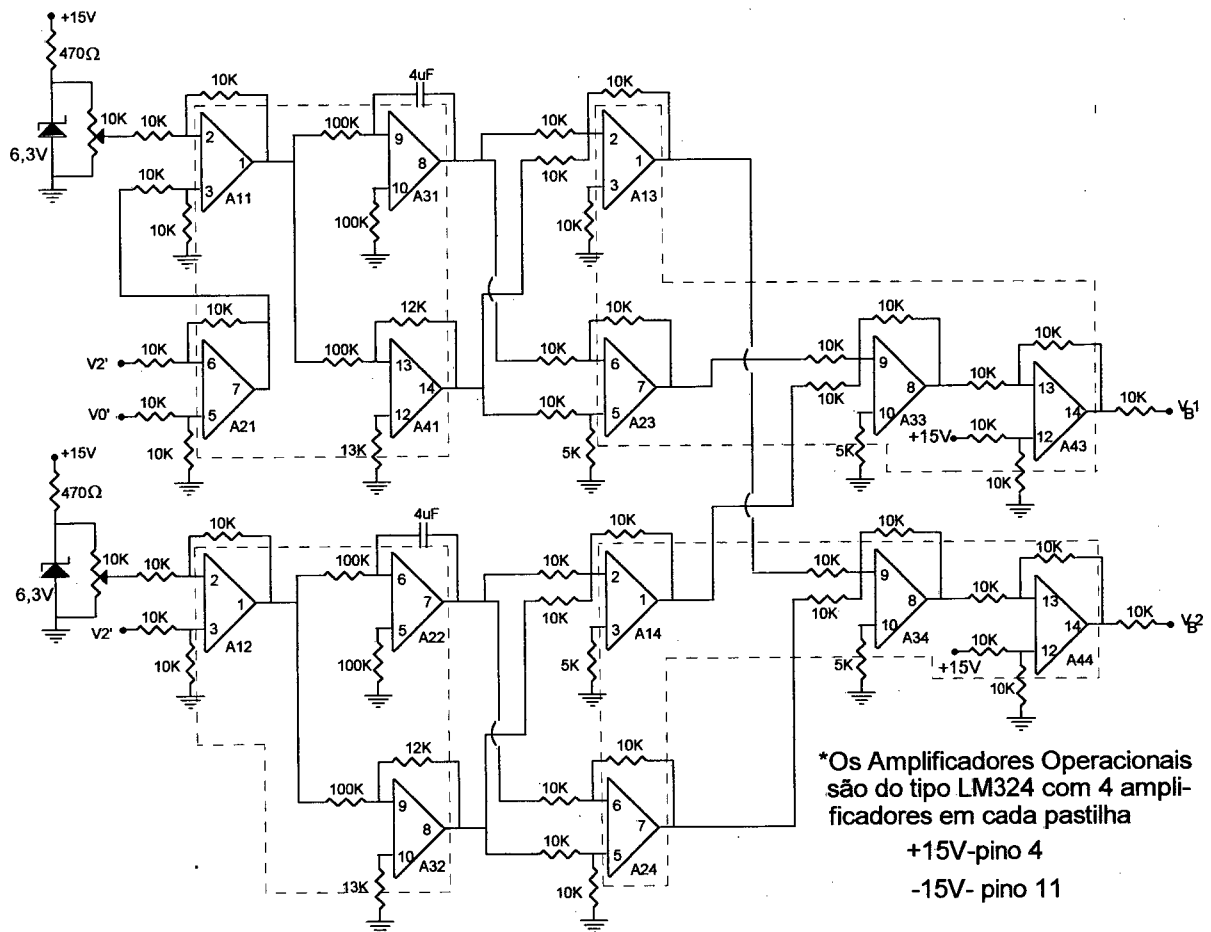


Figura 4.4 - Esquema completo da compensação de tensão.

#### 4.2.2. - CONTROLE DA CORREÇÃO DO FATOR DE POTÊNCIA

O controle do fator de potência é realizado efetivamente pelo Circuito Integrado UC3854.

Com a malha de tensão atuando, variações de carga são sentidas e a referência de corrente varia para que esta mude de valor, o mesmo ocorrendo para variações na tensão de entrada.

#### 4.2.2.1. - COMPENSAÇÃO DE CORRENTE

A saída do multiplicador do UC3854 (pino 5) fornece uma corrente de referência senoidal retificada que irá conformar corrente na entrada. A corrente no estágio de potência é amostrada através de um sensor de Efeito **Hall**, neste caso não será usado resistor **shunt**, devido a diferentes referências de terra. Após comparados os sinais de corrente, o sinal resultante é compensado com o uso do compensador do tipo PI escolhido no capítulo anterior, que, substituindo valores, é apresentado na expressão (4.3)

$$G_{ci}(s) = 0.1011 \left( \frac{s + 44000}{s} \right) \quad (4.3)$$

Deve ser levado em consideração ganhos da malha ainda não considerados, como o ganho introduzido pelo sensor de Efeito **Hall** ( $K_{EH}=0.1$ ) [10], pois usa-se uma relação de transformação de corrente de primário-secundário de 1000:1, e, esta corrente amostrada gera uma tensão sobre o resistor  $R_{SH}(100\Omega)$ . Considerando-se ainda o ganho da comparação do sinal da saída do compensador de corrente com a rampa de amplitude 5.5V ( $K_R=1/5.5$ ). Logo, o ganho do compensador é dado pela expressão (4.4).

$$K_c = 0.1011 \frac{K_R}{K_{EH}} \quad (4.4)$$

Desta forma, o ganho do compensador pode ser admitido como  $K_c=0.1$ . O circuito de compensação de corrente é apresentado na figura 4.5, onde a expressão literal para o compensador é descrita em (4.5).

$$G_c(s) = \frac{R_3 + R_2}{R_2} \left[ \frac{s + \frac{1}{C_1(R_2 + R_3)}}{s} \right] \quad (4.5)$$

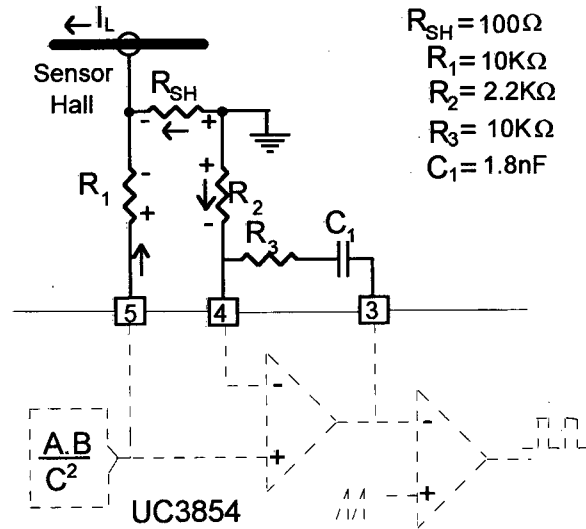


Figura 4.5 - Circuito de compensação de corrente usando o UC3854.

#### 4.2.2.2. - CORRENTE PROGRAMADA DE REFERÊNCIA

A corrente de referência fornecida pelo pino 5 do UC3854 é gerada pelo circuito multiplicador que possui três entradas: a corrente que determina o formato de corrente ( $I_{ac}$ ) no pino 6; a tensão que amostra o valor eficaz da rede ( $V_{ff}$ ) no pino 8 e a tensão já compensada no pino 7, a qual denominamos  $V_B$ .

A expressão para a corrente programada é dada por:

$$I_{ref} = \frac{K_m I_{ac} (V_B - 1)}{V_{ff}^2} \quad (4.6)$$

Onde  $K_m$  representa a constante do multiplicador, de valor igual a 1.

A corrente de referência deve ter seu valor limitado. Isto é feito através do resistor  $R_{set}$  ligado ao pino 12. Recomenda-se a adoção do valor máximo desta corrente drenada a partir do pino 5 em  $250\mu A$ . Usando-se a relação a seguir é determinado  $R_{set}$ .

$$R_{set} = \frac{3.75}{I_{ref(max)}} = 15K\Omega \quad (4.7)$$



O circuito de controle está referido ao terra da carga do conversor Duplo **Boost**, não sendo possível a amostra da rede na entrada do conversor. Desta forma, tanto  $I_{ac}$  como  $V_{ff}$  serão obtidos pela amostragem de uma forma de tensão senoidal oriunda do mesmo transformador que alimentará o circuito de controle e comando, cujo valor de projeto é de 20 volts eficazes.

Seguindo recomendações práticas, a corrente  $I_{ac}$  deve ter um valor máximo de  $600\mu A$ , desta forma, o resistor ( $R_{vac}$ ) ligado ao pino 6 é obtido por:

$$R_{vac} = \frac{V_{p(máx)}}{i_{ac(máx)}} = \frac{28V(1,15)}{600\mu A} = 56K\Omega \quad (4.8)$$

Para propiciar a operação, mesmo quando  $V_{in}=0$ , um resistor ( $R_b$ ) deve ligar o pino 6, que possui 6V, até a tensão de referência fornecida pelo CI no pino 9. Este resistor deve ter um valor de  $R_{vac}/4$ . Sendo portanto  $R_b=13K\Omega$ .

A tensão  $V_{ff}$  é obtida utilizando-se um filtro de segunda ordem, obtendo-se assim um sinal CC proporcional à tensão eficaz amostrada da rede. O circuito que realiza esta operação está apresentado na figura 4.6.

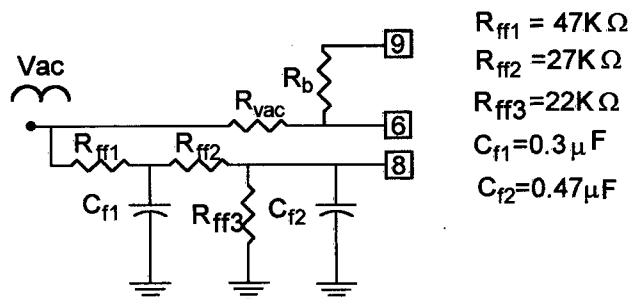


Figura 4.6 - Circuito para gerar  $V_{ff}$  e  $I_{ac}$ .

#### 4.2.2.3. - GERAÇÃO DA FREQUÊNCIA DE CHAVEAMENTO E SINCRONISMO DOS UC's 3854

A frequência de chaveamento foi escolhida como sendo de 70kHz. Este valor é ajustado com a escolha do capacitor  $C_T$  a ser ligado no pino 14.

$$C_T = \frac{1,25}{f_s R_{set}} \quad (4.9)$$

Atribuindo-se valores para  $f_s=70\text{kHz}$  e  $R_{set}=15\text{K}\Omega$ ;  $C_T=1.2\text{nF}$ .

Devido ao fato de se trabalhar com um par de UC3854, a geração das rampas (pino 14) precisa estar sincronizada, bastando para isto unir os referidos pinos dos CI's.

#### 4.2.2.4. - SOFT START

O capacitor  $C_{ss}$  determina o tempo em que a tensão de referência, partindo de zero, atinge o seu valor nominal. Considerando-se que o tempo de 1 segundo é adequado e que a fonte de corrente interna ao CI fornece uma corrente constante de  $7\mu\text{A}$  para que o capacitor atinja a tensão de  $7.5\text{V}$ . Escolhe-se portanto  $C_{ss}=1\mu\text{F}$ .

#### 4.3. - CIRCUITO DE COMANDO

O circuito de controle, anteriormente apresentado, não está referido ao referencial de terra das chaves, não podendo, deste modo, comandar diretamente os MOSFETs. Necessita-se utilizar um comando isolado e referido ao potencial das chaves.

Devido fato de que a razão cíclica varia numa larga faixa de valores ( $0.2 < D < 1$ ), fica inviabilizado o uso de transformadores de pulsos. A solução adotada consiste no uso de optoacopladores HP2601 [12].

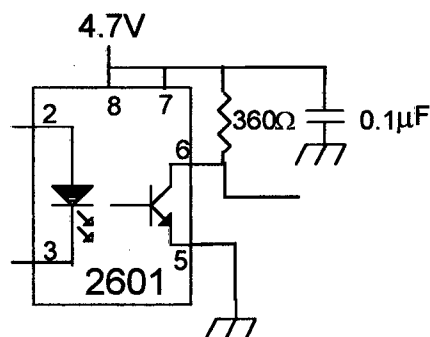


Figura 4.7 - Acoplador Óptico HP2601

As chaves possuem os terminais **SOURCE** em potenciais distintos, que em condição nominal atingirá 200V quando estas não estiverem em condução. Desta forma, além dos acopladores ópticos, se faz necessário o uso de um circuito que condicione os pulsos para as chaves em potenciais distintos. Utiliza-se para esta tarefa os CI's IR2110. Este componente possui como entrada dois canais independentes que recebem os pulsos oriundos do circuito de controle e emite em duas saídas os pulsos em potenciais distintos, que segundo o fabricante [12], podem atingir 500V.

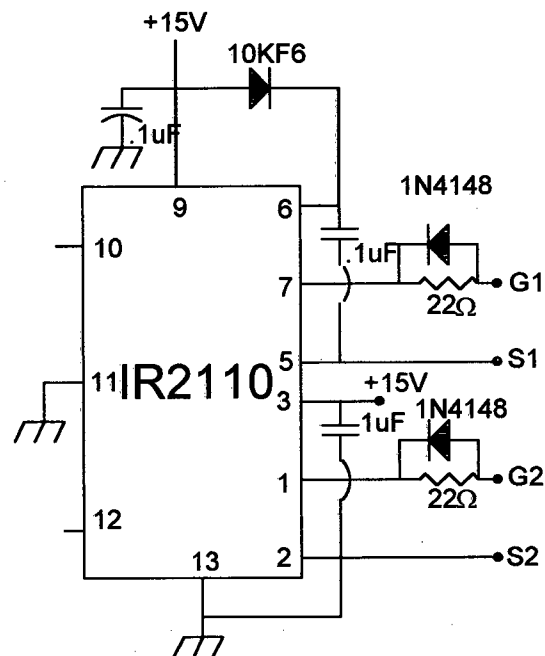


Figura 4.8 - IR2110.

A figura 4.9 apresenta o esquema elétrico completo contendo os UC's3854 com os devidos componentes externos e o circuito de comando isolado.

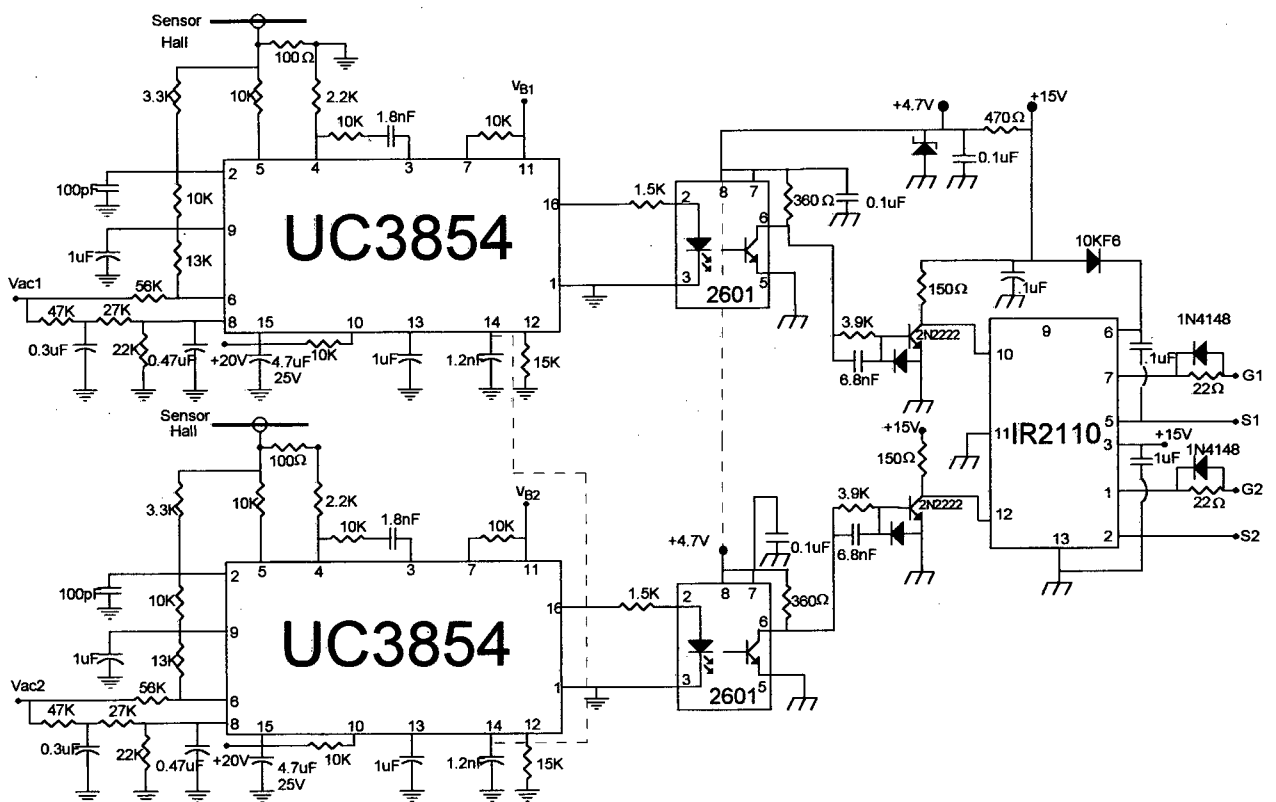


Figura 4.9 - Circuitos de controle do FP e comando.

#### 4.4. - ESTÁGIO DE POTÊNCIA

Para realizar o projeto do estágio de potência, alguns cálculos preliminares se fazem necessários [9].

Corrente Eficaz de Entrada:

$$I_{i_{ef}} = \frac{P_o}{\eta V_{i_{ef}}} = \frac{1600W}{0,95 \cdot 220V} = 7,65A$$

Corrente Eficaz Máxima de Entrada:

$$I_{i_{ef(max)}} = \frac{P_o}{\eta V_{i_{ef(min)}}} = \frac{1600W}{0,95 \cdot (220V \cdot 0,85)} = 9A$$

Corrente de Pico de Entrada:

$$I_p = \sqrt{2} I_{i_{ef}} = \sqrt{2} \cdot 7,65 = 10,81A$$

Corrente de pico máxima:

$$I_{p(max)} = \sqrt{2} I_{i_{ef(max)}} = \sqrt{2} \cdot 9 = 12,72A$$

#### 4.4.1. - PROJETO DO INDUTOR

O valor dos indutores foi calculado no capítulo 1,  $L_1=L_2=325\mu\text{H}$ . O núcleo é calculado usando-se a expressão (1.33), onde a indução máxima ( $B_{\text{máx}}$ ) vale 0,25 Tesla e a densidade de corrente máxima vale  $300\text{A}/\text{cm}^2$ .

$$A_e A_w = \frac{325 \cdot 10^{-6} \cdot 12,7 \cdot 9}{0,7 \cdot 0,25 \cdot 300} 10^4 \text{ cm}^4 = 7 \text{ cm}^4$$

Recomenda-se o uso do núcleo EE-55 IP6 da THORNTON, com os seguintes parâmetros:  $A_e=3,54\text{cm}^2$      $A_w=2,50\text{cm}^2$      $A_e A_w=8,85\text{cm}^4$

O número de espiras, entreferro e bitola dos fios são determinados:

$$N = \frac{325 \cdot 10^{-6} \cdot 12,7}{0,25 \cdot 3,54} 10^4 = 47 \text{ espiras}$$

$$l_g = \frac{47^2 \cdot 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot 3,54}{325 \cdot 10^{-6}} 10^{-2} = 0,3 \text{ cm}$$

$$\otimes L = \frac{9 \text{ A}}{300 \frac{\text{A}}{\text{cm}^2}} = 0,03 \text{ cm}^2$$

Usa-se dois fios //15AWG.

#### 4.4.2. - ESCOLHA DAS CHAVES

Usando-se a equação (1.26), a corrente eficaz máxima nas chaves resulta:

$$I_{\text{sef(máx)}} = \sqrt{9^2 - \left( 0,612 \frac{0,85 \cdot 220 \cdot \sqrt{2} \cdot 12,72}{400} \right)^2} = 7,38 \text{ A}$$

A corrente de pico máxima sobre as chaves é a mesma da entrada e a tensão máxima sobre cada chave vale:  $V_{s(\text{máx})}=200\text{V}$ .

Os **MOSFET's** escolhidos são da International Rectifier IRFP460 [13] com os seguintes parâmetros:

$V_{DS(máx)} = 500V$ ;  $I_{S(md)} = 12A$  ( $100^{\circ}C$ );  $t_r = 81ns$ ;  $t_f = 65ns$ ;  $R_{thJC} = 0,50^{\circ}C/W$ ;  $R_{DSon} = 0,46\Omega$  ( $100^{\circ}C$ )

#### 4.4.3. - ESCOLHA DOS DIODOS

Segundo a expressão (1.22) a corrente média nos diodos vale:

$$I_{D_{med}} = \frac{400}{100} = 4A$$

A tensão reversa sobre cada diodo:  $V_{REV} = 200V$ .

Escolhe-se o diodo ultra-fast da Motorola MUR850, com os seguintes dados de catálogo:

$I_{Dmd} = 8A$ ;  $V_{rev(máx)} = 500V$ ;  $I_{D(máx)} = 16A$ ;  $t_{rr} = 60ns$ ;  $R_{thJC} = 2^{\circ}C/W$ ;  
 $V_D = 1,5V$  ( $25^{\circ}C$ ).

As chaves e os diodos disponíveis suportam uma tensão acima de 200V, o que vem em favor da segurança, por se tratar de um protótipo.

#### 4.4.4. - CIRCUITO SNUBBER

Com a finalidade de reduzir a dissipação de potência sobre as chaves, utiliza-se o circuito snubber com os elementos: Capacitor ( $C_S$ ); Resistor ( $R_S$ ) e diodo MUR850.

Utilizando-se as expressões contidas em [5], obtém-se:

$$C_S = 3.3nF$$

$$R_S = 100\Omega$$

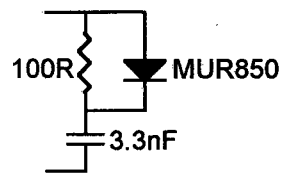


figura 4.10 - Circuito Snubber

A potência dissipada no resistor  $R_S$  é expressa por:

$$P_R = \frac{1}{2} C_S V_S^2 f_s = 4,62W \quad (4.10)$$

Sendo  $V_S$  a tensão sobre a chave.

Escolhe-se  $R_S = 100\Omega / 10W$

#### 4.4.5. - DIMENSIONAMENTO DO DISSIPADOR

##### 4.4.5.1. - PERDAS EM CADA MOSFET

Perda em condução:

$$P_{S_{cond}} = R_{DS_{on}} I_{S_{ef(máx)}}^2 \quad (4.11)$$

Sendo  $R_{DS_{on}} = 0,46\Omega$  a  $100^\circ C$ ;

$$P_{S_{cond}} = 25W$$

Perda em comutação:

$$P_{S_{comut}} = \frac{f_s}{2} (t_f + t_r) i_p \cdot \frac{2}{\pi} V_{DS_{off}} \quad (4.12)$$

$$P_{S_{comut}} = 8,27W$$

#### 4.4.5.2. - PERDAS EM CADA DIODO

Perda em condução:

$$P_{D_{\text{cond}}} = V_D I_{D_{\text{md}}} \quad (4.13)$$

$$P_{D_{\text{cond}}} = 6\text{W}$$

As perdas de comutação dos diodos são desprezadas devido ao pequeno tempo de recuperação dos diodos.

As chaves e diodos serão fixados sobre um mesmo dissipador, admitindo-se uma temperatura ambiente de 40°C e temperatura de junção de 100°C.

O dissipador fica determinado pela expressão (4.14):

$$R_{\text{th}_{\text{DA}}} = \frac{(T_J - T_a)}{P_t} - R_{\text{th}_{\text{JA}}} - R_{\text{th}_{\text{CD}}} \quad (4.14)$$

Sendo;

- $T_J$  : temperaturas de junção;
- $T_a$  : temperatura ambiente;
- $P_t$  : potência total efetivamente transferida ao dissipador, descontando-se a parcela dos snubbers;
- $R_{\text{th}_{\text{JC}}}$  : resistência térmica junção cápsula (adotado o valor para o MOSFET, pois este irradia mais calor)
- $R_{\text{th}_{\text{CD}}}$  : resistência cápsula dissipador (0,2°C/W).

$$R_{\text{th}_{\text{DA}}} = 0,46 \text{ } ^\circ\text{C/W}$$

O esquema elétrico completo do estágio de potência é apresentado na figura 4.11.



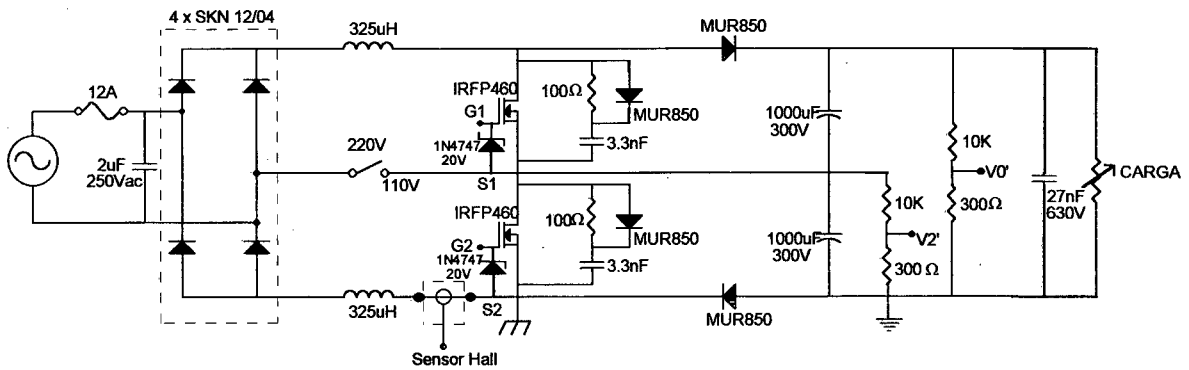


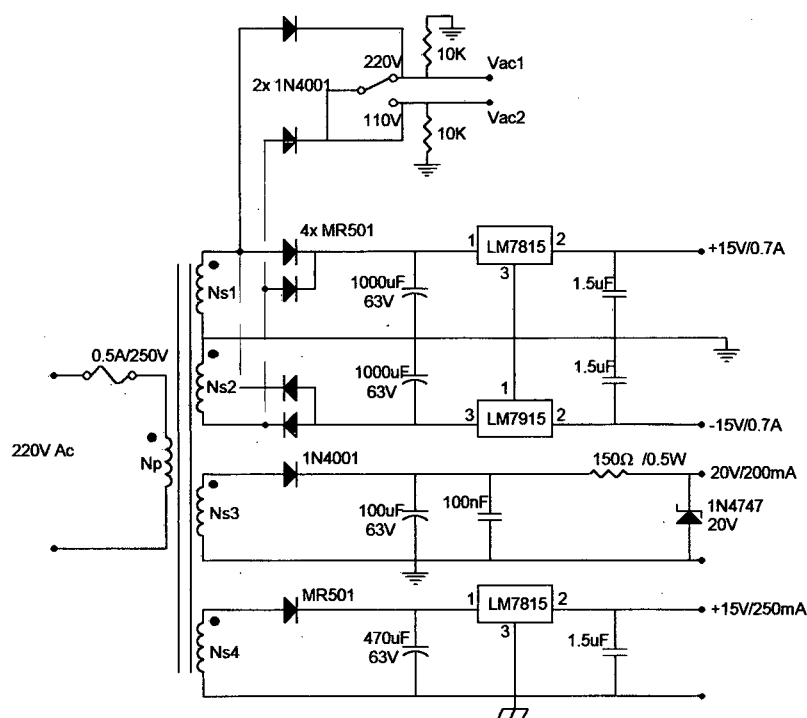
Figura 4.11 - Estágio de potência do Conversor Duplo **Boost**.

#### 4.5. - FONTES DE ALIMENTAÇÃO PARA OS CIRCUITOS DE CONTROLE E COMANDO

O circuito de controle e comando apresentam os seguintes circuitos integrados com as respectivas tensões de alimentação:

- ⇒ 4 x LM324 ( $V_{cc}=+15V, V_{ee}=-15V$ )
- ⇒ 2x UC3824 ( $V_{cc}=+20V$ )
- ⇒ 2x HP2601 ( $V_{cc}=+5V$ )
- ⇒ 1x IR2110 ( $V_{cc}=+15V$ )

Além destes, o sensor de Efeito **Hall** necessita ser alimentado com  $\pm 15V$ .



Np (220V/0.25A) : 1081 espiras-fio 27AWG  
 Ns1 (20V/850mA) : 108 espiras-fio 22AWG  
 Ns2 (20V/850mA) : 108 espiras-fio 22AWG  
 Ns3 (30V/250mA) : 162 espiras-fio 27AWG  
 Ns4 (20V/300mA) : 108 espiras-fio 27AWG

Figura 4.12 - Fontes de alimentação.

#### 4.6. - CONCLUSÃO

Este capítulo teve a preocupação de apresentar os projetos de controle, comando e estágio de potência com algum detalhamento para que, mesmo tratando-se de um trabalho que visa tratar de uma estratégia de controle, forneça descrições de cunho prático para os problemas e soluções na implementação de tal estratégia.

Dois detalhes merecem um destaque especial na implementação:

- Diferença dos níveis de terra do comando das chaves e a carga, que está no mesmo referencial do controle;
- Compensação da tensão externamente ao UC3854, tendo-se que anular o efeito do compensador intrínseco a este.

## CAPÍTULO 5

### SIMULAÇÕES NUMÉRICAS

#### 5.1. - INTRODUÇÃO

Neste capítulo, são apresentados o resultados de simulações numéricas, utilizando-se para esta tarefa dois programas: VISSIM [14] e PSPICE [15].

O objetivo é demonstrar que o Método do Desacoplamento Dinâmico, aplicado ao Conversor Duplo **Boost**, fornece os resultados esperados, ou seja, permite o controle independente das tensões das saídas.

Será verificado também a compatibilização das malhas, de corrente e tensão, na correção do fator de potência.

#### 5.2. - SIMULAÇÕES

As simulações foram realizadas em um Microcomputador 486DX2-50 MHz.

##### 5.2.1 - RESULTADOS USANDO O PROGRAMA VISSIM

O programa VISSIM permite simular funções de transferência, dando resposta no tempo das grandezas desejadas. Desta forma, os modelos para tensão, corrente e compensadores são colocados no formato de diagrama de blocos como apresentado na figura 5.1.

Os valores numéricos para as funções de transferências são os mesmos aos apresentados anteriormente para uma potência de 1500W, simulando-se desta forma o conversor em condições nominais de operação.

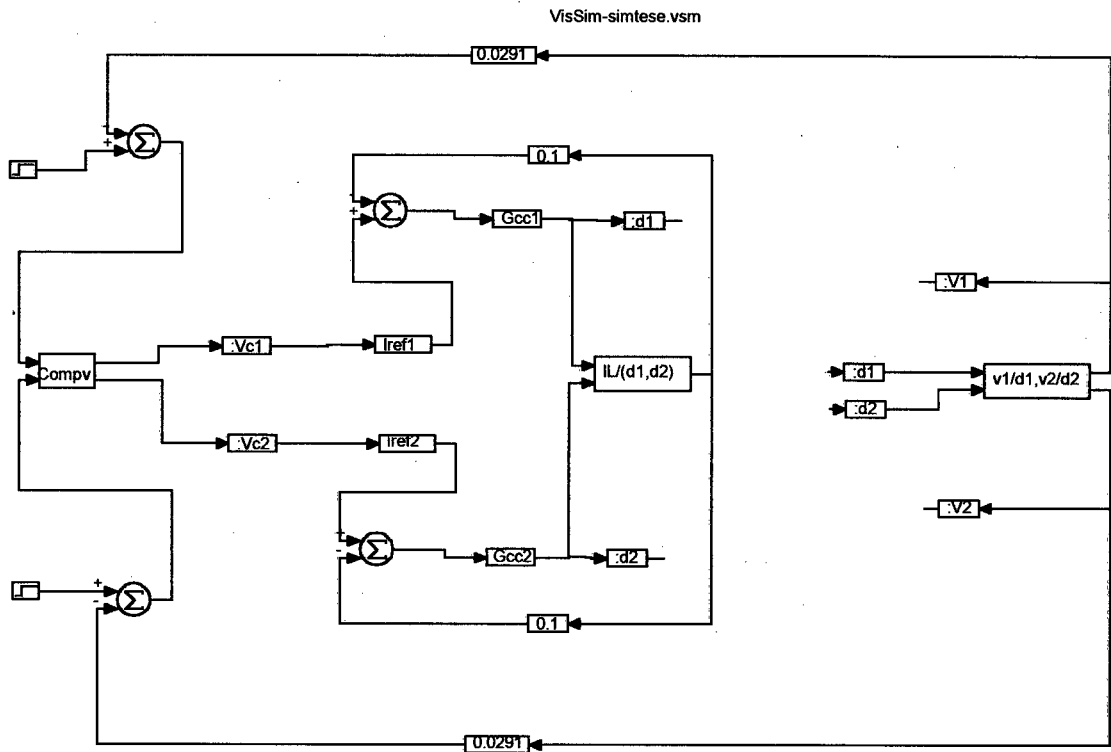


Figura 5.1 - Diagrama de blocos referente ao Conversor Duplo Boost simulado no Programa VISSIM.

**Simulação 1:** a simulação número 1 apresenta situação em que não existem diferenças nas referências de tensão e razões cíclicas.

A figura 5.2 apresenta as saídas de tensão  $V_1$  e  $V_2$ , em regime permanente.

Não existem diferenças entre os valores das tensões.

A ondulação de tensão está dentro da faixa prevista de 2,5% da tensão de cada saída.

A corrente de entrada no conversor é apresentada na figura 5.3.

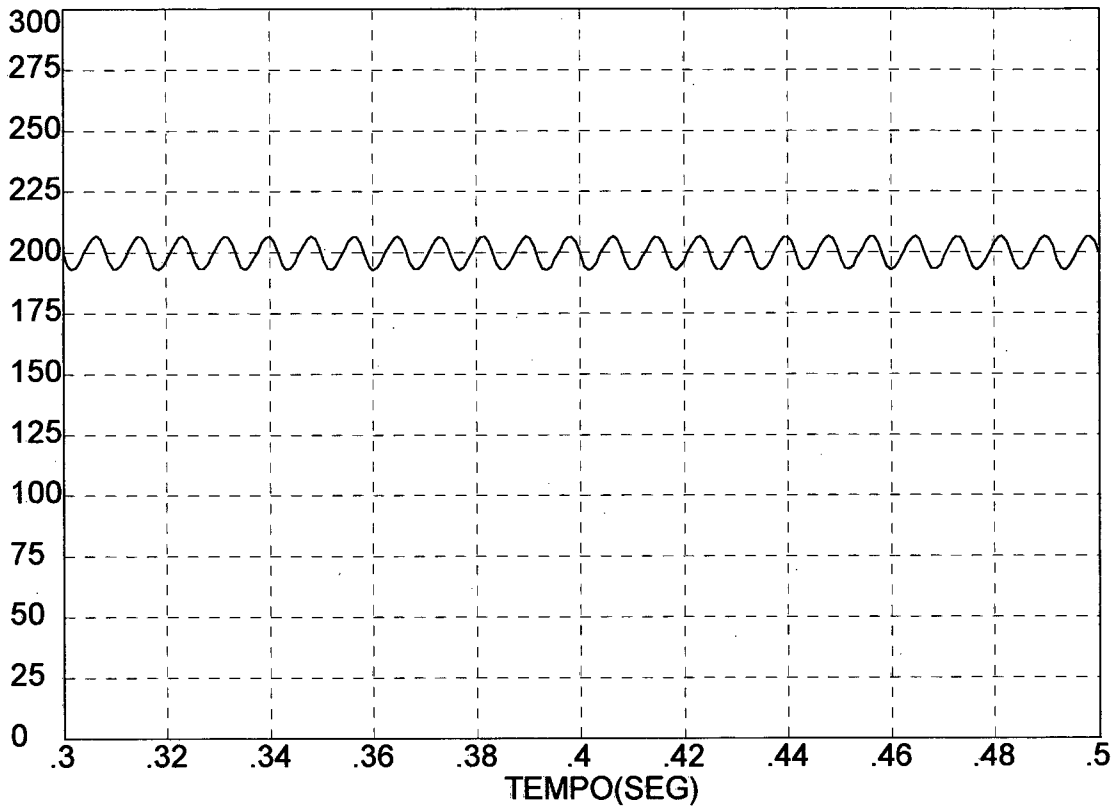


Figura 5.2 - Simulação 1:  $V_1$  e  $V_2$  com referências de tensões e razões cíclicas iguais.

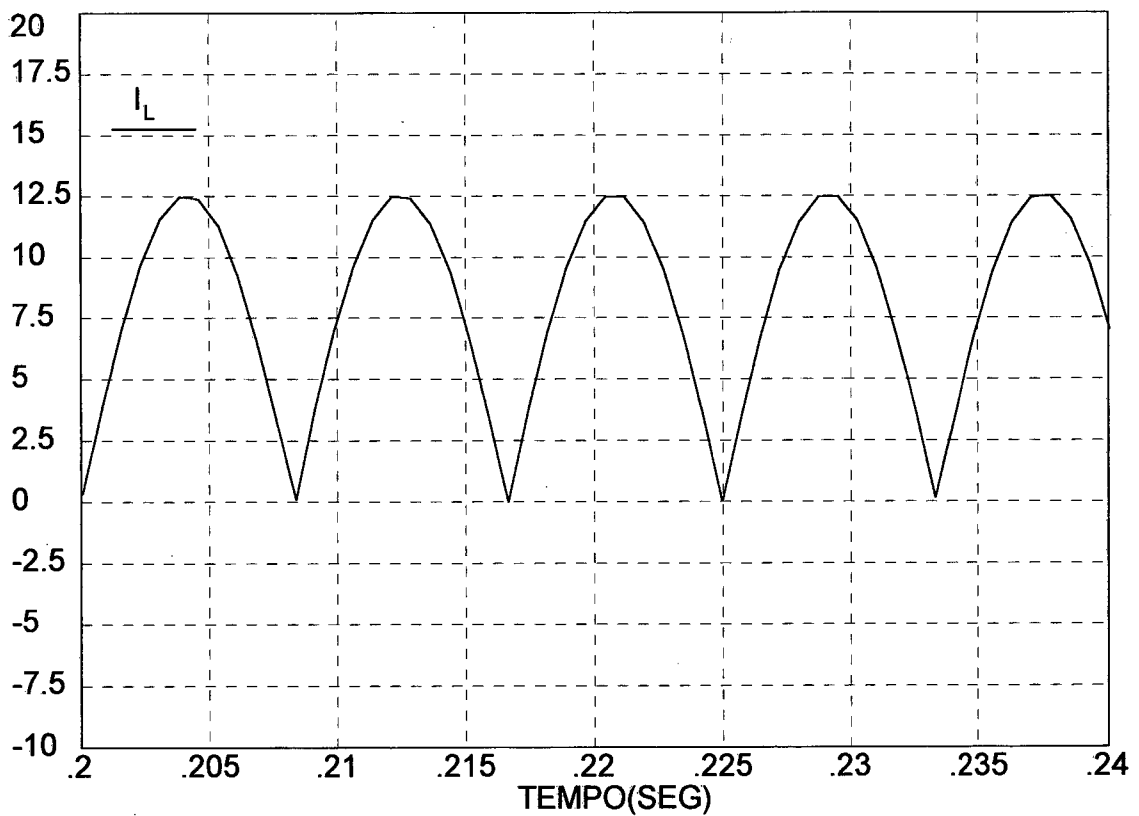


Figura 5.3 - Simulação 1: Corrente na entrada do Conversor Duplo **Boost**.

**Simulação 2:** Para que se possa demonstrar a independência entre as saídas de tensões  $V_1$  e  $V_2$ , a referência de tensão  $V_{ref2}$  é reduzida em 25% do seu valor nominal no intervalo  $0.3s < t < 0.5s$ , conforme mostra a figura 5.4. A figura apresenta as tensões desde o transitório de partida. Observa-se que  $V_1$  é afetada apenas no transitório da variação de referência.

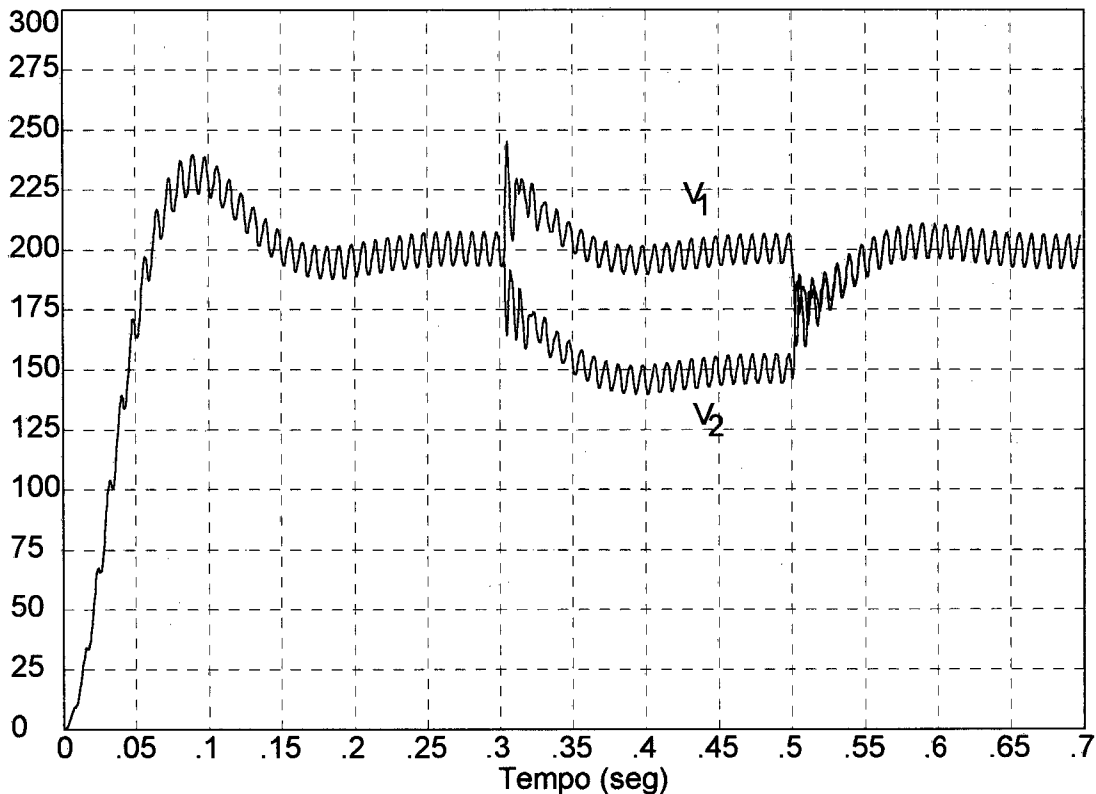


Figura 5.4 - Simulação 2: Variação na tensão  $V_2$

Os sinais oriundos do sistema de desacoplamento ( $V_{B1}$  e  $V_{B2}$ ), também podem ser observados nesta simulação. A figura 5.5 mostra que antes da variação da referência  $V_{ref2}$ , os sinais de compensação são exatamente iguais. Porém, quando ocorre a mudança de referência, a compensação interpreta como uma necessidade de causar diferenças nas razões cíclicas, o que ocorre por um certo intervalo de tempo. A este intervalo de tempo, pode-se entender fisicamente como uma chave ficar fechada por mais tempo, no caso  $S_2$ .

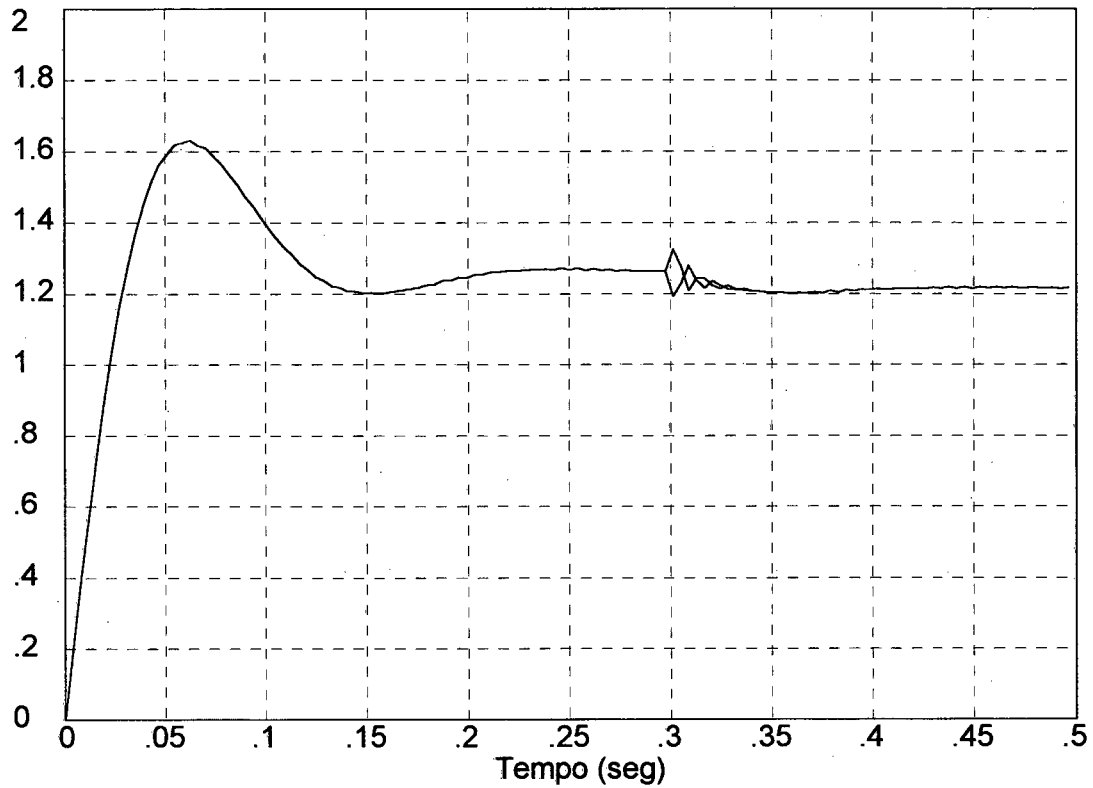


Figura 5.5 - Simulação 2: Sinais  $V_{B1}$  e  $V_{B2}$ .

**Simulação 3:** Para simular uma possível diferença entre os tempos de condução das chaves, realiza-se o artifício de acrescentar 10% em  $d_1$  em relação a  $d_2$ , como apresenta a figura 5.6.

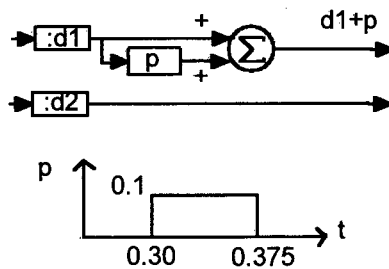


Figura 5.6 - Geração da perturbação em  $d_1$ .

A figura 5.7 apresenta  $d_1$ ,  $d_2$  e  $d_1+p$ . Observa-se que antes de 0,3s, não existe perturbação na razão cíclica  $d_1$ , desta forma, os sinais são idênticos. Quando ocorre a perturbação ( $p$  ativada), a compensação de tensão atua, forçando  $d_1$  a reduzir seu valor de forma a resultar na anulação do efeito da perturbação. No instante 0,375s, o

processo inverso ocorre, ou seja, a perturbação deixa de existir e  $d_1$  volta a ser igual a  $d_2$ .

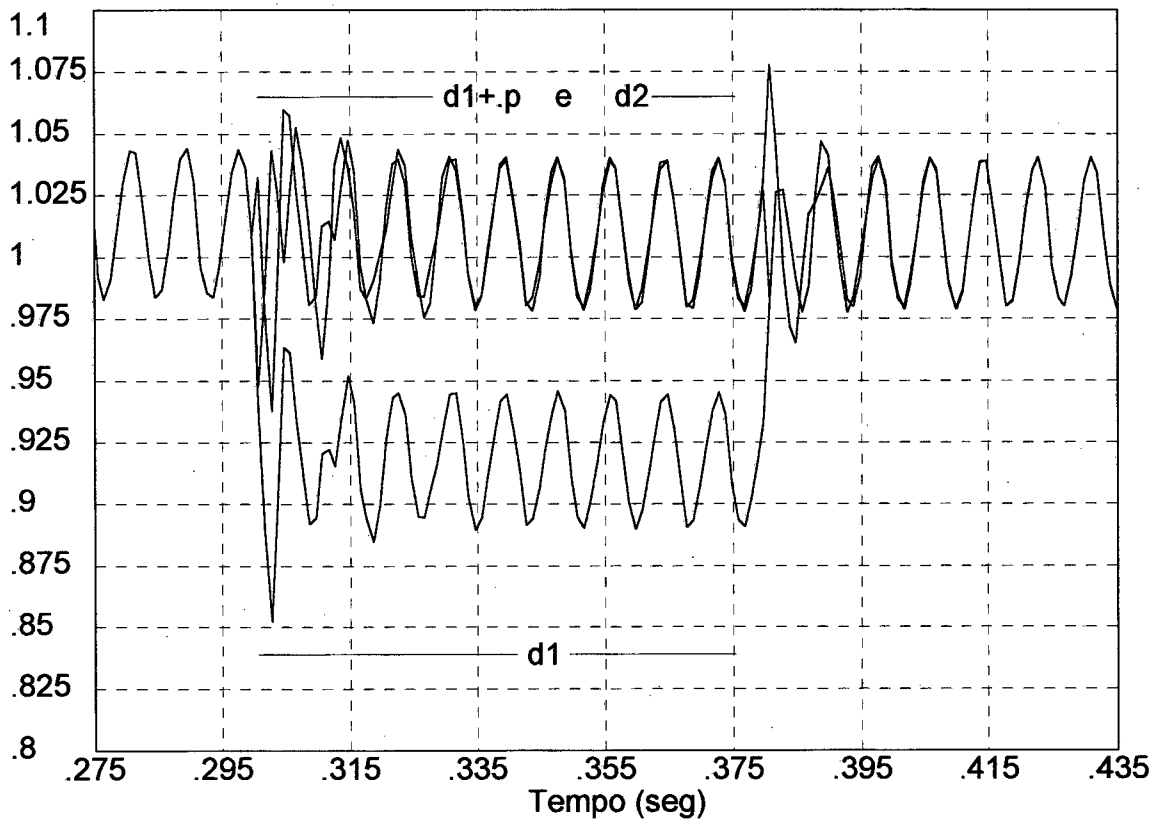


Figura 5.7 - Simulação 3: Perturbação em  $d_1$ .

A compensação demonstrou capacidade de anular eventuais diferenças nas razões cíclicas, deste modo, as tensões nas saídas não são afetadas, pois os sinais que efetivamente as tensões "enxergam" como entrada variam apenas num pequeno transitório.

A invariância das tensões de saída fica evidenciada na figura 5.8, na qual não é possível observar diferenças entre as curvas.



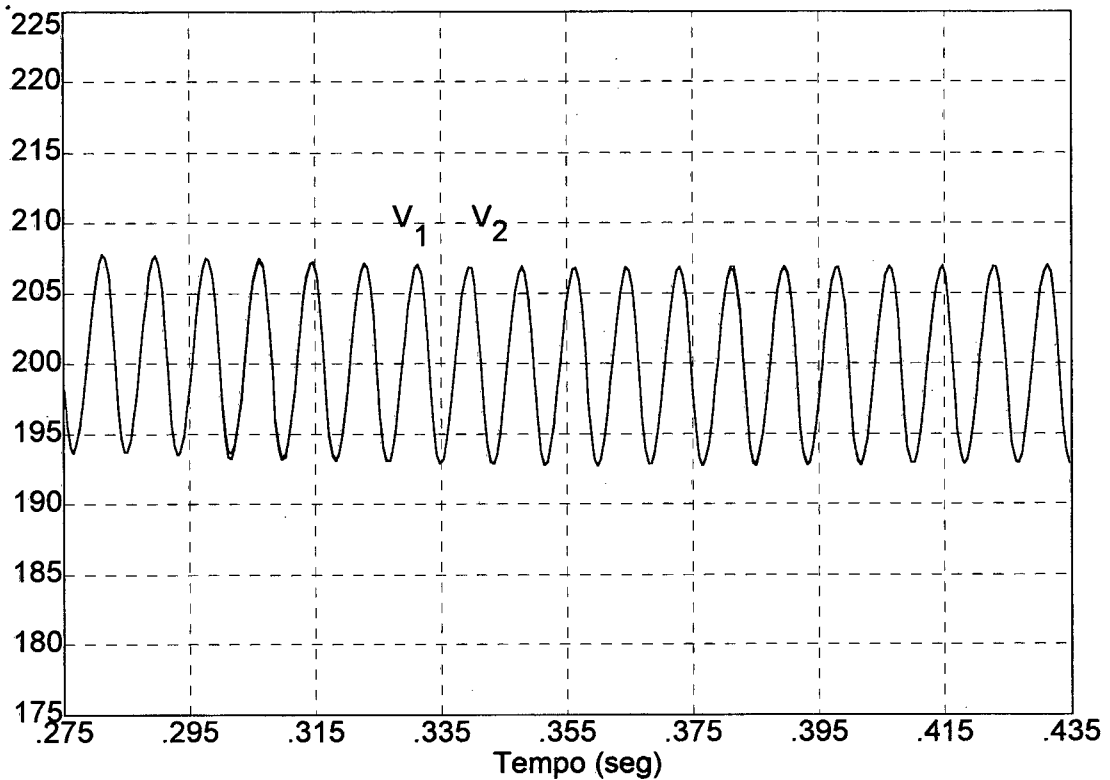


Figura 5.8 - Simulação 3: Tensões de saída  $V_1$  e  $V_2$  mediante perturbação em  $d_1$ .

**Simulação 4:** As simulações anteriores foram realizadas para a condição nominal de carga ( $R_o=100\Omega$ ). Para avaliar a técnica de desacoplamento, mesmo sob variação de carga, efetua-se a mudança de  $R_o$  para  $200\Omega$  por um intervalo de tempo.

A figura 5.9 mostra a variação da carga, com a redução pela metade do seu valor nominal.

A figura 5.10 apresenta o retorno da condição nominal de carga.

Verifica-se que aumentando a resistência de carga o sistema torna-se mais oscilatório. Isto pode ser entendido como o conversor Duplo **Boost** obedecendo a característica de um circuito paralelo ressonante, cuja parcela referente ao amortecimento é dada pela relação (5.1).

$$\alpha \approx \frac{1}{2R_o C} \quad (5.1)$$

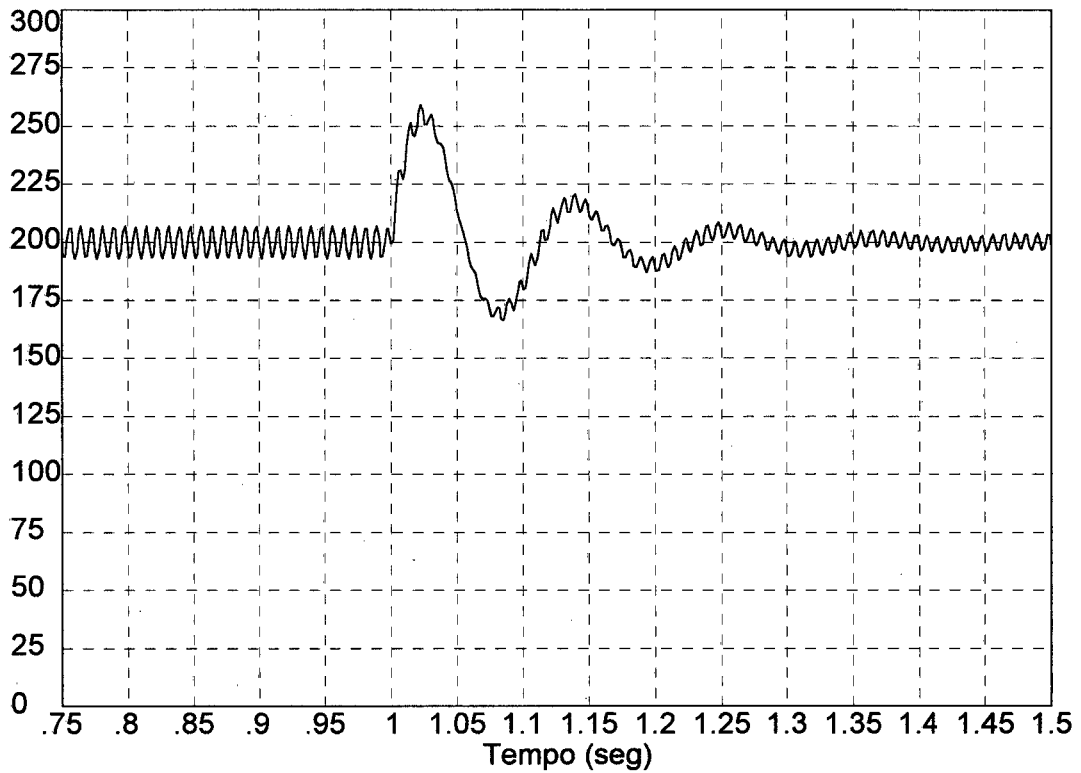


Figura 5.9 - Simulação 4: Tensões de saída para redução da carga.

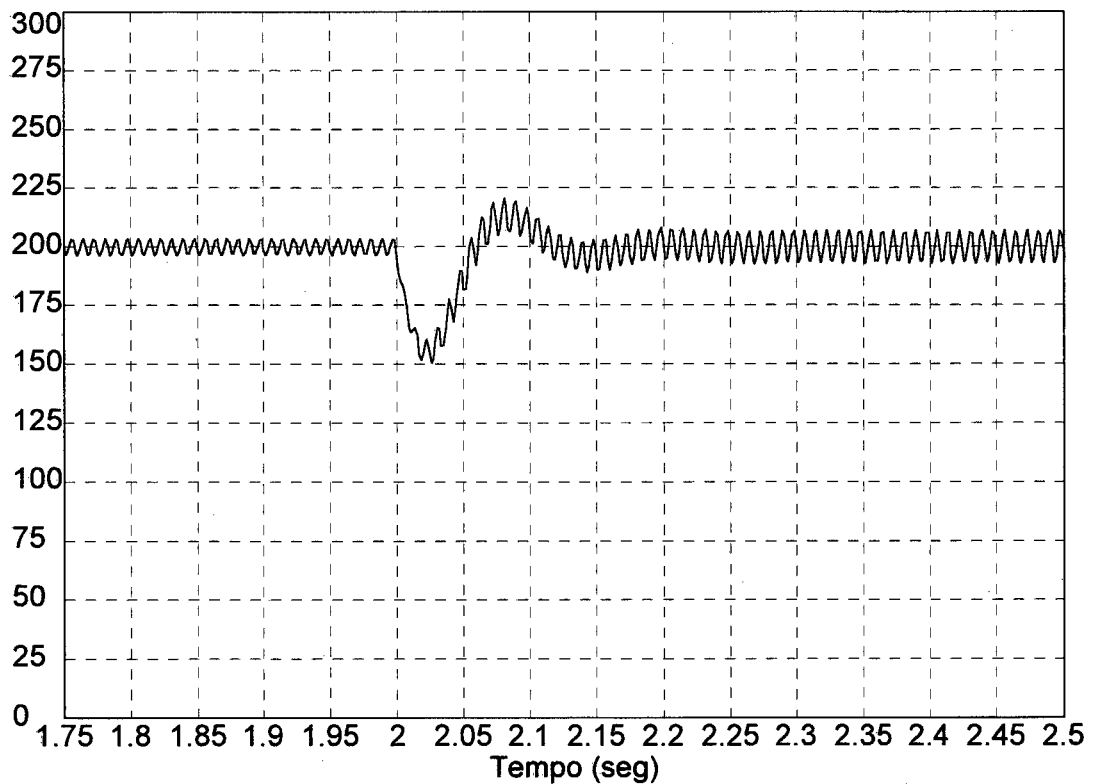


Figura 5.10 - Simulação 4: Tensões de saída para o retorno à carga nominal.

A simulação apresentou em torno de 25% a variação das tensões nos instantes de mudança de carga.

Os sinais de saída do compensador de tensão  $V_{B1}$  e  $V_{B2}$  podem ser observados na figura 5.11 para os instantes de variação de carga. Estes sinais, por fazerem parte do multiplicador que gera a corrente de referência, determinam a sensibilidade de carga, ou seja, modulam a amplitude da referência de corrente, determinando a variação da corrente para uma variação na carga.

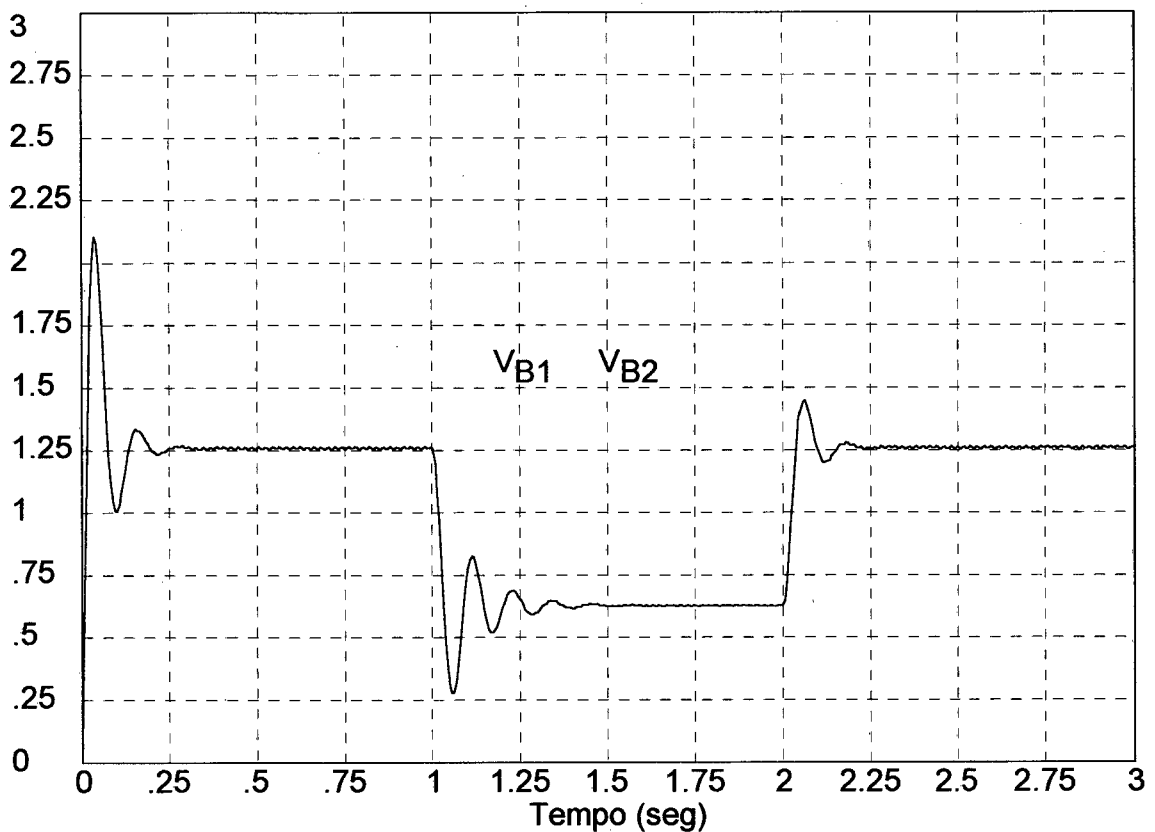


Figura 5.11 - Simulação 4: Sinais  $V_{B1}$  e  $V_{B2}$ .

### 5.2.2. - RESULTADOS USANDO O PROGRAMA PSPICE

O Conversor Duplo **Boost** simulado no programa PSPICE obedece as mesmas condições de projeto do capítulo anterior.

Por se tratar de um conversor operando em 70kHz e ao mesmo tempo corrigindo o fator de potência, cujo período de rede retificado corresponde a 120Hz, as simulações realizadas tornam-se bastante lentas. Isto é agravado pelo regime transitório de partida, que, mesmo impondo condições iniciais para a tensão, este tem duração aproximada de 100ms ( $\pm 12$  períodos de 120Hz).

Para tornar as simulações mais ágeis os AMPOP's do circuito de desacoplamento das tensões foram substituídos por funções de LAPLACE. Adaptação esta que não compromete as simulações.

Cada simulação teve uma duração média de 72 horas, com o armazenamento de muitos pontos. Por este motivo, selecionou-se as curvas mais expressivas quanto a demonstração do funcionamento.

**Simulação 1:** Como primeira simulação são apresentados os resultados para tensões de saída, tensão e corrente de entrada para a situação na qual não existe perturbação em nenhuma das chaves.

Figura 5.12: apresenta a corrente e tensão de entrada;

Figura 5.13: mostra a corrente de entrada individualmente;

Figura 5.14: detalhe do cruzamento por zero da corrente;

Figura 5.15: tensões de saída  $V_1$  e  $V_2$ .

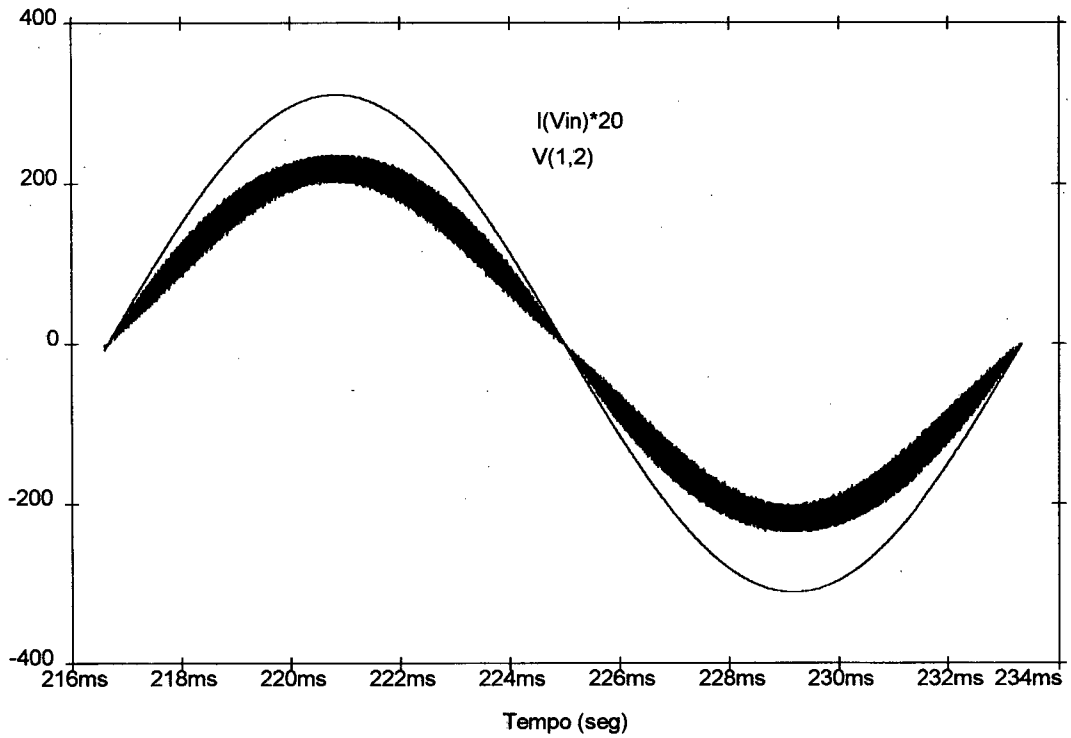


Figura 5.12 - Simulação 1: Corrente ( $20 \cdot I_{in}$ ) e tensão de entrada ( $V_{in}$ ).

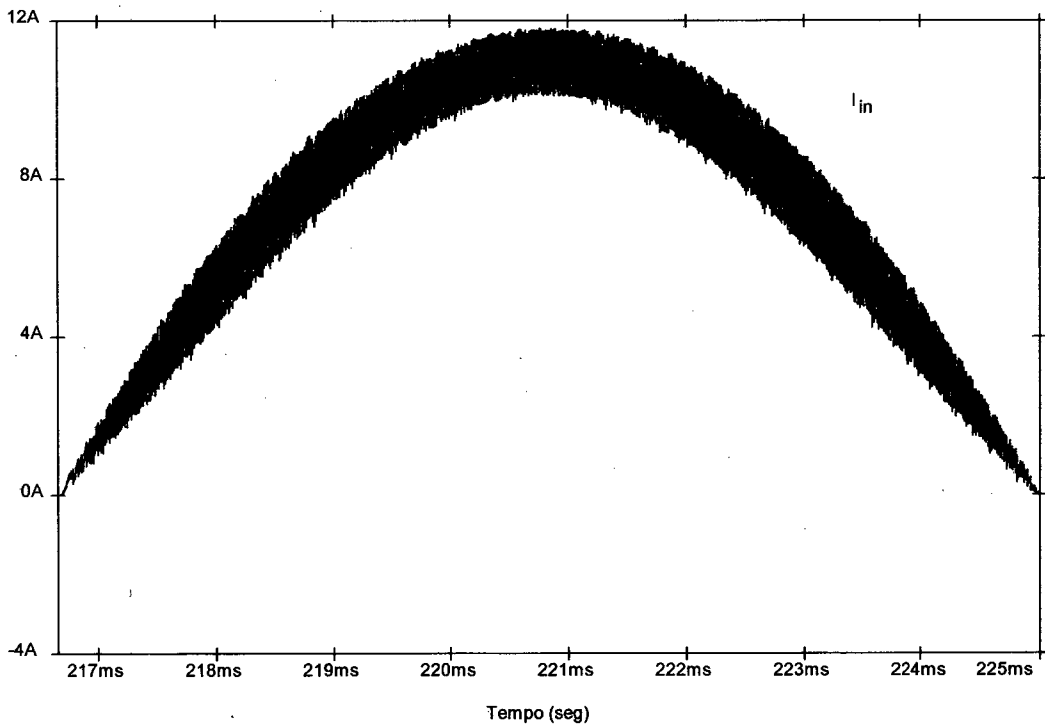


Figura 5.13 - Simulação 1: Corrente de entrada  $I_{in}$ .

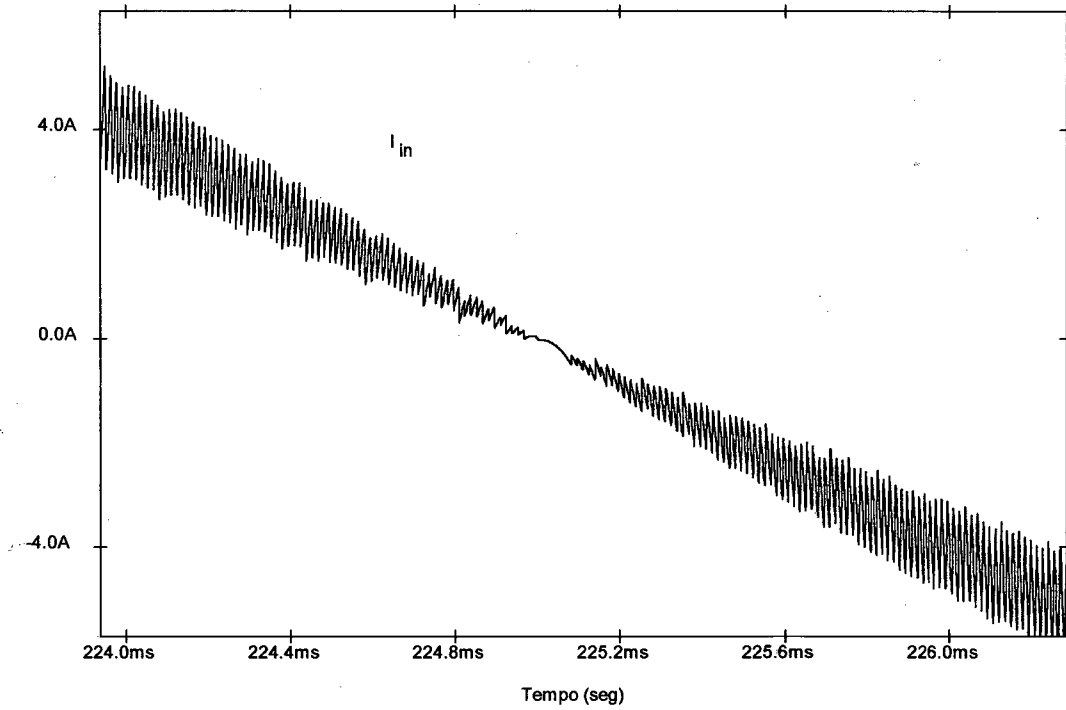


Figura 5.14 - Simulação 1: Detalhe do cruzamento por zero da corrente de entrada.

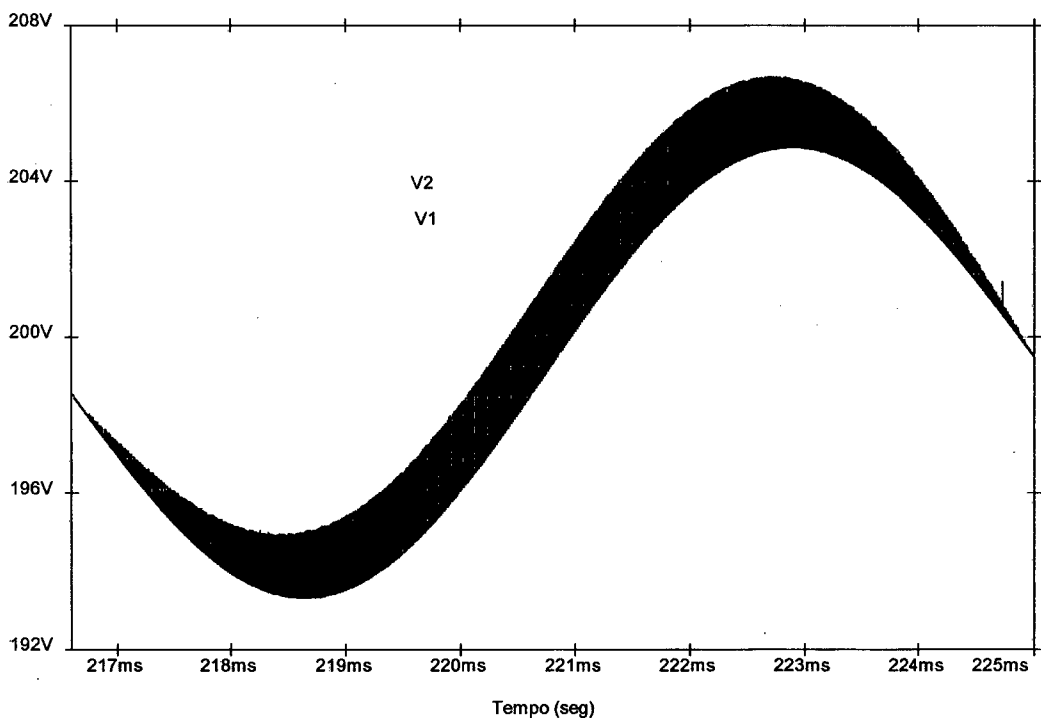


Figura 1.15 - Simulação1 : Tensões de saída  $V_1$  e  $V_2$ .

**Simulação 2:** A variação em uma das referências de tensão é apresentada na figura 5.16. Percebe-se que a saída de tensão  $V_2$  segue sua própria referência, independente de  $V_1$ . Cabe salientar que a freqüência da rede foi alterada para 300Hz para reduzir o tempo de simulação.

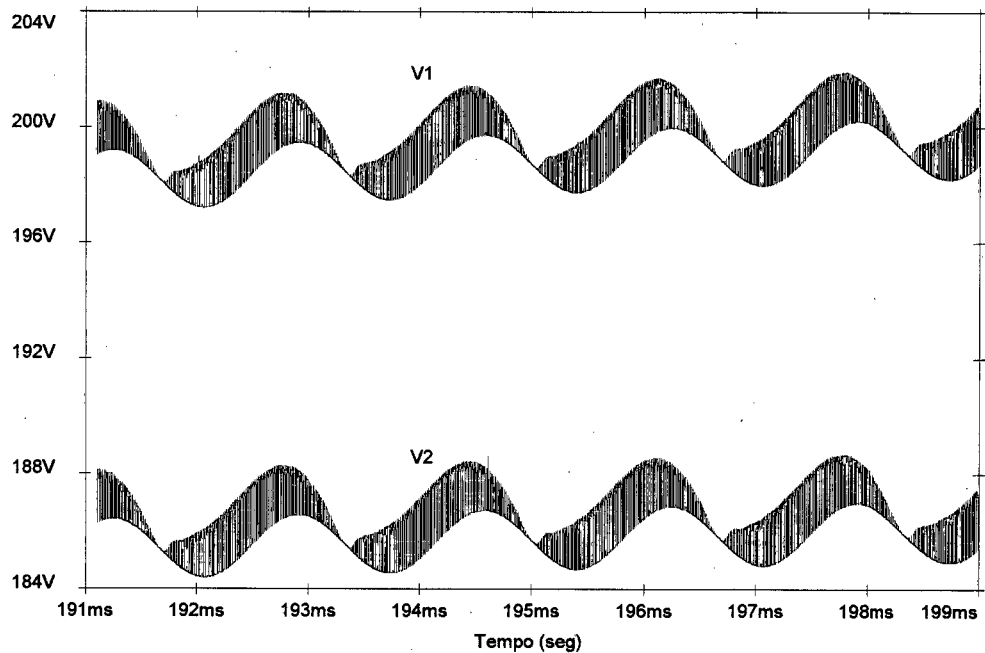


Figura 5.16 - Simulação 2: Tensões  $V_1$  e  $V_2$  em níveis independentes.

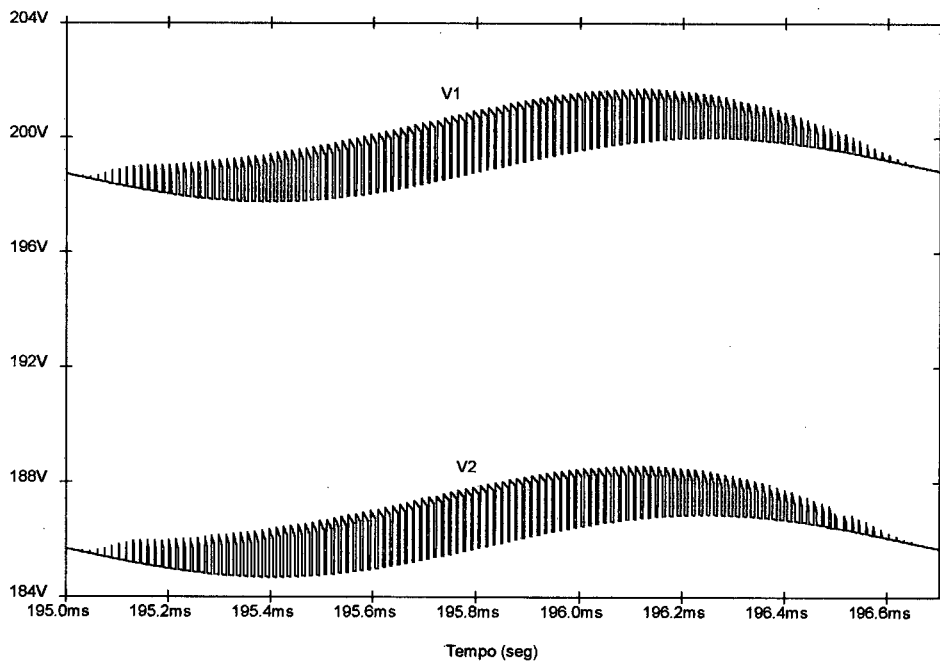


Figura 5.17 - Simulação 2: Tensões em detalhe.

**Simulação 3:** Ainda utilizando-se 300Hz para a frequência da rede, realiza-se uma simulação para verificar o comportamento do sistema no caso de haver variação entre as reações cíclicas. Para tanto, usou-se o artifício de gerar rampas com inclinações diferentes para a geração do **PWM** das chaves  $S_1$  e  $S_2$ , como mostra a figura 5.18. Simula-se desta forma uma possível diferença nos tempos de condução das chaves, intrínseca a elas ou devido a problemas de comando.

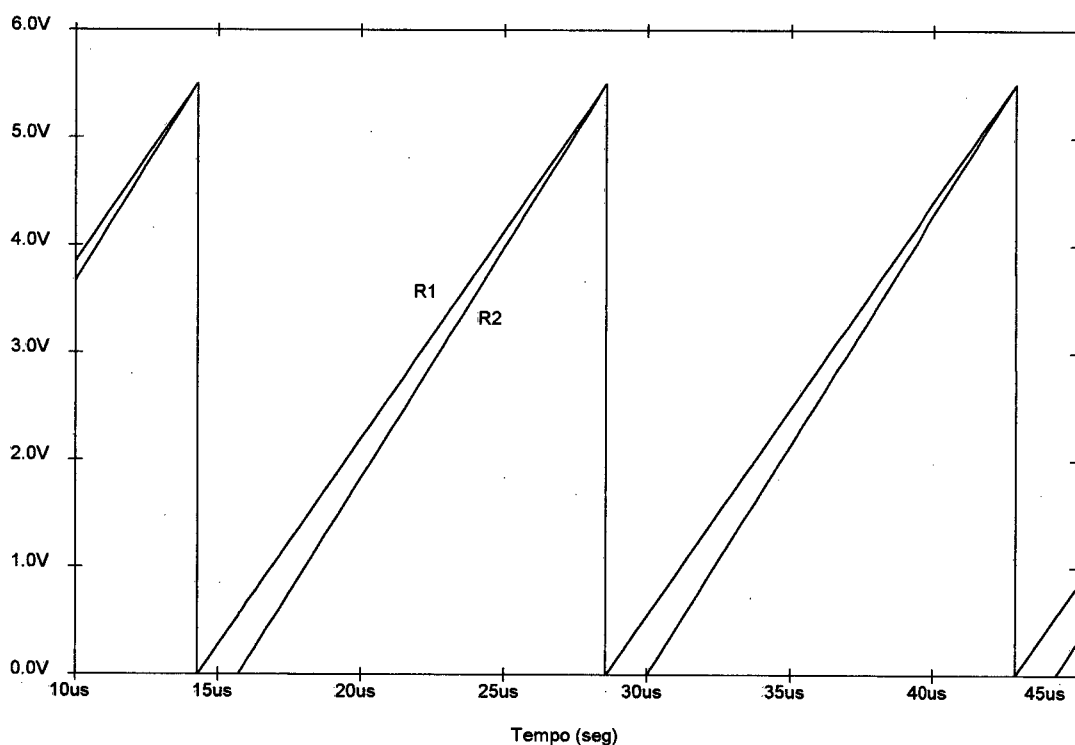


Figura 5.18 - Simulação 3: Rampas com inclinações diferentes para geração do **PWM**.

Nas figuras 5.19 e 5.20 são apresentadas os sinais de comparação com as rampas que modulam a razão cíclica na saída dos compensadores de corrente, referente ao pino 3 do UC3854, para os seguintes casos:

Figura 5.19: sem perturbação nas rampas;

Figura 5.20: com perturbação nas rampas.



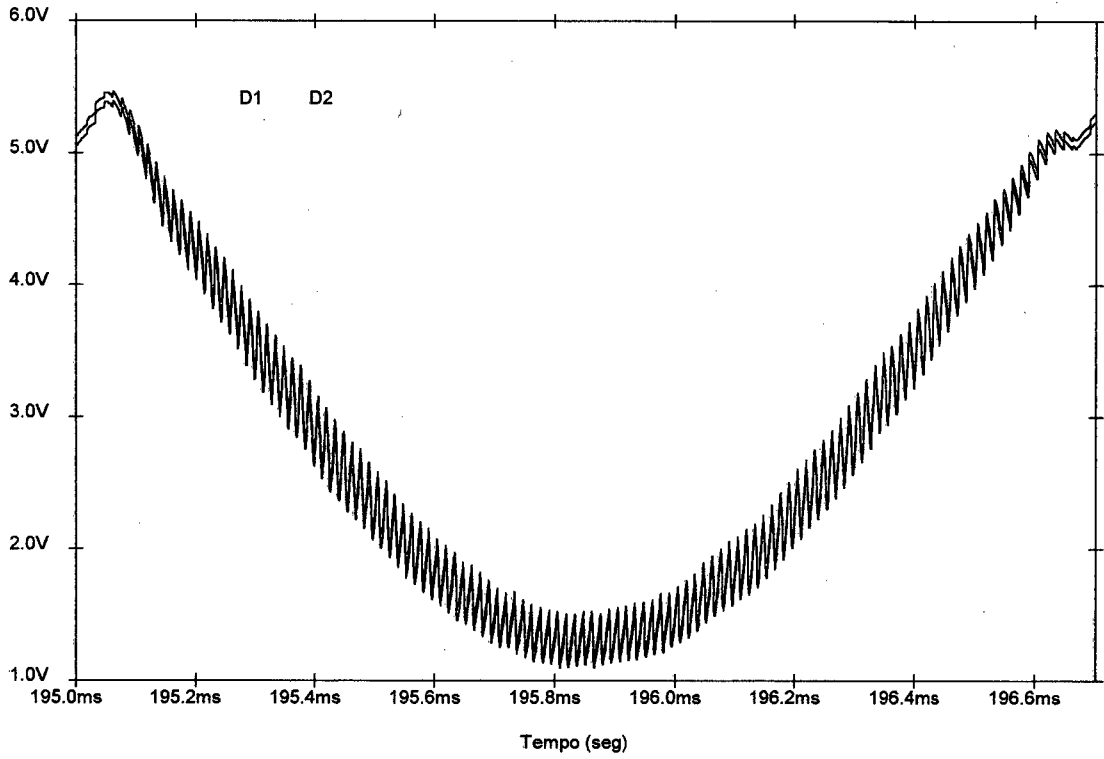


Figura 5.19 - Simulação 3:  $D_1$  e  $D_2$  sem perturbação nas rampas.

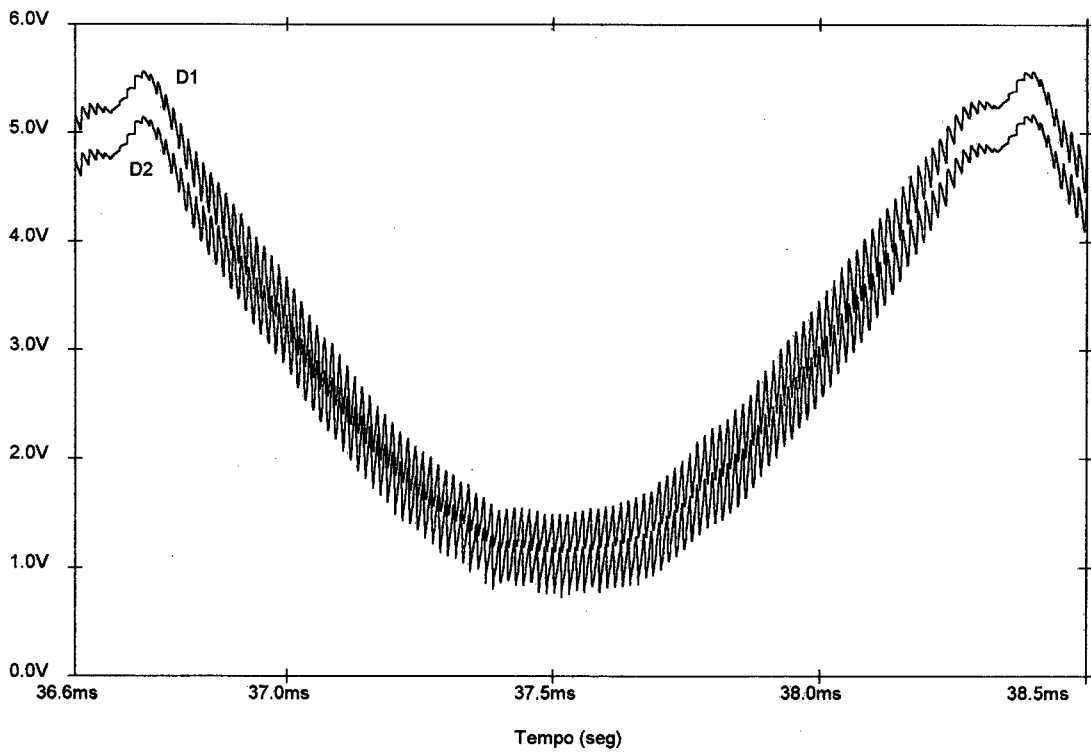


Figura 5.20 - Simulação 3:  $D_1$  e  $D_2$  com perturbação nas rampas.

A simulação 3 mostrou a capacidade do compensador em adaptar a modulação da razão cíclica na presença de variação nos tempos de condução das chaves. Variação esta não sendo percebida nas tensões de saída.

Apresentar uma simulação com a variação na carga, demandaria muitos ciclos de rede durante o transitório, mesmo com frequência de 300Hz, o que além de demandar um tempo muito grande de simulação, necessita uma quantidade muito grande de memória para traçar as curvas.

### **5.3. - CONCLUSÃO**

As simulações demonstraram a capacidade do compensador em realizar o desacoplamento das saídas de tensão, seja usando o programa VISSIM ou PSPICE.

Permitindo a independência entre as saídas, ao mesmo tempo compensando as perturbações nas razões cíclicas, o controle demonstra atuar conforme o previsto, ou seja, seguir a referência de tensão com erro nulo na resposta final.

Ao mudar a referência de uma das tensões de saída, por instantes, gera-se comandos diferentes para as chaves, ocorrendo uma breve tentativa de basculamento das saídas, até que elas atinjam patamares estabelecidos pela referência. Este fato foi abordado fisicamente no capítulo 1, em especial na figura 1.10. Desta forma percebe-se que o controle é capaz de injetar quantias diferentes de cargas nos capacitores  $C_1$  e  $C_2$  conforme desejar a referência.

## CONCLUSÃO

Este trabalho apresentou a análise da estrutura do Conversor Duplo **Boost** em **CCM** para a correção do fator de potência. A modelagem matemática foi realizada através do modelo da chave **PWM** para perturbações de pequenos sinais em  $d_1$  e  $d_2$ , tanto para a corrente de entrada ( $i_L$ ) como para as tensões de saída ( $V_1$  e  $V_2$ ). Após devidamente validados os modelos, via simulação, estes foram admitidos como verdadeiros sobre um ponto de operação CC, fornecendo ao conversor modelos linearizados, aptos a serem trabalhados em compensação.

Na modelagem das tensões, foi constatado o acoplamento das saídas em relação as razões cíclicas das chaves. Para tornar o Conversor duplo **Boost** viável economicamente, necessitou-se realizar o desacoplamento das saídas usando para isso a Técnica do Desacoplamento Dinâmico. Resultaram duas malhas de tensão independentes entre si. Estas, por possuírem constante de tempo mais lentas do que a malha de corrente, foram colocadas em laço externo, gerando sinais desacoplados para formar a corrente de referência senoidal. Projetou-se os laços de correntes distintos, contendo um compensador em cada um deles, com o objetivo de que esta siga uma referência senoidal retificada; fornecendo para a rede um fator de potência elevado.

Simulações numéricas demonstraram a eficiência da estratégia de controle em proporcionar o desacoplamento das tensões de saída  $V_1$  e  $V_2$ . Foram apresentados o controle individual dos níveis destas tensões com imposição de referências distintas; bem como, a compensação de eventuais perturbações nas razões cíclicas das chaves, sejam estas de origem intrínseca (tempos de comutação distintos) ou causadas por eventuais atrasos nos pulsos de comando.

O conversor apresentou, graças ao controle, uma corrente senoidal de entrada e, ausência do efeito basculante, mesmo sob perturbações; objetivos principais deste trabalho.

## REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

[1] BRAVO, C. A. M., "Correção do Fator de Potência usando o Conversor Boost para tensão de entrada 110/220V". Dissertação de Mestrado, UFSC/LAMEP. Florianópolis, dezembro de 1993.

[2] TORTELLI, O. L., "Análise e Projeto de um Compensador para Conversor Boost com Configuração Modificada (Duplo Boost)" Dissertação de Mestrado, UFSC/LAMEP.

Florianópolis, dezembro de 1994.

[3] BARBI, I.; SOUZA, A.F., "Correção do Fator de Potência de Fontes de Alimentação". Apostila, UFSC/LAMEP. Florianópolis, julho de 1993.

[4] SILVA, C. S., "Power Factor correction with the 3854". 1991.Applications Note, UNITRODE, Lexington, MA, USA.

[5] BARBI, I., "Projeto de Fontes Chaveadas". Apostila, UFSC/LAMEP, Florianópolis, 1990.

[6] VORPÉRIAN, V., & Ridley, R., "Seventh Annual Virginia Power Electronics Center Seminar" - VPEC seminar - Tutoriais - Virginia/USA, 1989.

[7] JÚNIOR, E.T.S., "Análise e projeto de Compensadores para o Conversor Boost". Dissertação de Mestrado, UFSC/LAMEP. Florianópolis, dezembro de 1994.

[8] RIDLEY, R. B., "A New, Continuous-Time Model for Current-Mode control" PCIM'89, Long Beach, California.Oct. 1989.

[9] GAIDZINSKI, P.R. "Unidade Retificadora de Alta Performance, 1500W - 25A, para Telecomunicações", Dissertação de Mestrado. UFSC, 1993. Florianópolis.

[10] HEME INTERNATIONAL, "Catálogo técnico" 1985

[11] HEWLETT PACKARD, "Catálogo técnico", 1978.

[12] INTERNATIONAL RECTIFIER, "Catálogo técnico", 1990.

[13] HARRIS, " Power MOSFETs", 1992. Florida, EUA..

[14] VISSIM. Version 1.2c. Visual Solution. 1989-1992.

[15] PSPICE. Release 4.05 MicroSim Corporation> Laguna Hills, California, EUA

## APÊNDICE

### APRESENTAÇÃO DOS COEFICIENTES DA MATRIZ QUE RELACIONA AS TENSÕES DE SAÍDA E RAZÕES CÍCLICAS DAS CHAVES

Antes que sejam apresentados os coeficientes em função dos parâmetros do conversor Duplo Boost, cabe reescrever as expressões contidas no Capítulo 2 referente a modelagem das tensões de saída em função das razões cíclicas das chaves.

$$\begin{bmatrix} \hat{V}_1(s) \\ \hat{V}_2(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G_{11}(s) & G_{12}(s) \\ G_{21}(s) & G_{22}(s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{d}_1(s) \\ \hat{d}_2(s) \end{bmatrix}$$

Sendo;

$$G_{11}(s) = \frac{(sa_3 + 1)(s^2b_2 + sb_1 + b_0)}{s(s^2a_2 + sa_1 + a_0)}$$

$$G_{12}(s) = \frac{(sa_3 + 1)(s^2c_2 + sc_1 + c_0)}{s(s^2a_2 + sa_1 + a_0)}$$

$$G_{21}(s) = \frac{(sa_3 + 1)(s^2e_2 + se_1 + e_0)}{s(s^2d_2 + sd_1 + d_0)}$$

$$G_{22}(s) = \frac{(sa_3 + 1)(s^2f_2 + sf_1 + f_0)}{s(s^2d_2 + sd_1 + d_0)}$$

Nas expressões que se seguem, são apresentados os termos com seus respectivos coeficientes:

$$a_0 = (C_1 + C_2) [DD'(r_{e1} + r_{e2}) + (R_{L1} + R_{L2}) + D^2 R] \quad (\text{A.1})$$

$$a_1 = C_1 C_2 \{ (R + R_{se1} + R_{se2}) [(R_{L1} + R_{L2}) + DD'(r_{e1} + r_{e2})] + D^2 R (R_{se1} + R_{se2}) \} + (L_1 + L_2) (C_1 + C_2) \quad (\text{A.2})$$

$$a_2 = C_1 C_2 (L_1 + L_2) (R + R_{se1} + R_{se2}) \quad (\text{A.3})$$

$$a_3 = C_1 R_{se1} \quad (\text{A.4})$$

$$b_0 = -I_L [(R_{L1} + R_{L2}) + DD'(r_{e1} + r_{e2}) + RD^2] \quad (\text{A.5})$$

$$b_1 = -I_L \{ C_2 (R_{L1} + R_{L2}) (R + R_{se2}) + DD' C_2 [r_{e1} R_{se2} + r_{e2} (R_{se2} + R)] + D^2 C_2 R (r_{e1} + R_{se2}) + (L_1 + L_2) \} - V_1 R C_2 D' \quad (\text{A.6})$$

$$b_2 = -I_L C_2 (L_1 + L_2) (R + R_{se2}) \quad (\text{A.7})$$

$$c_0 = I_L [(R_{L1} + R_{L2}) + DD'(r_{e1} + r_{e2}) + RD^2] \quad (\text{A.8})$$

$$c_1 = I_L \{ C_2 (R_{L1} + R_{L2}) R_{se2} + DD' C_2 [r_{e1} R_{se2} + r_{e2} (R_{se2} + R)] + D^2 C_2 R (-r_{e2} + R_{se2}) + (L_1 + L_2) \} + V_2 R C_2 D' \quad (\text{A.9})$$

$$c_2 = I_L C_2 (L_1 + L_2) R_{se2} \quad (\text{A.10})$$

$$d_0 = (C_1 + C_2) [DD'(r_{e1} + r_{e2}) + (R_{L1} + R_{L2}) + D^2 R] \quad (\text{A.11})$$

$$d_1 = C_1 C_2 \{ (R + R_{se1} + R_{se2}) [(R_{L1} + R_{L2}) + DD'(r_{e1} + r_{e2})] + D^2 R (R_{se1} + R_{se2}) \} + (L_1 + L_2) (C_1 + C_2) \quad (\text{A.12})$$

$$d_2 = C_1 C_2 (L_1 + L_2) (R + R_{se1} + R_{se2}) \quad (\text{A.13})$$

$$d_3 = C_2 R_{se2} \quad (\text{A.14})$$

$$e_0 = I_L [(R_{L1} + R_{L2}) + DD'(r_{e1} + r_{e2}) + RD^2] \quad (\text{A.15})$$

$$e_1 = I_L \{ C_1 (R_{L1} + R_{L2}) R_{se1} + DD' C_1 [r_{e2} R_{se1} + r_{e1} (R_{se1} + R)] + D^2 C_1 R (-r_{e1} + R_{se1}) + (L_1 + L_2) \} + V_1 R C_1 D' \quad (\text{A.16})$$

$$e_2 = I_L C_1 (L_1 + L_2) R_{se1} \quad (A.17)$$

$$f_0 = -I_L [(R_{L1} + R_{L2}) + DD'(r_{e1} + r_{e2}) + RD^2] \quad (A.18)$$

$$f_1 = -I_L \{ C_1 (R_{L1} + R_{L2}) (R + R_{se1}) + DD' C_1 [r_{e2} R_{se1} + r_{e1} (R_{se1} + R)] + D^2 C_1 R (r_{e2} + R_{se1}) + (L_1 + L_2) \} - V_2 R C_1 D' \quad (A.19)$$

$$f_2 = -I_L C_1 (L_1 + L_2) (R + R_{se1}) \quad (A.20)$$

Os parâmetros  $I_L$ ,  $V_1$ ,  $V_2$ ,  $D$  e  $D'$  representam a corrente nos indutores, tensão no capacitor  $C_1$ , tensão no capacitor  $C_2$ , razão cíclica e razão cíclica complementar das chaves em regime CC (Corrente Contínua). Sendo  $I_o$  obtido pelo método da Chave PWM em modo CC, onde os capacitores representam circuito aberto e os indutores curto circuitados.

$$I_L = \frac{V_o}{RD'} \quad (A.21)$$