



Universidade Federal de Santa Catarina

Depto. de Engenharia Elétrica
Pós-Graduação em Engenharia Elétrica
Centro Tecnológico



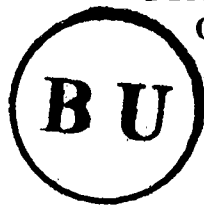
Instituto de Eletrônica de Potência

Tese submetida à Universidade Federal de Santa Catarina
para a obtenção do Grau de Doutor em Engenharia Elétrica

**FAMÍLIA DE CONVERSORES CC - CA, DERIVADOS
DOS CONVERSORES CC - CC FUNDAMENTAIS.**

**RAMÓN OSWALDO CÁCERES A.
DOUTORANDO**

**PROF. IVO BARBI
ORIENTADOR**



Florianópolis (SC), Abril de 1997.

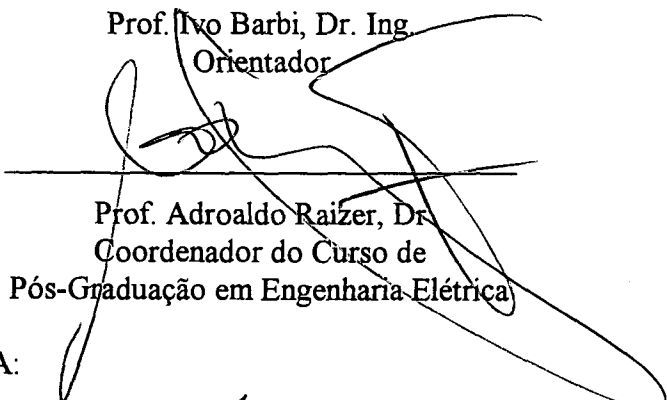
**FAMÍLIA DE CONVERSORES CC - CA, DERIVADOS DOS
CONVERSORES CC - CC FUNDAMENTAIS**

RAMÓN OSWALDO CÁCERES AGELVIZ

Esta Tese foi julgada adequada para obtenção do título de Doutor em Engenharia, especialidade Engenharia Elétrica, área de Sistemas de Energia, e aprovada em sua forma final pelo Programa de Pós-Graduação.



Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing.
Orientador

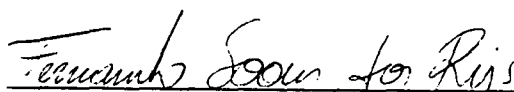


Prof. Adroaldo Raizer, Dr.
Coordenador do Curso de
Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

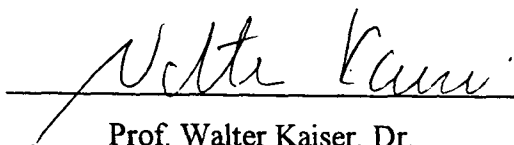
BANCA EXAMINADORA:



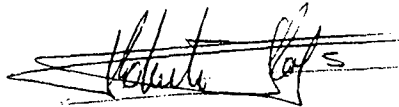
Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing.



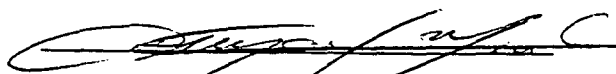
Prof. Fernando Soares dos Reis, Dr.



Prof. Walter Kaiser, Dr.



Roberto Rojas, PH.D.



Prof. Benizar Cruz Martins, Dr.

A DEUS, POR TODAS AS
SUAS BÊNÇÃOS

ÀOS MEUS PAIS,
ARTURO E CARMEN.
A MINHA ESPOSA MILLY
E FILHAS STEPHANIE
E PATRICIA.

AGRADECIMENTOS

Ao Professor Ivo Barbi, pelos ensinamentos recebidos, pela orientação e constante dedicação dispensada durante as etapas de elaboração do trabalho de pesquisa que culminou nessa tese.

Aos Professores Fernando Soares dos Reis, Walter Kaiser, Denizar Cruz Martins e Roberto Rojas, pela participação na Banca Examinadora da Tese de Doutorado, juntamente com suas contribuições e sugestões para o aprimoramento desse trabalho.

Aos professores Arnaldo José Perin, Ênio Valmor Kassick, Hari Bruno Mohr e João Carlos dos Santos Fagundes, do Instituto de Eletrônica de Potência da UFSC, pelos ensinamentos adquiridos nas ocasiões em que tive o privilégio de ser seu aluno e pela amizade demonstrada durante minha permanência em Florianópolis.

Aos funcionários do Instituto de Eletrônica de Potência da UFSC Antônio Luís S. Pacheco e Luiz Marcellus Coelho, pelo auxílio e contribuições durante os trabalhos de montagem dos protótipos.

Aos colegas professores no Departamento de Eletrônica da Universidad de los Andes, por terem me incentivado a realizar o Curso de Doutorado e assumido as aulas e demais tarefas que me caberiam, durante o período em que estive ausente de Mérida.

À Universidad de los Andes, por ter permitido o afastamento de minhas atividades em Mérida, tornando possível esse aperfeiçoamento.

Aos demais alunos, funcionários e bolsistas do Instituto de Eletrônica de Potência da Universidade Federal de Santa Catarina, pelo apoio em diversas ocasiões e pela oportunidade de sua companhia.

À minha família, pelo estímulo e compreensão que sempre demonstraram em todos os passos da minha vida.

ÍNDICE

Agradecimentos	v
Índice	vi
Simbologia	xi
Resumo	xiv
Abstract	xv
CAPÍTULO 1: Introdução	1
CAPÍTULO 2: Proposta de uma Família de Conversores	
CC - CA Monofásicos	6
2.1 Introdução	6
2.2 Princípio de Operação	8
2.3 Configuração do inversor derivado do buck	8
2.4 Configuração do inversor derivado do boost	10
2.5 Membros restantes da família de conversores	
CC - CA proposta	13
2.6 Conclusões.	15
CAPÍTULO 3: Conversor CC - CA Boost com Modulação	
por Largura de Pulso	16
3.1 Introdução	16
3.2 Etapas de operação	18
3.3 Modelagem do conversor	20
3.3.1 Análise em CC.	22
3.3.2 Função de transferência Controle -	
Saída	23
3.3.3 Verificação do modelo	25

3.3.4	Estabilidade do inversor boost	29
3.4	Metodologia e exemplo de projeto	32
3.4.1	Projeto do estágio de potência	32
3.4.2	Esforços nos componentes	33
3.4.3	Exemplo de projeto	34
3.5	Controle e Comando do Conversor	37
3.5.1	Função de transferência do modulador PWM	38
3.5.2	Função de transferência do conversor	38
3.5.3	Configuração do compensador	40
3.5.4	Função de transferência do controlador	41
3.5.5	Função de transferência em malha aberta	42
3.5.6	Circuito de comando	46
3.6	Resultados por simulação	47
3.7	Resultados experimentais	51
3.7.1	Resultados a malha aberta	51
3.7.2	Resultados a malha fechada	54
3.8	Conclusões	57
CAPÍTULO 4: Uma Estratégia de Controle Direto para o Inversor Boost		58
4.1	Introdução	58
4.2	Controle feedforward no inversor buck	60
4.2.1	Modulador PWM feedforward	63
4.3	Controle feedforward no inversor boost	65
4.4	Resultados por simulação	69
4.4.1	Simulação com o controle PWM convencional e tensão de entrada constante	70

4.4.2	Simulação com o controle PWM convencional e perturbação em degrau da tensão de entrada	70
4.4.3	Simulação com o controle PWM convencional e tensão de entrada variável	72
4.4.4	Simulação com o controle feedforward e tensão de entrada constante	73
4.4.5	Simulação com o controle feedforward e perturbação em degrau da tensão de entrada	74
4.4.6	Simulação com o controle feedforward e a tensão de entrada variável	75
4.4.7	Simulação com o controle feedforward, com uma mudança no valor do capacitor	76
4.4.8	Simulação com o controle feedforward, carga indutiva	78
4.5	Conclusões	79

CAPÍTULO 5: Inversor Boost Controlado Por Modos

	Deslizantes	81
5.1	Introdução	81
5.2	Descrição da configuração	82
5.3	Modelagem do conversor	82
5.4	Princípio de controle	85
5.5	Seleção dos parâmetros do controle	87
5.6	Metodologia e exemplo de projeto	91
5.6.1	Exemplo de projeto	94
5.6.2	Comportamento do conversor	97
5.7	Circuito de comando e controle	100

5.7.1 Circuito sensor das variáveis de estado	100
5.7.2 Circuito de controle por modos deslizantes	100
5.7.3 Circuito de comando	101
5.8 Resultados por simulação	103
5.8.1 Simulação com carga resistiva	103
5.8.2 Simulação com carga indutiva	106
5.8.3 Simulação com carga não-linear	109
5.9 Resultados Experimentais	113
5.9.1 Resultados com o inversor a vazio	113
5.9.2 Resultados com carga resistiva	117
5.9.3 Resultados com carga indutiva	124
5.9.4 Resultados com carga não linear	126
5.10 Conclusões	130
 CAPÍTULO 6: Uma Família de Conversores CC - CA	
Trifásicos	131
6.1 Introdução	131
6.2 Princípio de operação	132
6.3 Família de conversores CC - CA trifásicos proposta.	133
6.4 O inversor boost trifásico controlado por modos deslizantes.	137
6.5 Resultados por simulação	138
6.5.1 Simulação com carga resistiva e tensão de entrada constante.	139
6.5.2 Simulação carga resistiva e perturbação na tensão de entrada.	143

6.5.3 Simulação com carga indutiva e tensão de entrada constante.	146
6.6 Conclusões	149
CAPÍTULO 7: Conclusões Gerais	151
Referências Bibliográficas	154

SIMBOLOGIA

C_1, C_2 : Capacitâncias no conversor.
CC: Corrente contínua.
CA: Corrente alternada.
D: Razão cíclica em contínua.
 \hat{d} : Razão cíclica em pequenos sinais.
d: Razão cíclica total, CC + CA
Dmax: Razão cíclica máxima.
D1, ..., D4: Diodos no conversor.
 di_{L1}/dt : Derivada no tempo da corrente i_{L1} .
 dv_1/dt : Derivada no tempo da tensão v_1 .
FT(s): Função de transferência controle - saída
Fm(s): Função de transferência do modulador.
Fc(s): Função de transferência do compensador.
fs: Frequência de comutação
fsmax: Frequência máxima de comutação.
fc: Frequência de corte.
 i_{L1} : corrente na indutância L_1 .
H1, H2: Blocos de histerese.
 I_1, I_2, I_3 : Correntes em contínua.
 $\hat{i}_1, \hat{i}_2, \hat{i}_3$: Correntes em pequenos sinais.
 i_1, i_2, i_3 : Correntes totais, CC + CA
 I_{Lmax} : Corrente máxima no indutor.
 $I_{L(avg)}$: Corrente média no indutor.
 $I_{L(rms)}$: Corrente eficaz no indutor.
 $I_{S1(avg)}$: Corrente média no interruptor S_1 .
 $I_{S1(rms)}$: Corrente eficaz no interruptor S_1 .
 K_1, K_2 : Coeficientes na função superfície deslizante.

L_1, L_2 : Indutâncias no conversor.
 MF: Margem de fase.
 P_o : Potência de saída.
 P_1, \dots, P_4 : Pólos da função de transferência.
 PWM: Modulação por largura de pulso.
 R_1 : Resistência de carga.
 R_{eq} : Resistência de carga equivalente.
 S_1, \dots, S_4 : Interruptores no conversor.
 $S(iL_1, v_1)$: Função superfície deslizante.
 TDH: Taxa de distorção harmônica
 T_s : Período da comutação.
 t_c : Tempo em condução do interruptor
 t_a : Tempo em aberto do interruptor.
 t_m : Tempo morto.
 UPS: Fontes ininterruptas de energia.
 V_1, V_2 : Tensões de saída nos conversores CC - CC.
 V_{in} : Tensão na entrada.
 V_o : Tensão de saída no inversor.
 V_{ref} : Tensão de referência.
 V_{eq} : Tensão equivalente.
 V_{12} : Tensão em contínua entre os terminais 1 e 2.
 v_{12} : Tensão Total, CC + CA
 \hat{v}_{12} : Tensão para pequenos sinais.
 $V_{C(max)}$: Tensão máxima no capacitor C.
 v : Vetor das variáveis de estado.
 \dot{v} : Vetor das derivadas no tempo das variáveis de estado.
 V^* : Vetor das referências.
 x : Vetor dos erros das variáveis de estado.
 Z_1, Z_2, Z_3 : Zeros da função de transferência.

ΔI_{max} : Variação máxima de corrente no indutor.

ΔV_o : Variação de tensão na saída.

Δt_1 : Tempo em que o interruptor S1 é mantido em condução

Δt_2 : Tempo em que o interruptor S1 é mantido aberto

γ : Estado dos interruptores.

δ : Largura da histerese no bloco H_1 .

$\varepsilon_1, \varepsilon_2$: Erro nas variáveis de estado.

180 graus, 120 graus: Defasagem entre dois sinais.

Resumo

Este trabalho apresenta uma configuração básica para obter uma inversão CC - CA, a que dá origem à família de conversores CC - CA proposta. Em seguida efetua-se um estudo do conversor derivado do conversor buck, com a finalidade de obter a característica do ganho de tensão em função da razão cíclica, e apresentar a família de conversores CC - CA derivados dos conversores CC - CC fundamentais.

Para dar continuação, neste trabalho apresenta-se um novo inversor alimentado em tensão referido como inversor boost ou conversor CC - CA boost. O principal atrativo desta nova topologia é o fato de ela gerar uma tensão CA na saída maior do que a tensão CC de entrada, dependendo do valor instantâneo da razão cíclica. Esta propriedade não se encontra num inversor de tensão clássico, onde a tensão CA instantânea de saída produzida é sempre menor do que a tensão CC de entrada.

O novo inversor se propõe para ser usado no projeto de UPS, quando seja necessária uma tensão AC maior do que a tensão CC de entrada, sem que seja preciso um segundo estágio de processamento de energia.

São apresentados o princípio de funcionamento, o procedimento de projeto, os resultados obtidos por simulação e os resultados a partir de um protótipo de laboratório.

Abstract

This work presents a basic configuration to get a DC - AC conversion, and proposes a family of DC - AC converters. An analysis of the inverter based on the buck converter is presented, in order to get the DC gain characteristic and to introduce the proposed family of DC - AC.

This work proposes a new voltage source inverter referred to as boost inverter or boost DC - AC converter. The main attribute of the new inverter topology is the fact that it generates an AC output voltage larger than the DC input one, depending on the instantaneous duty - cycle. This property is not found in the classical voltage source inverter where the instantaneous AC voltage output is always lower than the DC input voltage. The new inverter is suitable for UPS systems, whenever an AC voltage larger than the DC link voltage is needed, without additional power conversion stages. Operation, analysis, modulation, control strategy and experimental results are included in this work.

Capítulo 1

Introdução

Os inversores ou conversores CC - CA apresentam uma ampla gama de aplicações, como por exemplo em fontes de alimentação, filtros ativos, conversores para correção do fator de potência, controle de velocidade de motores, mas principalmente em fontes ininterruptas de energia (Uninterruptible power supply UPS ou No-break).

Os sistemas UPS podem fornecer potência em situações de emergência para cargas críticas, onde a falta dela, mesmo durante frações de segundo, podem causar perdas de informação ou afetar processos muito importantes nas mais diversas áreas, entre as quais podem-se citar: sistemas de comunicação, centros de processamento de dados, processos industriais, computadores em linhas aéreas, aeroportos, ou nas unidades de tratamento intensivo em hospitais.

Sendo o inversor o componente mais importante num sistema UPS, é desejável que este seja da mais alta qualidade possível.

O inversor alimentado em tensão, referido neste trabalho como inversor buck é provavelmente o conversor de potência mais empregado em sistemas UPS. Porém, apresenta várias desvantagens. Em primeiro lugar pode-se mencionar que ele exige da fonte CC de entrada, uma corrente do tipo descontínua. Isto é particularmente prejudicial, requerendo indutores de filtragem grandes e apresentando graves problemas de interferência electromagnética.

A característica principal do inversor buck é que ele só pode gerar uma tensão CA na saída menor do que a tensão CC de entrada. Este é um inconveniente em UPS's que dispõem de uma fonte CC de tensão baixa, sendo necessário um estágio de potência adicional para elevação da tensão CC com a respectiva penalidade na confiabilidade, eficiência, custo, peso e volume.

O desenvolvimento tecnológico, principalmente com o progresso no campo dos componentes passivos e ativos permite o estudo e implementação de novas topologias de conversores e de técnicas de controle, inclusive com realimentação instantânea da variável a controlar.

É neste contexto que se apresenta o estudo de uma nova família de inversores, visando gerar alternativas viáveis para resolver alguns dos problemas encontrados nas estruturas inversoras convencionais de forma a obter um inversor de alta qualidade, levando em consideração os seguintes aspectos: alta confiabilidade, alta eficiência, alta densidade de potência, baixo ruído audível, baixo custo de implementação e eventualmente tensão senoidal na carga com o menor conteúdo harmônico possível, para cargas lineares ou não-lineares.

Nesta tese faz-se uma proposta de uma família de inversores, baseados num princípio de funcionamento simples. Em resumo pode-se adiantar que estes inversores são formados por dois conversores CC - CC, gerando cada um deles uma tensão senoidal que apresenta uma defasagem de 180 graus, uma em relação à outra, e a carga é conectada diferencialmente entre os conversores. O inversor buck faz uso deste princípio de funcionamento, como se mostrará no capítulo 2. O mais

interessante é que o conversor CC - CC pode ser qualquer um dos conhecidos na literatura. Aqui são referidos somente os fundamentais: buck, boost, buck/boost, Ćuk, sepic, zeta.

A referência [1], propõe o inversor derivado do conversor Ćuk. O inversor buck, estudado em uma infinidade de referências, e o inversor Ćuk foram os únicos encontrados na bibliografia, que fazem uso do princípio exposto.

No capítulo 2 são apresentados o princípio de operação da família de inversores monofásico proposta e a característica estática de cada um dos integrantes da família. Este é um dado valioso por fornecer uma visão do comportamento da tensão de saída frente a variações na razão cíclica, no caso do conversor trabalhar num modo de condução contínua e frequência constante. Por último, no capítulo 2 são apresentados cada um dos integrantes desta nova família de conversores CC - CA.

O capítulo 3 é dedicado ao estudo do conversor CC - CA boost, modulado por largura de pulso. A principal característica deste conversor é a característica senoidal da tensão na carga, cujo valor instantâneo pode ser maior ou menor do que a tensão CC de entrada, dependendo apenas do valor da razão cíclica.

No capítulo 3 são apresentadas as etapas de operação e uma modelagem do inversor boost, empregando o modelo do interruptor PWM. Este modelo foi empregado pela sua simplicidade e viabilidade da obtenção da função de transferência controle-saída.

Também é apresentado, no capítulo 3, um estudo da estabilidade do inversor boost. Com posse de todos estes dados são mostrados uma metodologia e um exemplo de projeto. Como

uma primeira tentativa de controle do inversor boost, adotou-se o controle por tensão, o qual atua sobre o conversor impondo uma tensão senoidal na saída. São apresentados os resultados por simulação e experimentais para um protótipo de 500 W, para comprovação da análise teórica.

Visando reduzir o conteúdo harmônico da tensão na carga foram analisadas outras alternativas de controle para o inversor boost.

No capítulo 4 é apresentada uma estratégia de controle direto conhecida como feedforward para o inversor boost. Esta estratégia de controle amostra as perturbações na tensão de entrada para atuar sobre o conversor a fim de compensá-las antes que sejam detectadas na tensão de saída. O ponto mais importante e inovador é a possibilidade de se obter uma linearização do sistema de forma que a tensão de saída torne-se proporcional a um sinal de referência e com uma diminuição na distorção harmônica da tensão de saída. São apresentados os resultados por simulação, para um projeto de 500 W, para validação da estratégia de controle proposta.

No capítulo 5 é proposta uma estratégia de controle para o inversor boost baseada em um controle por modos deslizantes, que permite obter tensão de saída senoidal para cargas lineares, com a menor distorção possível.

O controle por modos deslizantes oferece algumas vantagens: estabilidade mesmo para grandes variações na carga ou na tensão de entrada, robustez, uma boa resposta dinâmica e uma implementação simples. Como desvantagens podem ser citados: a frequência de comutação é variável e dependente do ponto de operação; as variáveis do controlador podem ser

afetadas por erros em regime permanente e a seleção dos parâmetros do controlador pode ser complexa.

No capítulo 5 são apresentadas uma descrição e uma modelagem do conversor, no espaço das variáveis de estado, princípio do controle e a obtenção dos parâmetros. É proposta uma metodologia e apresentado um exemplo de projeto, validado por medições em um protótipo de 500 W.

No capítulo 6 é proposta uma família de conversores CC - CA trifásica, utilizando o mesmo princípio de operação dos inversores monofásicos apresentados no capítulo 2. É apresentado, a título de exemplo, o inversor boost trifásico utilizando a técnica de controle por modos deslizantes, com resultados por simulação.

Finalmente, no capítulo 7 é realizada uma exposição das conclusões gerais do trabalho.

Capítulo 2

Proposta de uma Família de Conversores CC - CA Monofásicos.

Neste Capítulo apresenta-se a configuração básica para obter uma inversão CC - CA, que dá origem à família de conversores CC - CA proposta. Em seguida efetua-se um estudo do inversor derivado do conversor buck CC - CC, com a finalidade de obter a característica do ganho de tensão em função da razão cíclica. Por último, apresentam-se os membros restantes da família de conversores CC - CA proposta, derivados dos conversores CC - CC fundamentais.

2.1 Introdução.

O inversor alimentado em tensão apresentado na Fig. 2.1, referido neste trabalho como inversor buck, é provavelmente o conversor de potência mais importante. Ele é usado em diversas aplicações industriais e comerciais. Entre estas aplicações, as mais importantes são: fonte ininterrupta de energia ("Uninterruptible Power Supply - UPS" ou "No - break"), acionamento de motor CA e ,mais recentemente, em filtros ativos para compensação de harmônicas.

O inversor buck é constituído por dois conversores CC - CC buck, bidirecionais em corrente. A Fig. 2.2 mostra esta propriedade de uma forma simples. Nela pode-se observar uma transformação do inversor buck até chegar a exibir os dois conversores CC - CC buck que o formam. O conversor buck bidirecional em corrente é apresentado na Fig. 2.3. A

possibilidade de separar o inversor buck em dois blocos permitirá mostrar o princípio de funcionamento da família de conversores CC - CA proposta.

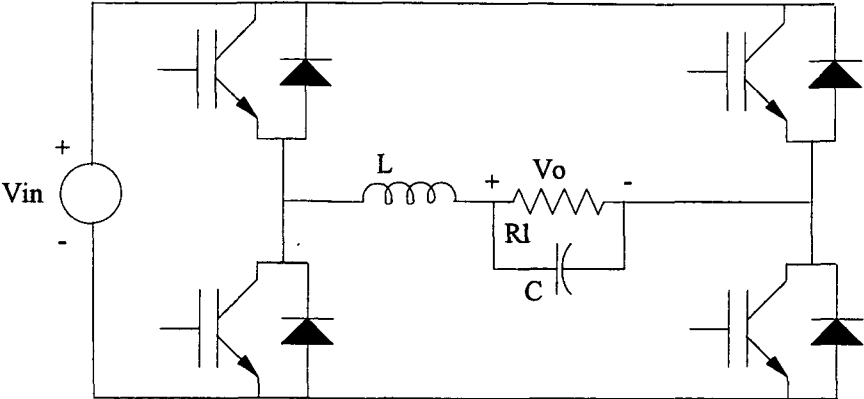
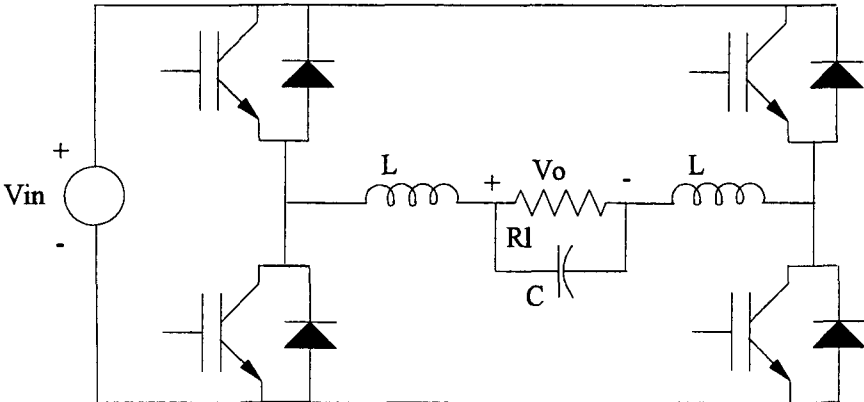
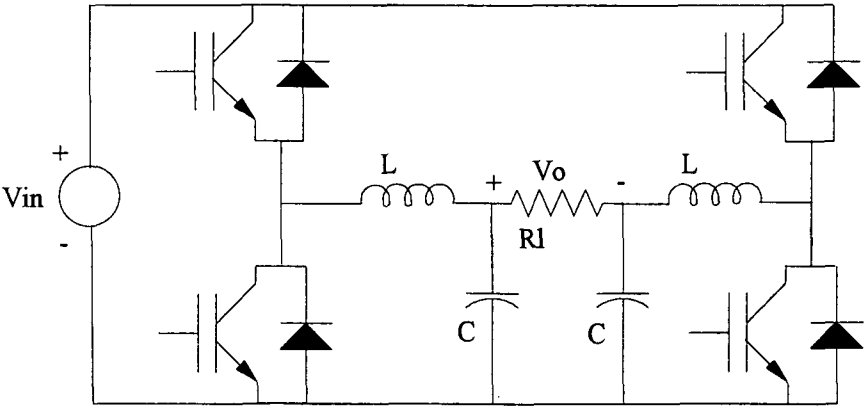


Fig. 2.1 Inversor buck



(a)



Buck A

(b)

Buck B

Fig. 2.2 O inversor buck formado por dois conversores CC - CC buck.

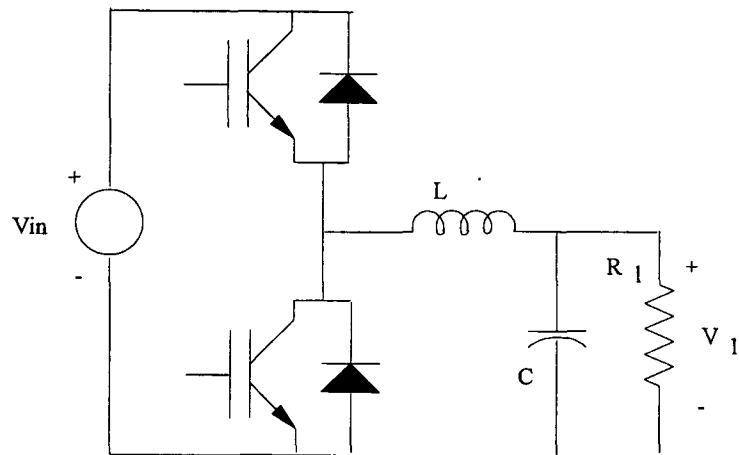


Fig. 2.3 Conversor buck bidirecional em corrente.

2.2 Princípio de Operação

A Família de conversores proposta obtém a inversão CC-CA como indicado na Fig. 2.4. Esta família de inversores é configurada por dois conversores CC - CC A e B. Cada conversor produz uma tensão de saída unipolar, senoidal com uma componente contínua, como pode-se observar na Fig. 2.4, das formas de onda V_1 e V_2 . A carga é conectada diferencialmente entre os conversores, anulando a componente contínua na carga. A modulação em cada conversor está 180 graus defasada em relação ao outro, o que maximiza a excursão de tensão através da carga. Porém, a diferença de fase entre os dois conversores pode ser qualquer. Isto apresenta-se como uma alternativa para o controle da tensão de saída (V_1-V_2). A geração da tensão bipolar na saída é obtida por um arranjo push-pull, obrigando um conversor a operar como fonte o outro como carga, sendo bidirecionais em corrente.

2.3 Configuração do Inversor derivado do buck.

Para o inversor buck, da Fig. 2.5, com as indicações das tensões de saída V_1 e V_2 , mencionadas no item anterior, será

determinada a característica estática do ganho de tensão em função da razão cíclica.

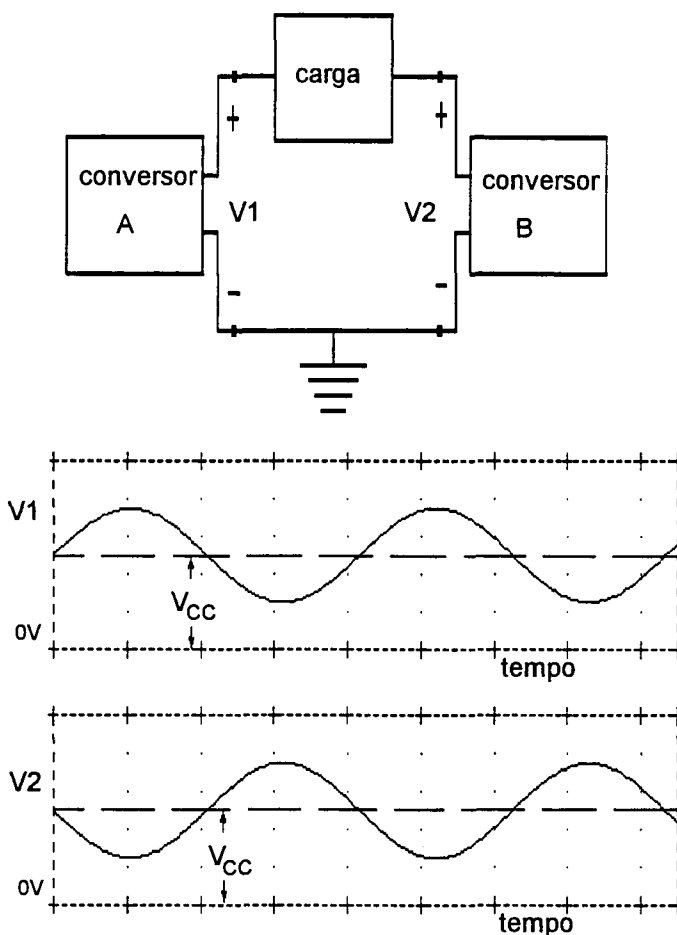


Fig. 2.4 Configuração básica para obter inversão CC - CA.

O conversor buck A, em condução contínua, apresenta a seguinte relação de tensões entre V_1 e V_{in} :

$$\frac{V_1}{V_{in}} = D \quad (2.1)$$

Onde D é a razão cíclica.

O ganho de tensão do inversor buck pode ser encontrado assumindo que o conversor buck B opera com uma defasagem de 180 graus em relação ao outro conversor. Para o conversor buck B tem-se:

$$\frac{V_2}{V_{in}} = 1 - D \quad (2.2)$$

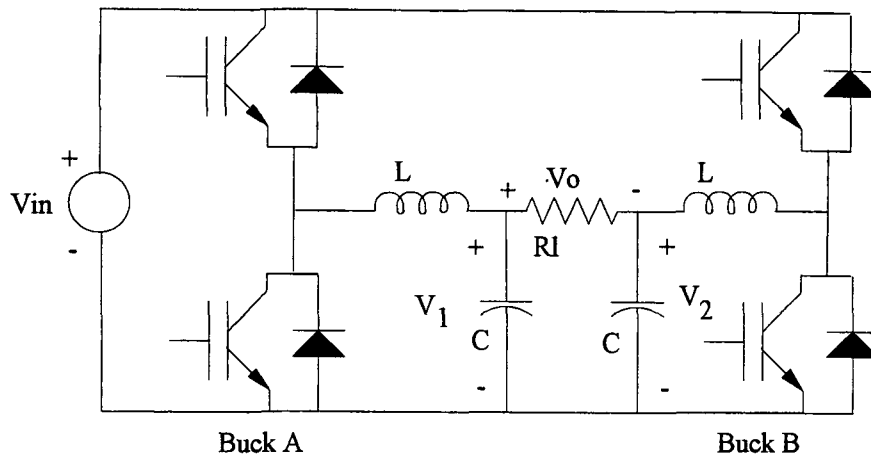


Fig. 2.5 Inversor buck.

A tensão na saída é obtida pela expressão (2.3).

$$V_0 = V_1 - V_2 = DV_{in} - (1 - D)V_{in} \quad (2.3)$$

O ganho de tensão em função da razão cíclica é definido pela expressão (2.4).

$$\frac{V_0}{V_{in}} = 2D - 1 \quad (2.4)$$

A característica do ganho de tensão em função da razão cíclica, do inversor buck em condução contínua, é mostrada na Fig. 2.6. Como pode-se observar, a característica de tensão é linear conforme esperado, com tensão de saída nula para $D = 0.5$. Portanto, variando-se a razão cíclica em torno deste ponto, pode-se obter uma tensão senoidal na saída. Porém, a tensão de saída instantânea é sempre menor que a tensão CC de entrada, uma vez que o ganho de tensão é menor que um.

2.4 Configuração do inversor derivado do boost.

O princípio de operação exposto no item 2.2 pode ser aplicado a qualquer conversor CC - CC. Aplicando-se um procedimento similar, obtém-se o conversor CC - CA boost indicado na Fig. 2.8 a partir de dois conversores CC - CC boost bidirecionais em corrente, mostrados na Fig. 2.7.

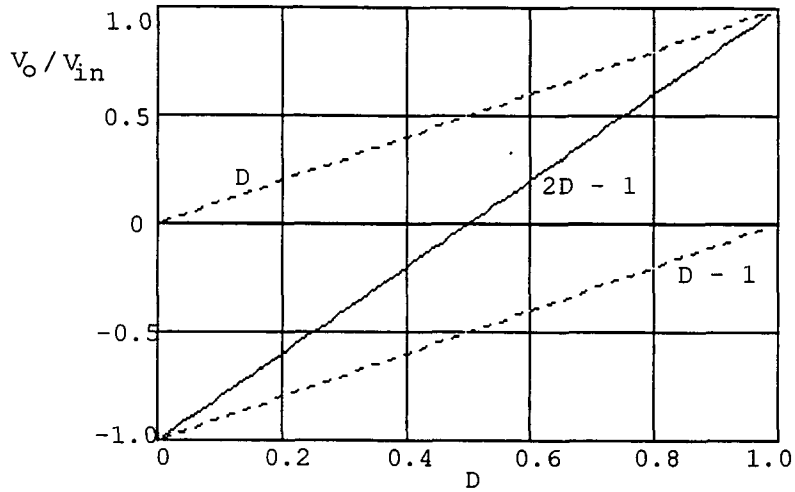


Fig. 2.6 Característica do ganho de tensão em função da razão cíclica do inversor buck em condução contínua.

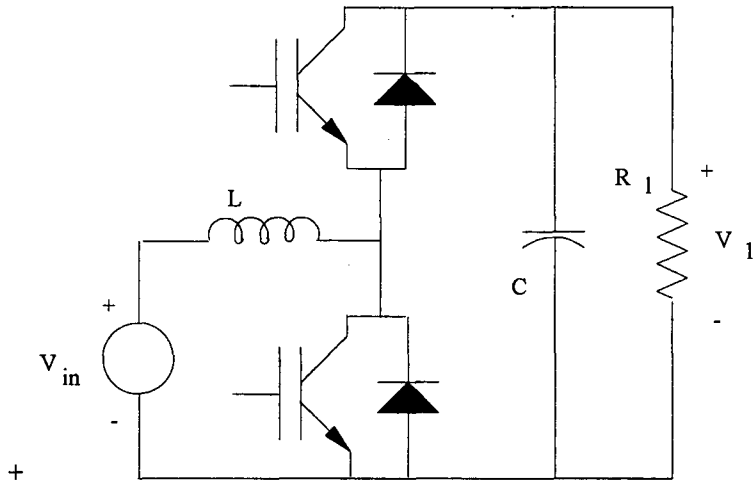


Fig. 2.7 Conversor CC - CC boost bidirecional em corrente.

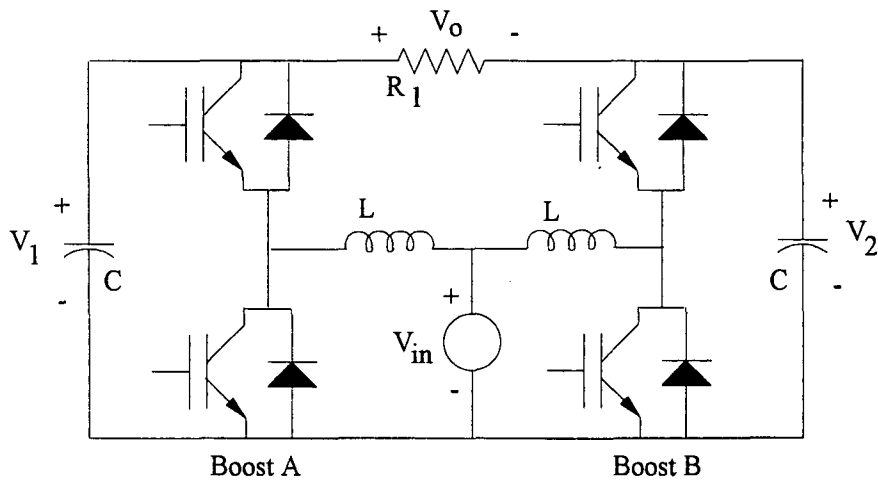


Fig. 2.8 Inversor boost.

O conversor boost apresenta a seguinte relação de tensões entre V_1 e V_{in} :

$$\frac{V_1}{V_{in}} = \frac{1}{1-D} \quad (2.5)$$

Operando-se os conversores com uma defasagem de 180° resulta a expressão (2.6) que relaciona V_2 e V_{in} :

$$\frac{V_2}{V_{in}} = \frac{1}{D} \quad (2.6)$$

A tensão de saída é obtida da diferença de tensões entre V_1 e V_2 , como indicado na expressão (2.7).

$$V_0 = V_1 - V_2 = \frac{V_{in}}{1-D} - \frac{V_{in}}{D} \quad (2.7)$$

O ganho de tensão em função da razão cíclica é definido pela expressão (2.8).

$$\frac{V_0}{V_{in}} = \frac{2D-1}{D(1-D)} \quad (2.8)$$

Na Fig. 2.9 apresenta-se a característica do ganho de tensão em função da razão cíclica, para o inversor operando em condução contínua.

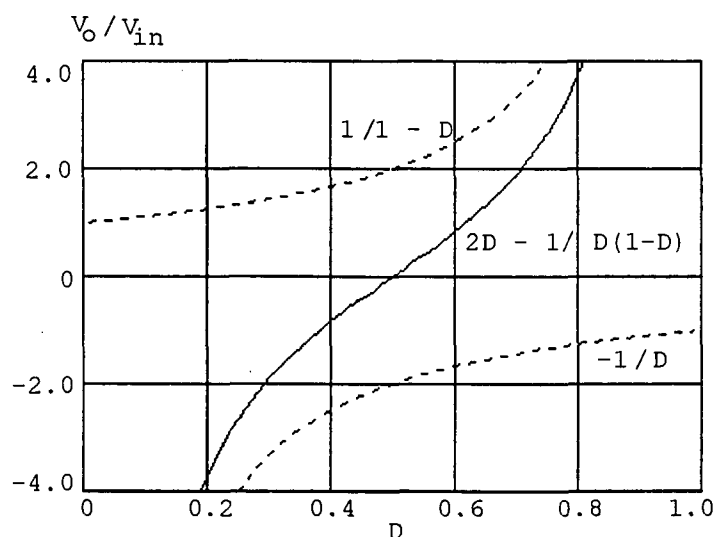


Fig. 2.9 Característica do ganho de tensão em função da razão cíclica do inversor boost em condução contínua.

Como pode-se observar, o inversor boost apresenta uma característica do ganho de tensão não-linear. A tensão de saída

é nula para $D = 0.5$, mas o seu valor instantâneo pode ser maior ou menor que a tensão CC de entrada, dependendo da razão cíclica.

2.5 Membros restantes da família de conversores CC - CA proposta.

A idéia de se obter um conversor CC - CA baseado em conversores CC - CC não é limitada aos conversores apresentados anteriormente, (buck e boost). Este conceito pode ser estendido para gerar outros membros da família, utilizando os conversores CC - CC fundamentais restantes: buck/boost, Ćuk, sepic e zeta. Estes membros da família são apresentados nas seguintes figuras, com sua respectiva característica do ganho de tensão.

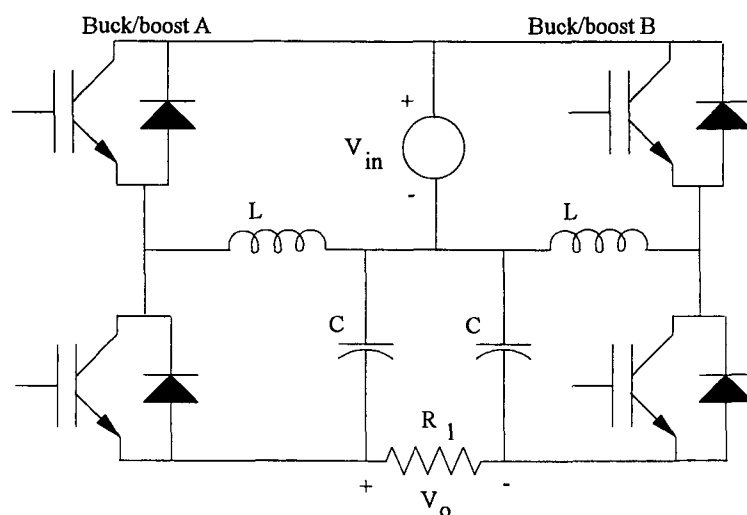


Fig. 2.10 Inversor buck/boost.

A característica do ganho de tensão em função da razão cíclica dos inversores buck/boost, Ćuk, sepic e zeta coincide com a característica obtida para o inversor boost. Para todos os inversores da família a condição de tensão de saída nula obtém-se para $D = 0.5$. Para se obter uma tensão senoidal de saída a razão cíclica deve variar em torno de $D = 0.5$.

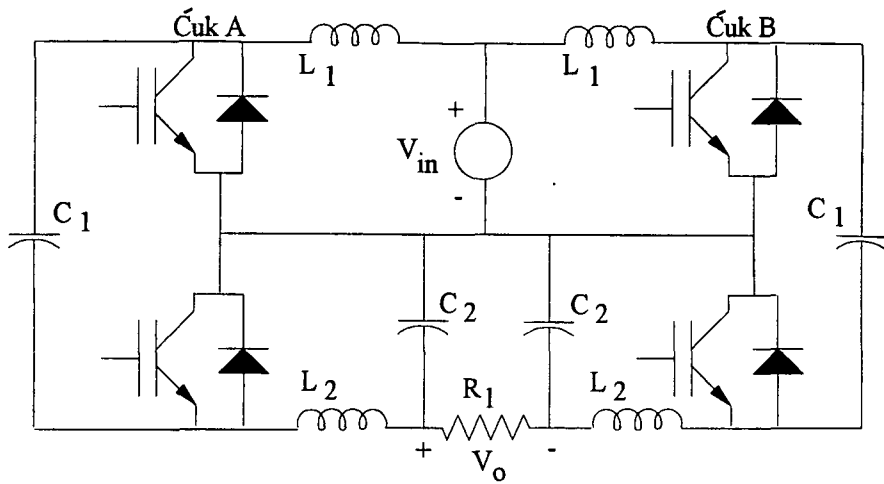


Fig. 2.11 Inversor Ćuk.

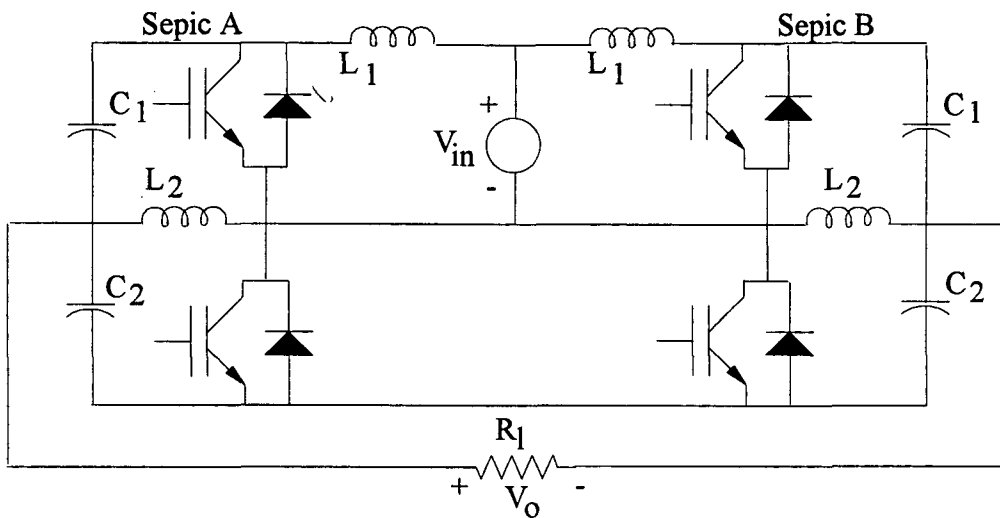


Fig. 2.12 Inversor sepic.

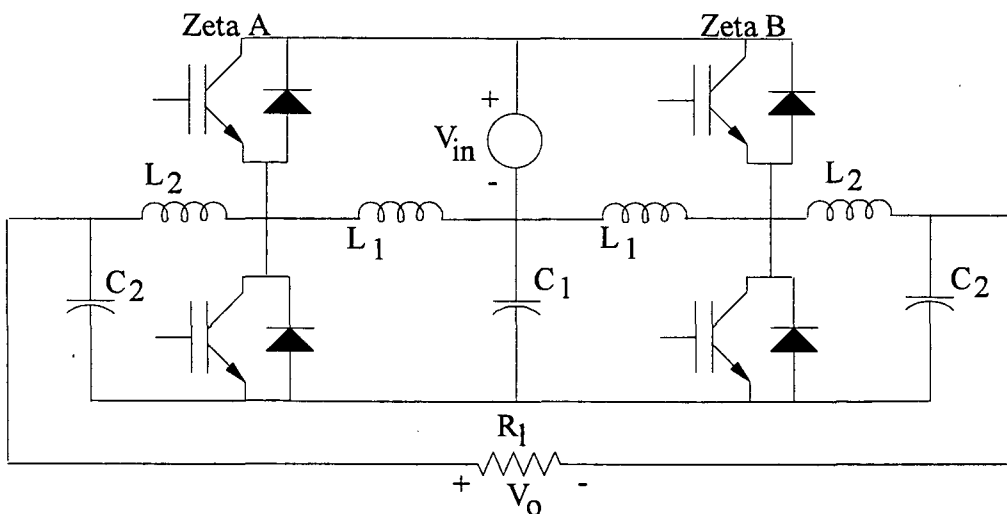


Fig. 2.13 Inversor zeta.

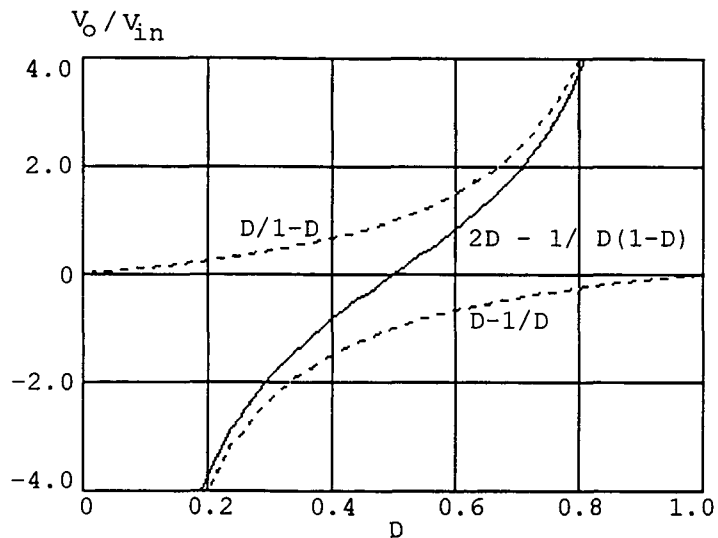


Fig. 2.14 Característica do ganho de tensão em função da razão cíclica do inversor buck/boost, Ćuk, sepic e zeta em condução contínua.

2.6 Conclusões

Foi proposta neste capítulo uma nova família de inversores, derivados dos conversores CC - CC fundamentais. Aplicando-se o mesmo princípio de operação do inversor buck, conhecido na literatura.

Uma característica em comum dos inversores propostos é a tensão de saída instantânea poder ser maior ou menor que a tensão CC de entrada, dependendo unicamente do valor instantâneo da razão cíclica. Porém, todos os inversores da família apresentam uma característica não-linear do ganho de tensão, com exceção do inversor buck.

Todos os inversores da família apresentam tensão de saída nula para $D = 0.5$. Para uma tensão senoidal de saída a razão cíclica deve variar em torno de $D = 0.5$.

Capítulo 3

Conversor CC - CA boost com Modulação por Largura de Pulso.

Este capítulo apresenta um novo inversor alimentado em tensão referido como inversor boost ou conversor CC - CA boost com modulação por largura de pulso. O principal atrativo desta nova topologia é o fato de gerar uma tensão CA na saída maior ou menor do que a tensão CC de entrada, dependendo do valor instantâneo da razão cíclica [2], [3]. Esta propriedade não se encontra num inversor de tensão clássico, onde a tensão CA instantânea de saída produzida é sempre menor do que a tensão CC de entrada.

São apresentados o princípio de funcionamento, uma modelagem para pequenos sinais com a finalidade de obter a função de transferência controle-saída, o procedimento de projeto, os resultados obtidos por simulação e os resultados experimentais obtidos a partir de um protótipo de laboratório.

3.1 Introdução.

O novo conversor CC - CA boost, apresentado na Fig. 3.1, foi concebido para ser utilizado no projeto de fontes ininterruptas de energia (UPS), com tensão CA superior que a tensão CC de entrada, sem a necessidade de um segundo estágio de processamento de energia. O conversor CC - CA boost pode ser empregado com vantagens em uma diversidade de aplicações [4],[5],[6]. Entre estas aplicações podem ser citadas os sistemas de fornecimento de energia utilizando células

fotovoltaicas, ou em sistemas de correção do fator de potência por compensação de harmônicos. O inversor boost oferece como vantagens a redução do número de estágios de processamento da energia e um menor número de chaves, aumentando desta forma a confiabilidade e a eficiência e reduzindo o volume, o peso e o custo.

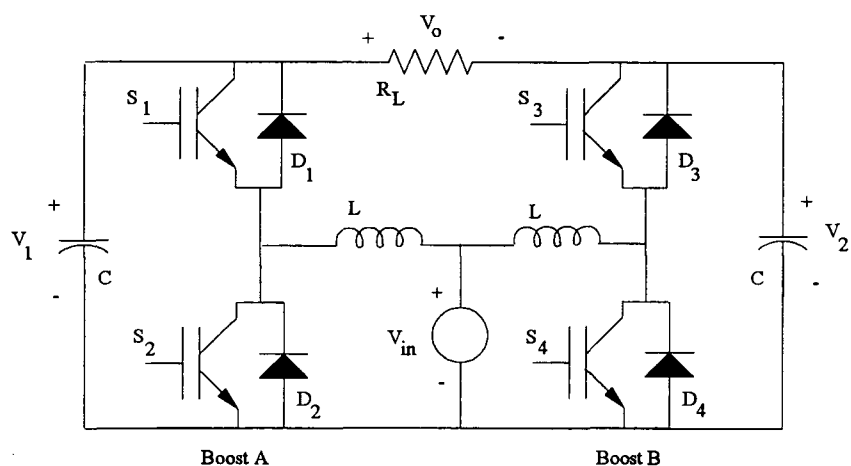


Fig. 3.1 Inversor boost proposto

Em sistemas UPS convencionais, quando a tensão de saída for maior do que a tensão CC de entrada, um conversor boost CC - CC é utilizado entre a fonte CC e o inversor, conforme mostra a Fig. 3.2.

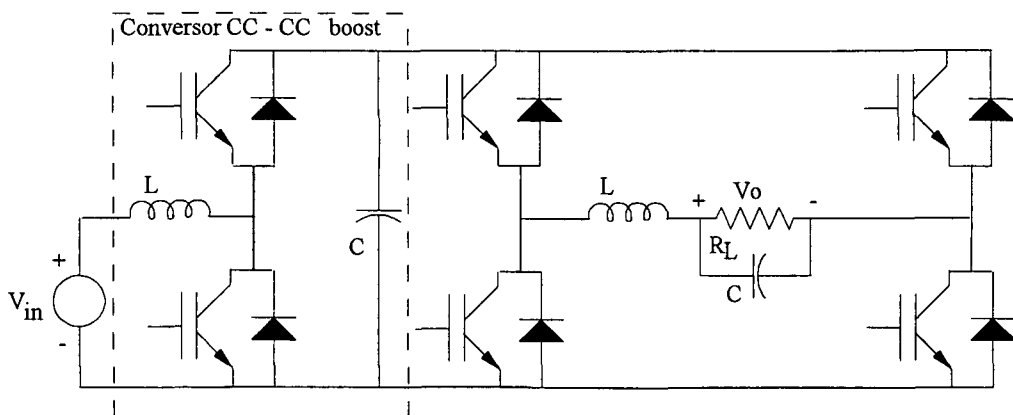


Fig. 3.2 Circuito usado para gerar uma tensão CA maior do que a tensão CC de entrada.

Dependendo dos níveis de potência e tensão envolvidos, esta solução pode resultar em um aumento do volume, do peso e do custo assim como uma eficiência reduzida.

3.2 Etapas de Operação

Com o objetivo de simplificar a análise, as seguintes considerações são feitas:

- O circuito opera em regime permanente e no modo de condução contínua;

- Os semicondutores são considerados ideais;

O inversor boost operando em condução contínua apresenta duas etapas de funcionamento, aqui apresentadas para o intervalo do semiciclo positivo de V_0 . Neste intervalo não trabalham os seguintes interruptores: S_1 , S_4 , D_2 e D_3 .

- 1ª Etapa (t_0 , t_1):

No instante t_0 os interruptores S_2 e S_3 são acionados e conduzem as correntes i_{S2} e i_{S3} respectivamente. A corrente i_{L1} cresce linearmente com uma taxa de variação igual a V_{in}/L_1 e a corrente i_{L2} decresce linearmente com uma taxa de variação igual a $(V_{in} - V_2)/L_2$. A fonte de alimentação transfere energia para o indutor L_1 e o capacitor C_1 transfere energia para a carga. Nesta etapa o diodo D_1 mantém-se bloqueado com tensão reversa igual $(-V_1)$, e o diodo D_4 bloqueado com tensão reversa igual a $(-V_2)$. As tensões V_1 e V_2 são consideradas constantes para um período da frequência de comutação. O circuito equivalente desta etapa é mostrado na Fig. 3.3.

- 2ª Etapa (t_1 , t_2):

Em, $t = t_1$, os interruptores S_2 e S_3 são bloqueados e os diodos D_1 e D_4 entram em condução, permitindo que o indutor L_1

transfira energia para o capacitor C_1 e a carga. A corrente i_{L1} decresce linearmente com uma taxa de variação igual a $(V_{in} - V_1)/L_1$ e i_{L2} cresce linearmente com uma taxa de variação igual a V_{in}/L_2 . A tensão nos terminais do interruptor S_2 é igual a V_1 e no interruptor S_3 é V_2 . O circuito equivalente desta etapa é mostrado na Fig. 3.4.

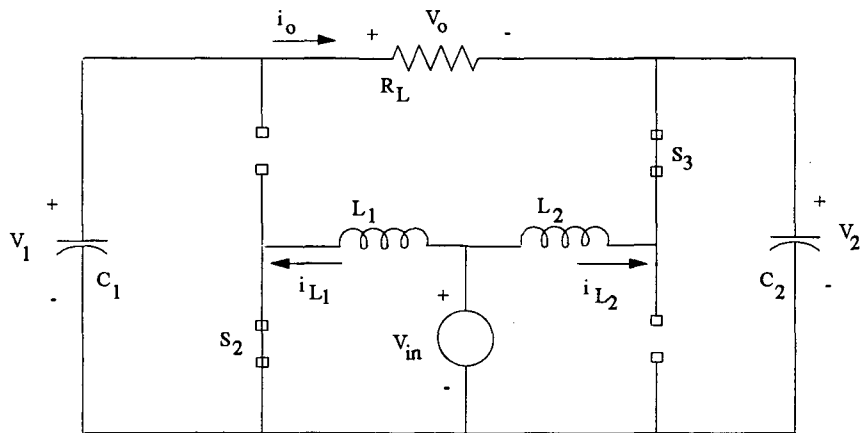


Fig. 3.3 Circuito equivalente para a primeira etapa de funcionamento do inversor boost.

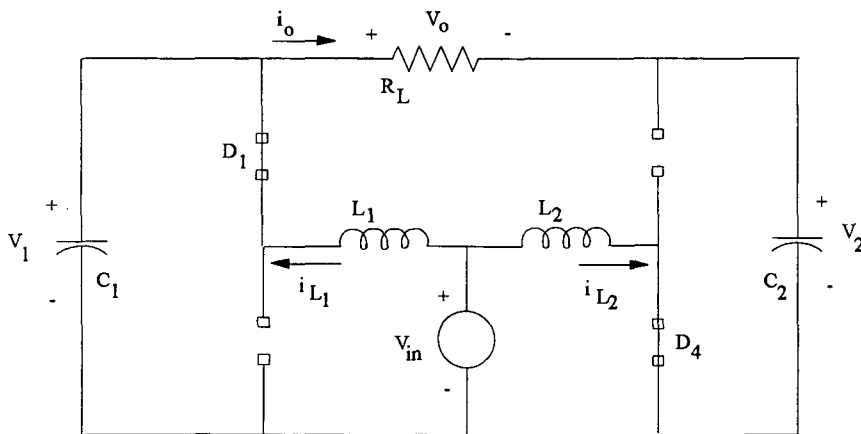


Fig. 3.4 Circuito equivalente para a segunda etapa de funcionamento do inversor boost.

As principais formas de onda são apresentadas na Fig. 3.5.

Onde:

- Período da comutação $T_S = 1/f_S$.
- Frequência de comutação f_S .
- Tempo em condução do interruptor, $t_C = t_1 - t_0$

- Tempo em aberto, $t_a = t_2 - t_1 = T_s - t_c$.
- Razão cíclica $D = t_c/T_s$.

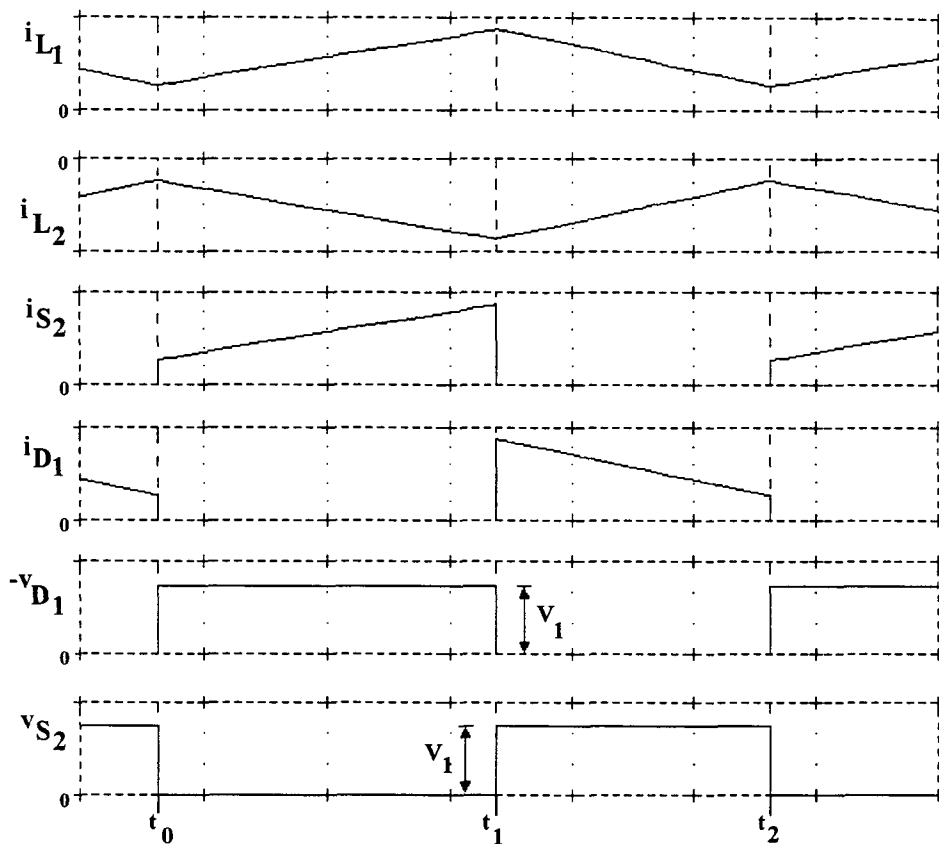


Fig. 3.5 Principais formas de onda.

3.3 Modelagem do Conversor.

O modelo do interruptor PWM, no modo de condução contínua [7], é usado para determinar a resposta aproximada do conversor a uma excitação senoidal na razão cíclica, e para determinar os esforços nos componentes. O modelo do interruptor PWM foi empregado pela sua simplicidade e possibilitando a análise através de programas de simulação de circuitos.

No modelo do interruptor PWM assume-se que toda a não-linearidade do conversor é apresentada pelo interruptor. Esta não linearidade é separada do resto dos componentes lineares do

conversor e apresentada convenientemente numa estrutura de três terminais, a qual pode ser estudada isoladamente. Desse modo podem ser encontrados os modelos equivalentes que representam o funcionamento do interruptor. Na Fig. 3.6.(a) é apresentada a estrutura de três terminais que representa o interruptor PWM; na Fig. 3.6.(b) pode-se observar o circuito equivalente que representa o comportamento do interruptor PWM em corrente contínua e na Fig. 3.6.(c) encontra-se o circuito equivalente que reproduz o comportamento do interruptor PWM para pequenos sinais.

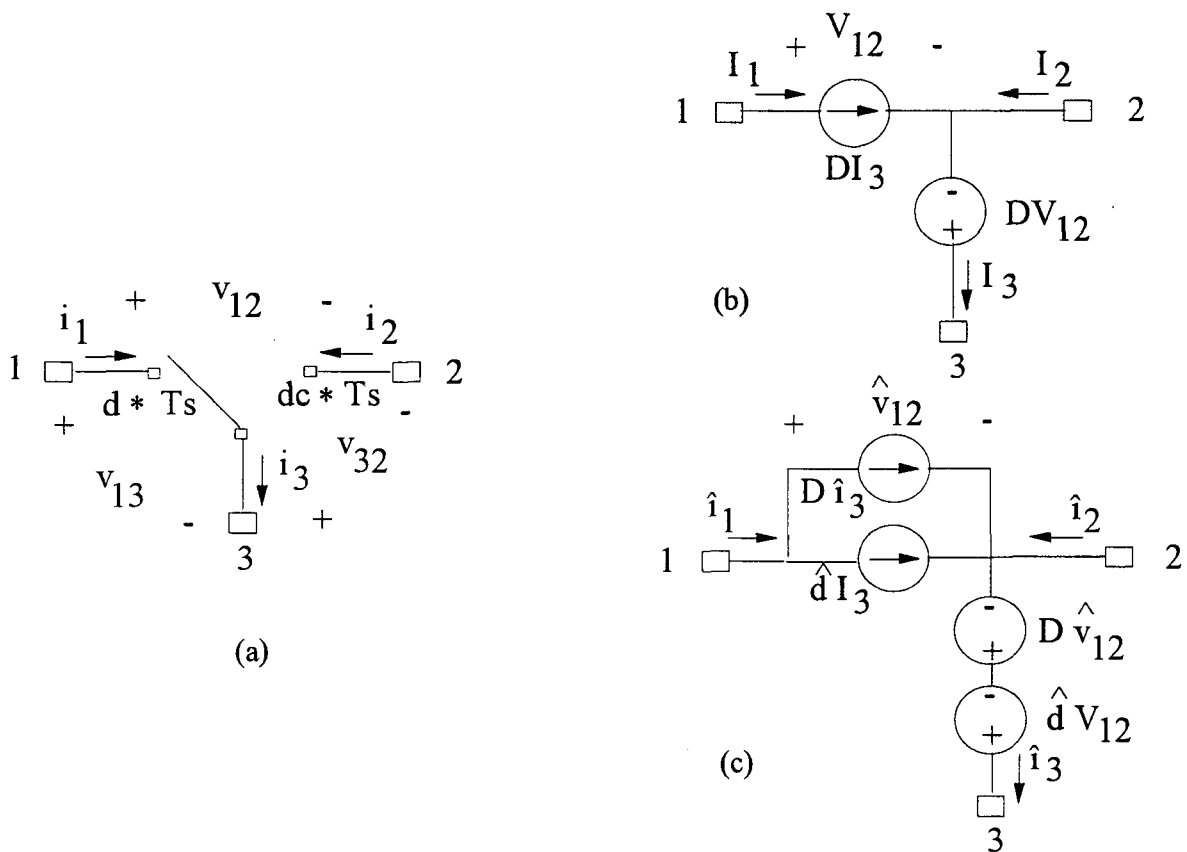


Fig. 3.6 (a) Interruptor PWM mostrando tensões e correntes. (b) Modelo do interruptor PWM em CC. (c) Modelo do interruptor PWM para pequenos sinais.

O estudo com o modelo do interruptor PWM tem como principal finalidade obter a função de transferência controle-saída. O

processo começa pela substituição do modelo em CC do interruptor no conversor para obter o ponto de operação. Estes valores CC são usados como uma entrada no modelo para pequenos sinais o qual substitui o interruptor PWM. Analisando este circuito resultante pode-se obter a função de transferência controle-saída.

3.3.1 Análise em CC.

O comportamento em CC do inversor boost é determinado simplesmente pela substituição do modelo do interruptor PWM em CC pelo interruptor PWM, e analisando o circuito linear resultante.

Na fig. 3.7 apresenta-se o circuito equivalente para o inversor boost, com interruptor PWM bidirecional em corrente. Os conversores CC - CC que o formam operam com uma defasagem de 180 graus.

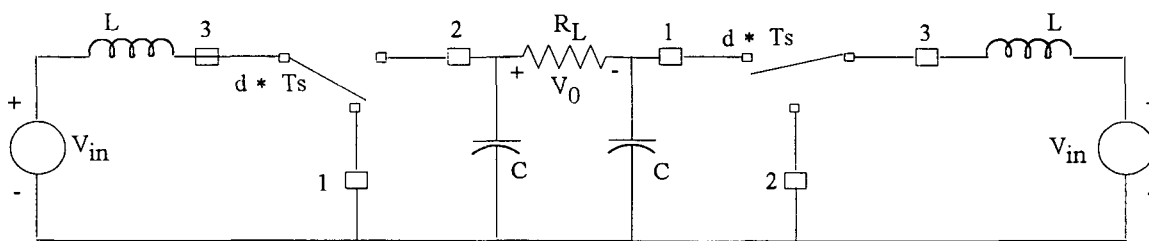


Fig. 3.7 Circuito equivalente do inversor boost com interruptor PWM.

Na fig. 3.8 apresenta-se o circuito equivalente para o inversor boost, com o interruptor PWM substituído pelo modelo CC. Neste circuito todos os elementos reativos foram curto-circuitados ou mantidos em aberto, dependendo do seu comportamento em frequência nula.

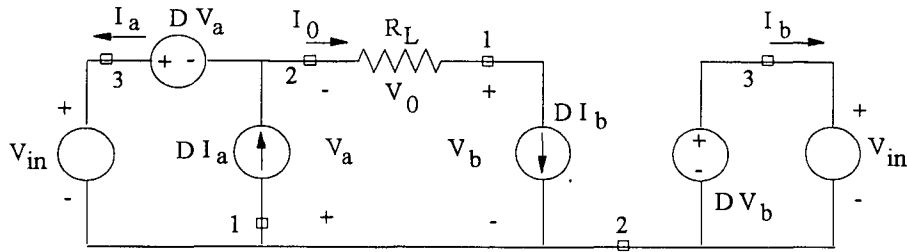


Fig. 3.8 Circuito equivalente inversor boost, com modelo CC da chave PWM.

Analisando o circuito da fig. 3.8 obtém-se as seguintes expressões:

$$V_a = \frac{-V_{in}}{1-D} \quad (3.1)$$

$$V_b = \frac{V_{in}}{D} \quad (3.2)$$

$$V_o = V_{in} \left(\frac{2D-1}{D(1-D)} \right) \quad (3.3)$$

$$I_a = - \frac{(2D-1) V_{in}}{D(1-D)^2 R_L} \quad (3.4)$$

$$I_b = + \frac{(2D-1) V_{in}}{D^2(1-D) R_L} \quad (3.5)$$

Considera-se que D é o valor da razão cíclica em CC.

Com as expressões (3.1) a (3.5) é possível determinar o valor aproximado em CC, de tensões e correntes em todos os componentes do inversor boost.

3.3.2 Função de transferência Controle - Saída.

Na fig. 3.9 apresenta-se o circuito equivalente para o inversor boost, com o interruptor PWM substituído pelo modelo CA. Considera-se que perturbações na razão cíclica resultarão em perturbações de corrente e tensão no conversor. Assim:

$$d = D + \hat{d} \quad (3.6)$$

$$i_a = I_a + \hat{i}_a \quad (3.7)$$

$$v_a = V_a + \hat{v}_a \quad (3.8)$$

Os símbolos em maiúsculo representam os valores em regime permanente e as contribuições devidas às perturbações são indicadas com acento circunflexo.

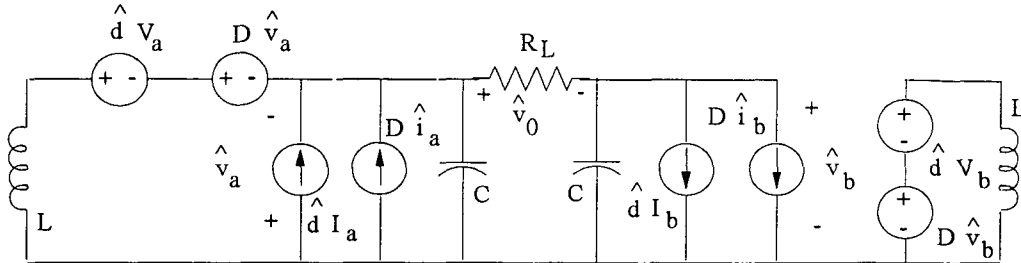


Fig. 3.9 Circuito equivalente inversor boost, com modelo CA da chave PWM.

Analisando o circuito da fig. 3.9 resultam as seguintes expressões no domínio das freqüências:

$$\hat{v}_0 = -\hat{v}_a - \hat{v}_b \quad (3.9)$$

$$-\hat{v}_a = \hat{d} \left[\frac{I_a L s - V_a (1-D)}{(1-D)^2 + s^2 CL} \right] - \hat{v}_0 \left[\frac{L s}{R((1-D)^2 + s^2 CL)} \right] \quad (3.10)$$

$$\hat{v}_b = \hat{v}_0 \left[\frac{1}{R(sC + D^2/sL)} \right] - \hat{d} \left[\frac{D V_b + s * L I_b}{sL(sC + D^2/sL)} \right] \quad (3.11)$$

Substituindo (3.10) e (3.11) em (3.9) obtém-se a expressão (3.12), que representa a função de transferência controle - saída do conversor:

$$G(S) = \frac{\hat{v}_0}{\hat{d}} = R_L * \frac{X_1 s^3 + X_2 s^2 + X_3 s + X_4}{Y_1 s^4 + Y_2 s^3 + Y_3 s^2 + Y_4 s + Y_5} \quad (3.12)$$

Onde,

$$X_1 = (I_a + I_b) CL^2 \quad (3.13)$$

$$X_2 = (D V_b - (1-D) V_a) CL = 2 V_{in} CL \quad (3.14)$$

$$X_3 = (I_a D^2 + I_b (1-D)^2) L \quad (3.15)$$

$$X_4 = ((1-D) V_b - D V_a) (1-D) D \quad (3.16)$$

$$Y_1 = R_L C^2 L^2 \quad (3.17)$$

$$Y_2 = 2 CL^2 \quad (3.18)$$

$$Y_3 = R_L C L (1 - 2D + 2D^2) \quad (3.19)$$

$$Y_4 = L (1 - 2D + 2D^2) \quad (3.20)$$

$$Y_5 = R_L D^2 (1 - D)^2 \quad (3.21)$$

Como pode-se observar da expressão (3.12), a função de transferência controle-saída apresenta quatro pólos e três zeros. Porém, a localização destes pólos e zeros no plano complexo não é fixa, sendo determinada a cada instante pelo ponto de operação do conversor. Esta afirmação é confirmada pelas expressões (3.13) a (3.21), que representam os coeficientes dos polinômios que formam a função de transferência. Destas expressões conclui-se que a maioria dos coeficientes são dependentes da razão cíclica, com exceção de X_2 , o qual depende da tensão de entrada V_{in} e de Y_1 e Y_2 , que são fixos.

3.3.3 Verificação do modelo.

Para comprovar a validade do modelo para pequenos sinais, o resultado obtido por simulação do inversor boost, mostrado na Fig. 3.1, foi comparado com os resultados conseguidos por avaliação da função de transferência, expressão (3.12).

Simulou-se com os seguintes valores dos componentes:

$$V_{in} = 100 \text{ V}$$

$$V_0 = 127 \text{ Vrms}$$

$$L = 0.9 \text{ mH}$$

$$C = 10 \text{ } \mu\text{F}$$

$$P_0 = 500 \text{ W (potência de saída)}$$

$$f_s = 20 \text{ kHz (frequência de comutação)}$$

Da avaliação da equação (3.12) resultam as expressões da função de transferência para as razões cíclica $D = 0.5$, expressão (3.22), e $D = 0.7$, equação (3.23).

$$FT(S)_{D=0.5} = 30 \frac{(1.8E-6)s^2 + 50}{(2.43E-15)s^4 + (1.62E-11)s^3 + (1.35E-7)s^2 + (4.5E-4)s + 1.875} \quad (3.22)$$

$$FT(S)_{D=0.7} = 30 \frac{(-9.796E-11)s^3 + (1.8E-6)s^2 - (0.009)s + 58}{(2.43E-15)s^4 + (1.62E-11)s^3 + (1.556E-7)s^2 + (5.22E-4)s + 1.323} \quad (3.23)$$

Nas fig. 3.10 e 3.11 apresentam-se os diagramas de Bode em módulo e fase da função de transferência para uma razão cíclica de $D = 0.5$, por simulação do circuito da Fig. 3.1 para alguns pontos e do modelo representado pela equação 3.22.

Nas fig. 3.12 e 3.13 apresentam-se os diagramas de Bode em módulo e fase da função de transferência para uma razão cíclica de $D = 0.7$.

Destas figuras pode-se concluir o seguinte: os resultados obtidos por simulação do conversor e pela avaliação do modelo são similares, o que valida tanto a forma de obtenção do modelo quanto o modelo. Também confirma o fato de que a função de transferência apresenta uma importante sensibilidade a variações na razão cíclica.

Outro resultado que valida o modelo é a resposta a um degrau. A razão cíclica for mantida fixa em $D = 0.5$ e no instante ($t = 1 \text{ ms}$) aplicou-se um degrau de ($\hat{d} = 0.02$) ao sistema. A tensão de saída obtida com o modelo é apresentada na fig. 3.14, e o resultado por simulação do circuito é mostrado na fig. 3.15. Como esperado, as duas respostas são similares.

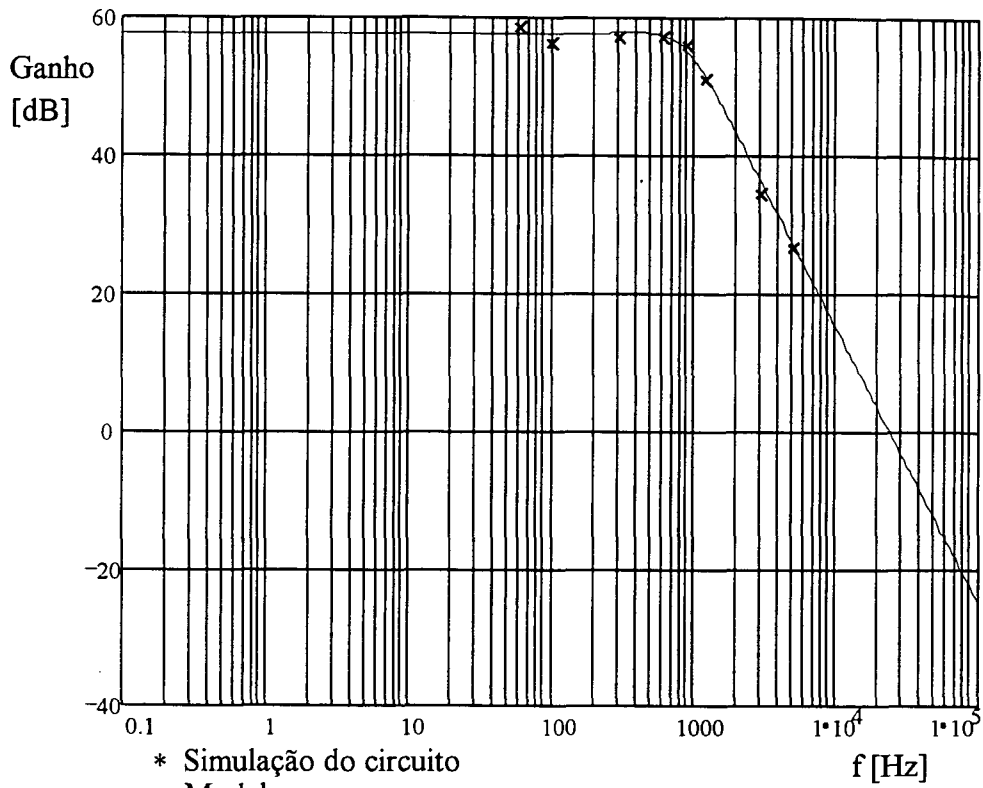


Fig. 3.10 Ganho da Função de transferência controle - saída para $D=0.5$

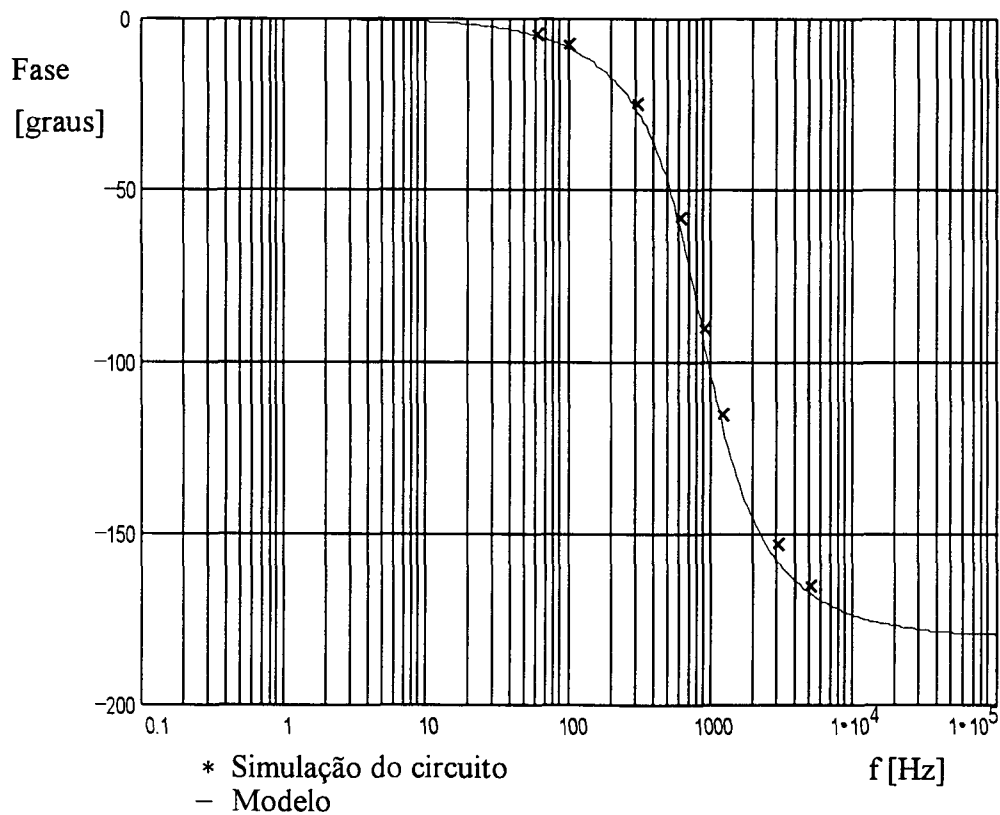


Fig. 3.11 Fase da Função de transferência controle - saída para $D=0.5$

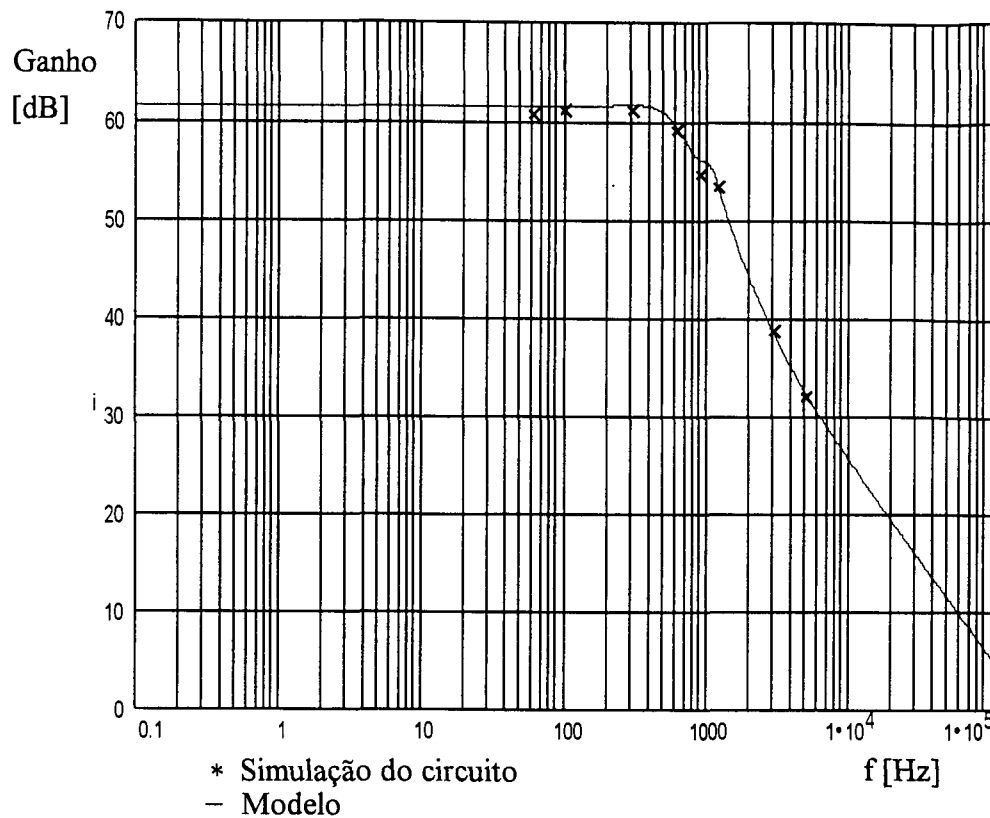


Fig. 3.12 Ganho da Função de transferência controle - saída para $D=0.7$

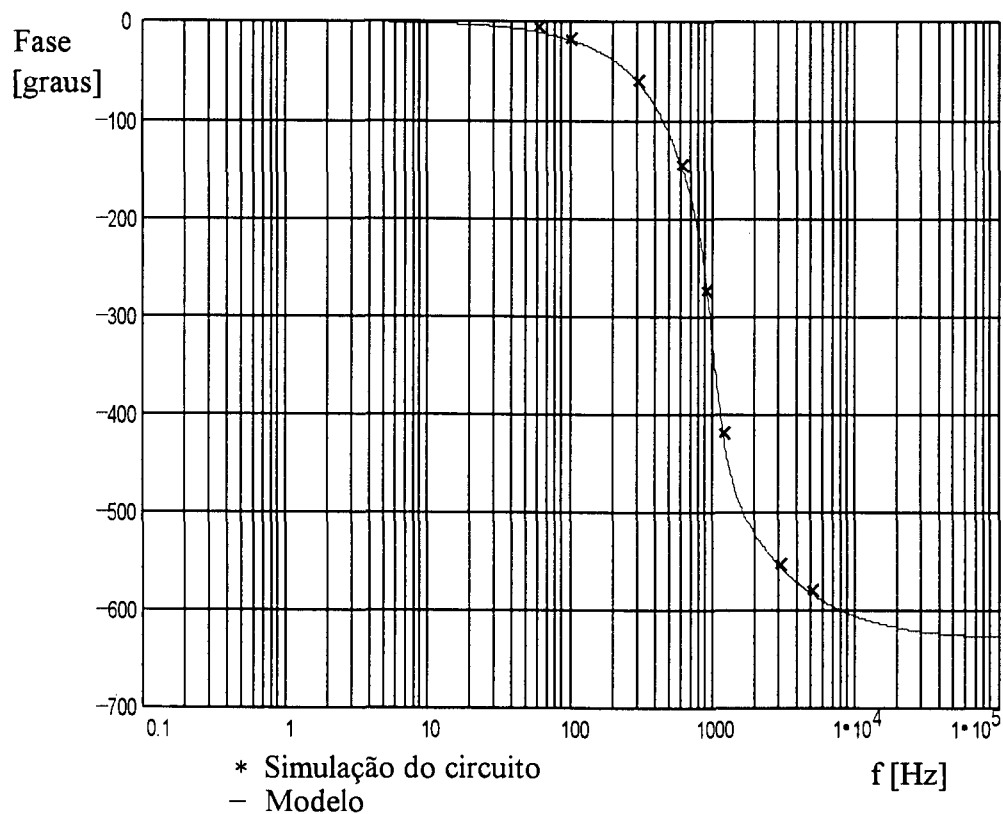


Fig. 3.13 Fase da Função de transferência controle - saída para $D=0.7$

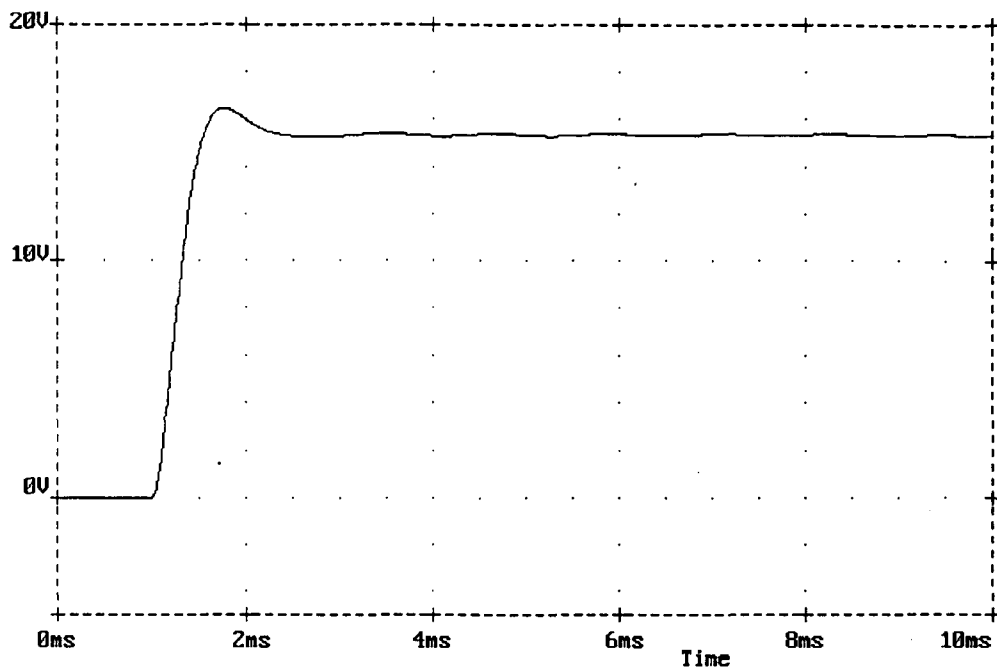


Fig. 3.14 V_o , resposta a um degrau com o modelo.

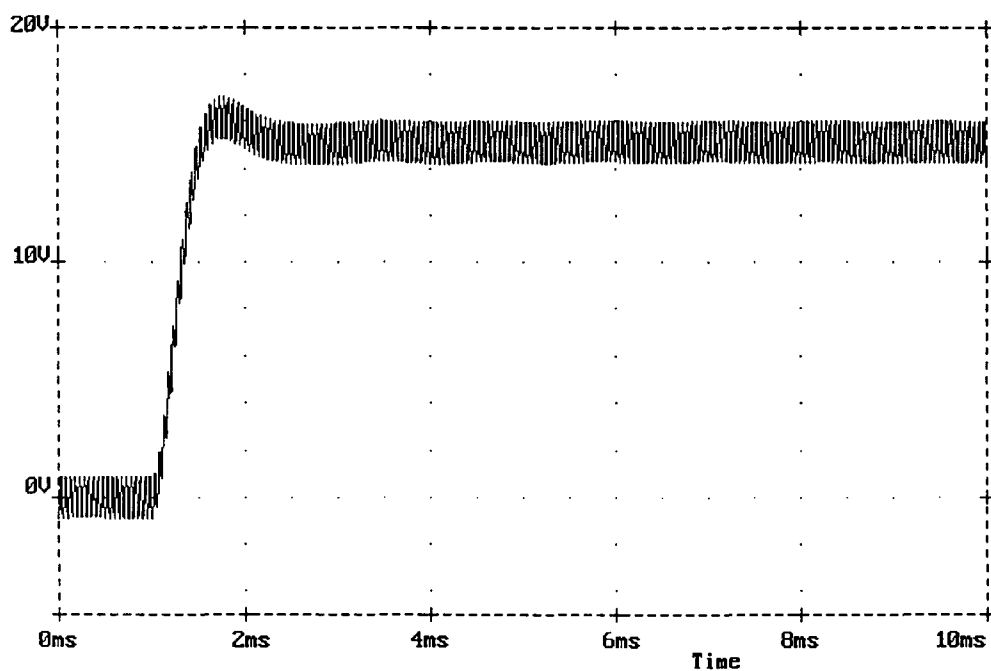


Fig. 3.15 V_o , resposta a um degrau do circuito.

3.3.4 Estabilidade do Inversor boost.

Com base nos resultados obtidos no item anterior, através dos diagramas de Bode do ganho e da fase, é possível fazer algumas considerações com respeito à estabilidade do inversor boost. Nestes diagramas de Bode pode-se observar que a função

de transferência controle - saída varia significativamente com o valor da razão cíclica. Um valor que expressa a estabilidade do sistema é a margem de fase. Para $D = 0.5$, a fase encontra-se muito próxima de 180 graus quando o ganho é zero, ou seja, a margem de fase é praticamente nula.

Uma análise da estabilidade também pode ser feita através do LGR(lugar geométrico das raízes). Usando a razão cíclica como parâmetro variável, a localização dos pólos e zeros do inversor é mostrado nas fig. 3.16, 3.17 e 3.18. A fig. 3.16 apresenta a localização dos pólos, verificando-se a existência de dois pares de pólos complexos conjugados. A fig. 3.17 mostra a localização de um par de zeros complexos conjugados, e na fig. 3.18 apresenta-se um terceiro zero do inversor.

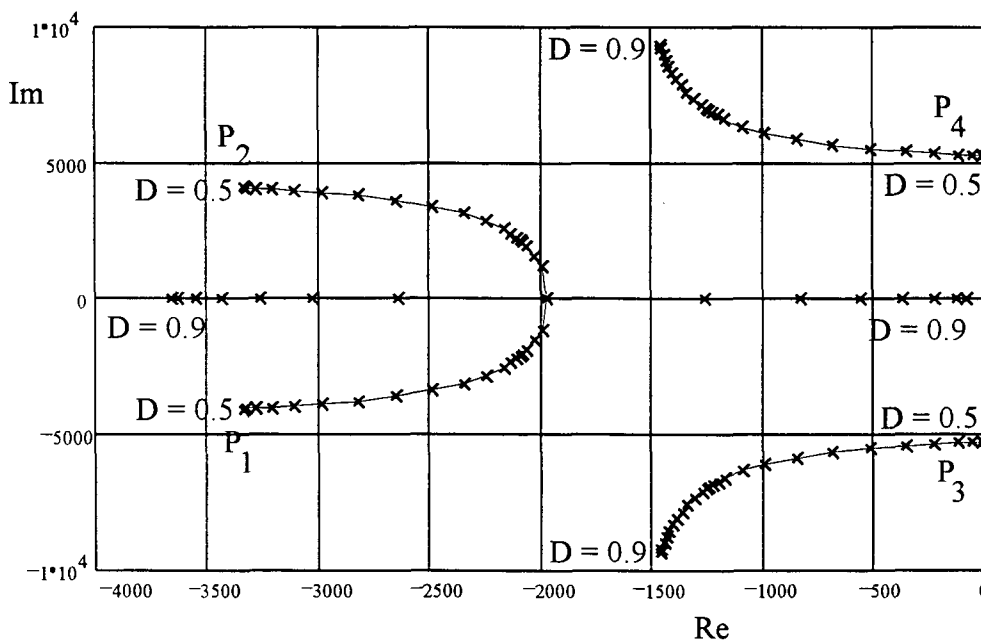


Fig. 3.16 Localização dos pólos P_1, \dots, P_4 , da função de transferência controle - saída, com D como parâmetro.

Como se pode observar nestas três últimas figuras, o problema da estabilidade do inversor boost está no fato de que a localização dos zeros do sistema a malha aberta é no semi-

plano direito do plano complexo. Isto torna muito complexa a escolha de um compensador adequado para conseguir a estabilidade com malha fechada [8], [9].

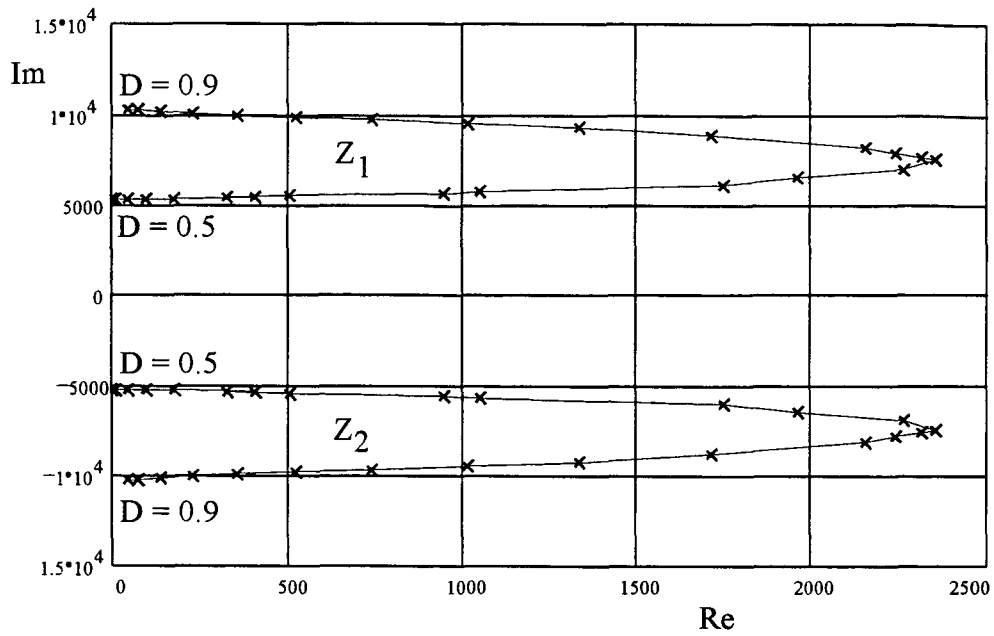


Fig. 3.17 localização dos zeros Z_1 e Z_2 , em função da razão cíclica.

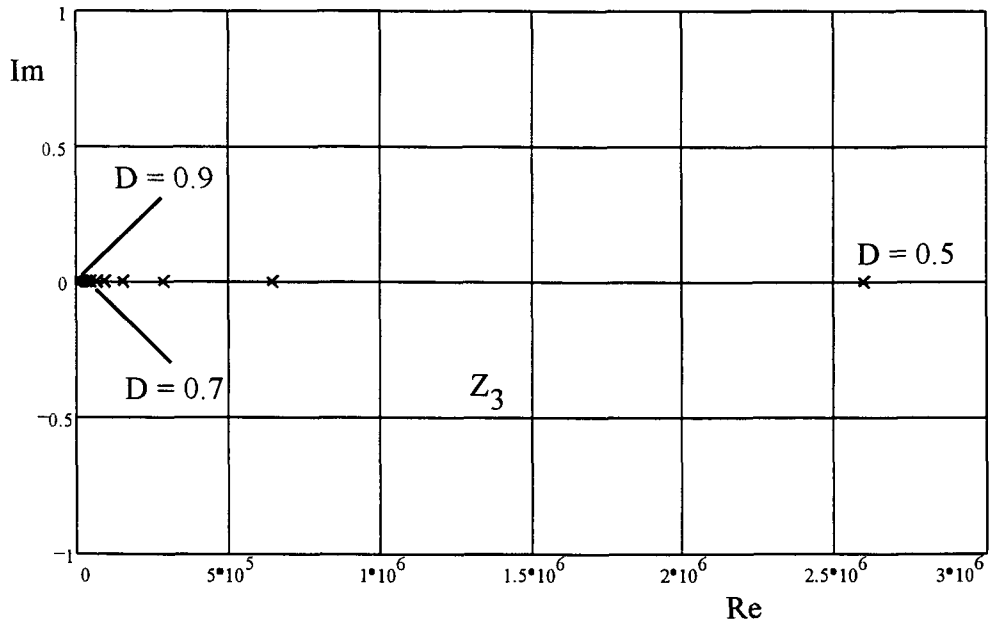


Fig. 3.18 Localização do zero Z_3 , em função da razão cíclica.

3.4 Metodologia e exemplo de projeto.

As seguintes considerações são realizadas no projeto do estágio de potência:

- Os semi-condutores são considerados ideais.
- Fonte de potência CC livre de ondulação senoidal.
- Carga do tipo resistiva.

3.4.1 Projeto do estágio de potência.

A. Razão cíclica

A forma de onda da razão cíclica é calculada em função da tensão de saída desejada. Assim, trabalhando com a expressão (3.3), a razão cíclica é dada por:

$$d(t) = \frac{V_{in}}{2V_0(t)} \left[\frac{V_0(t)}{V_{in}} - 2 + \sqrt{\left(\frac{V_0(t)}{V_{in}} \right)^2 + 4} \right] \quad (3.24)$$

B. Projeto do indutor

A corrente que flui pelo indutor é caracterizada por uma forma de onda alternada, representada por uma componente de baixa frequência (na frequência do sinal de saída), e uma pequena componente de alta frequência (comutação). Assumindo-se que o indutor L e o capacitor C tenham uma influência muito pequena sobre o conversor na frequência da tensão de saída. A corrente máxima pelo indutor I_{Lmax} é obtida pela substituição da razão cíclica máxima, calculada da expressão (3.24), na equação (3.4) e é dada por:

$$I_{Lmax} = \frac{V_{in} (2D_{max} - 1)}{R_L D_{max} (1 - D_{max})^2} \quad (3.25)$$

Onde D_{max} é o valor da razão cíclica máxima.

O indutor é calculado em função da variação máxima de corrente pelo indutor ΔI_{max} . Assim, o valor do indutor pode ser definido pela seguinte expressão:

$$L = \frac{V_{in} D_{max}}{f_s \Delta I_{max}} \quad (3.26)$$

Onde f_s é a frequência de comutação.

Pode-se assumir que a variação máxima de corrente pelo indutor ΔI_{max} está na faixa de 20% da corrente máxima pelo indutor I_{Lmax} . Portanto, obtém-se:

$$L = \frac{V_{in} D_{max}}{f_s (0.20) I_{Lmax}} \quad (3.27)$$

C. Projeto do capacitor

Do estudo para pequenos sinais, realizado no item (3.3.2), para o inversor boost pode-se deduzir que o capacitor C influi na resposta dinâmica do conversor. O capacitor C produz dois pólos na função de transferência controle - saída e estes pólos determinam a largura de banda na frequência do conversor. Para que o conversor tenha uma boa resposta dinâmica e uma tensão de saída senoidal com baixa distorção, os pólos produzidos por C devem ser rápidos, ou seja, dispostos longe do origem. Isto obriga a que o valor de C seja o menor possível. Um critério de projeto para os capacitores é que eles sejam escolhidos para produzir uma tensão de saída senoidal com uma taxa de distorção harmônica abaixo de 5 %.

3.4.2 Esforços nos componentes.

O modelo CC do inversor boost é empregado para determinar os esforços nos componentes do conversor frente a uma variação senoidal na razão cíclica.

As equações (3.1) a (3.5) são usadas para determinar aproximadamente as tensões e correntes nos componentes. Nesta análise consideram-se somente variações em baixa frequência na razão cíclica.

A corrente média no indutor é definida por:

$$I_{L(avg)} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} -I_a(t) dt \quad (3.28)$$

A corrente eficaz no indutor é dada pela seguinte expressão:

$$I_{L(rms)} = \left[\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} (I_a(t))^2 dt \right]^{1/2} \quad (3.29)$$

A tensão máxima no capacitor é determinada pela seguinte expressão:

$$V_{C(max)} = \frac{V_{in}}{1 - D_{max}} \quad (3.30)$$

A corrente média nos interruptores S_2 e S_4 é dada por:

$$I_{S2(avg)} = I_{S4(avg)} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} -d(t) I_a(t) dt \quad (3.31)$$

A corrente média nos diodos D_1 e D_3 é definida por:

$$I_{D1(avg)} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} -(1 - d(t)) I_a(t) dt \quad (3.32)$$

A corrente média nos interruptores S_1 e S_3 é dada por:

$$I_{S1(avg)} = I_{S3(avg)} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} d(t) I_b(t) dt \quad (3.33)$$

A corrente média nos diodos D_2 e D_4 é definida por:

$$I_{D2(avg)} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} (1 - d(t)) I_b(t) dt \quad (3.34)$$

3.4.3 Exemplo de Projeto

O principal propósito desta seção é calcular os valores dos componentes para um protótipo, usando as expressões encontradas

no item anterior. O procedimento simplificado para o projeto do conversor é o seguinte:

A. Especificações

Para projetar o conversor é necessário conhecer os seguintes dados:

- Potência de saída $P_o = 500 \text{ W}$
- Tensão de saída $V_o = 127 \text{ Vrms}$
- Frequência de V_o $f = 60 \text{ Hz}$
- Tensão de entrada $V_{in} = 100 \text{ V}$
- Frequência de comutação $f_s = 20 \text{ kHz}$

B. Cálculos

De (3.24), a razão cíclica D é dada por:

$$D(wt) = \frac{100 \text{ V}}{2 \cdot 179 \cdot \text{Sin}(wt)} \left[\frac{179 \cdot \text{Sin}(wt)}{100 \text{ V}} - 2 + \sqrt{\left(\frac{179 \cdot \text{Sin}(wt)}{100 \text{ V}} \right)^2 + 4} \right]$$

$$D(wt) \approx 0.5 + (0.2) \cdot \text{Sin}(wt)$$

De (3.25), onde $D_{\max} = 0.7$ e $R_L = 32.2 \ \Omega$, a corrente máxima nos indutores $I_{L\max}$ é:

$$I_{L\max} = \frac{100 \text{ V}}{32.3} \cdot \frac{2 \cdot 0.7 - 1}{0.7 \cdot (1 - 0.7)^2} \Rightarrow I_{L\max} = 19.7 \text{ A}$$

Assim, de (3.27), o valor do indutor L é:

$$L = \frac{100 \text{ V} \cdot 0.7}{20 \text{ KHz} \cdot 3.94 \text{ A}} = 0.890 \text{ mH}$$

O critério de projeto para o capacitor C é o seguinte: Os capacitores serão escolhidos para produzir uma tensão de saída senoidal com uma taxa de distorção harmônica menor que 5%. A Fig. 3.19 mostra como varia a taxa de distorção harmônica com o incremento do valor do capacitor, levando em conta apenas as primeiras nove harmônicas. Este gráfico foi obtido por simulação do circuito da Fig. 3.1, com os valores especificados inicialmente e com um valor do indutor $L = 900 \ \mu\text{H}$. Os capacitores também determinam a filtragem sobre a frequência de

comutação. A Fig. 3.20 mostra a variação da ondulação na tensão de saída à frequência de comutação.

De acordo com a Fig. 3.19, para se obter uma distorção harmônica menor de 5%, o valor do capacitor escolhido é $C = 2 \mu\text{F}$. Com este valor de capacitor espera-se ter uma ondulação na tensão de saída de: $\Delta V_o = 56.7 \text{ V}$.

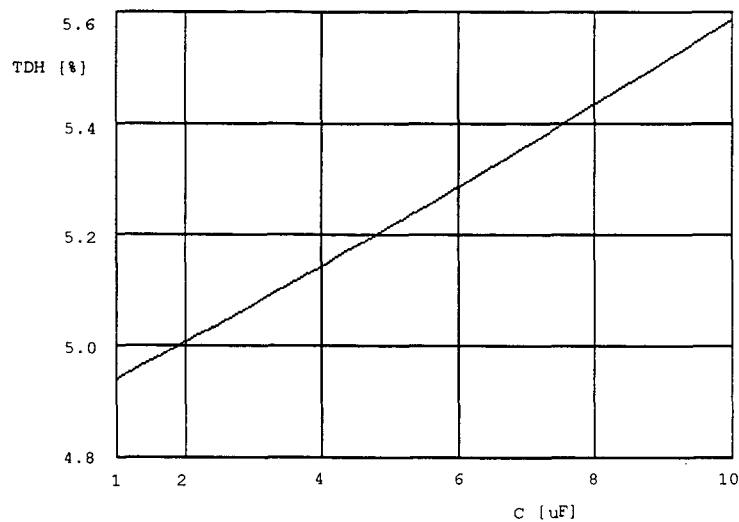


Fig. 3.19 Taxa de distorção harmônica.

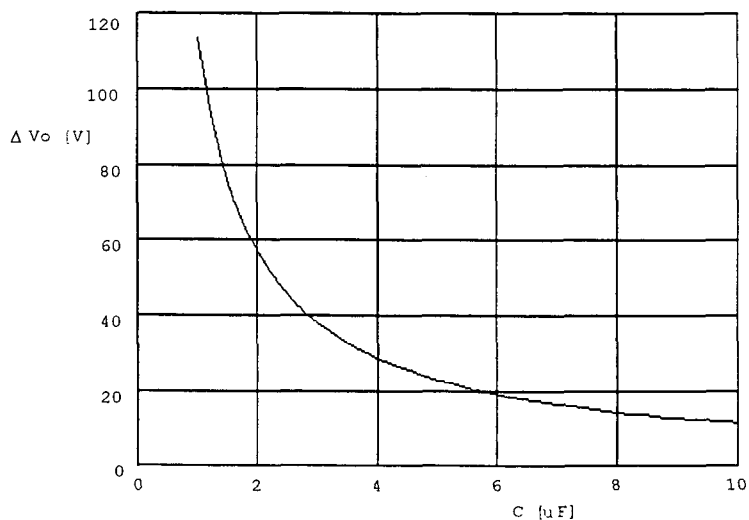


Fig. 3.20 Variação da ondulação na tensão de saída.

De (3.28) a corrente média no indutor é:

$$I_{L(\text{avg})} = 2.60 \text{ A}$$

De (3.29) a corrente eficaz no indutor é:

$$I_L(\text{rms}) = 9.64 \text{ A}$$

De (3.30) a tensão máxima no capacitor é:

$$V_C(\text{max}) = 333 \text{ V}$$

De (3.31) a corrente média nos interruptores S_2 e S_4 é:

$$I_{S2}(\text{avg}) = I_{S4}(\text{avg}) = 3.51 \text{ A}$$

De (3.32) a corrente média nos diodos D_1 e D_3 é:

$$I_{D1}(\text{avg}) = I_{D3}(\text{avg}) = 1.74 \text{ A}$$

De (3.33) a corrente média nos interruptores S_1 e S_3 é:

$$I_{S1}(\text{avg}) = I_{S3}(\text{avg}) = 1.74 \text{ A}$$

De (3.34) a corrente média nos diodos D_2 e D_4 é:

$$I_{D2}(\text{avg}) = I_{D4}(\text{avg}) = 0.90 \text{ A}$$

3.5 Controle e comando do conversor.

De posse dos resultados de projeto obtidos no item anterior, torna-se possível fazer uma análise do circuito de controle e comando que atua no conversor.

A técnica de controle escolhido neste trabalho é por tensão. Neste controle implementa-se uma malha de tensão que atua sobre o conversor de forma a obter uma tensão na saída o mais senoidal possível. A Fig. 3.21 mostra o diagrama de blocos do sistema inversor.

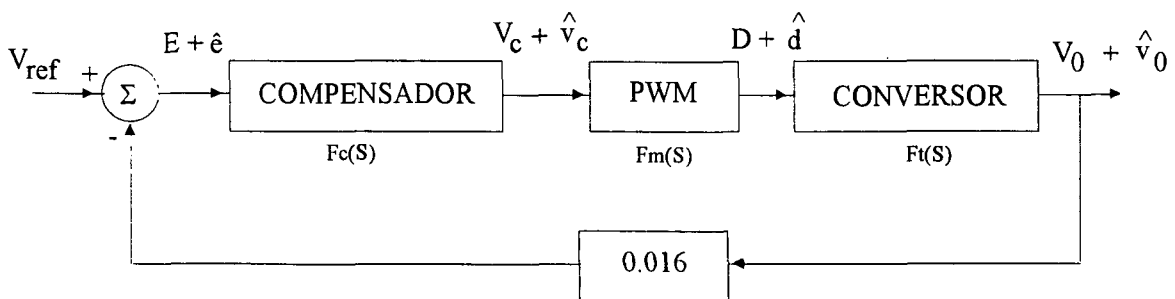


Fig. 3.21 Diagrama de blocos do sistema inversor.

3.5.1 Função de transferência do modulador PWM.

A Fig. 3.22 apresenta o circuito modulador. É constituído pelo regulador PWM SG - 3525, no qual uma tensão de controle v_c é comparada com uma tensão dente de serra, de valor de pico V_s . A tensão de controle v_c é conectada ao terminal nove do SG-3525. A função de transferência $F_m(S)$ do modulador PWM pode ser definida como:

$$F_m(S) = \frac{\hat{d}}{\hat{v}_c} = \frac{1}{V_s} \quad (3.35)$$

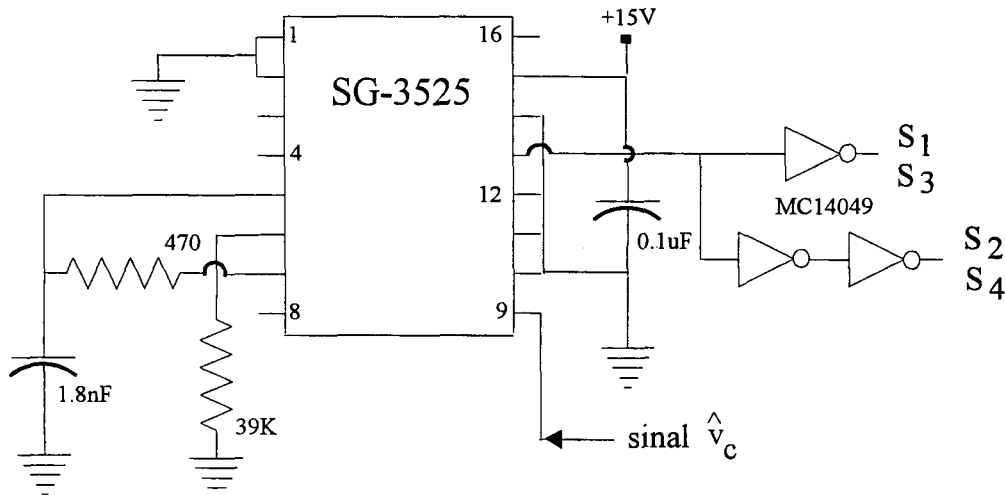


Fig. 3.22 Circuito modulador PWM.

3.5.2 Função de transferência do conversor.

Substituindo na equação (3.12) os valores obtidos no exemplo de projeto, item 3.4.3, as funções de transferência controle - saída para o inversor boost passam a ser:

$$FT(S)_{D=0.5} = 30 \frac{(3.6E-7)s^2 + 50}{(9.72E-17)s^4 + (3.24E-12)s^3 + (2.7E-8)s^2 + (4.5E-4)s + 1.875} \quad (3.36)$$

$$FT(S)_{D=0.7} = 30 \frac{(-1.959E-11)s^3 + (3.6E-7)s^2 - (0.009)s + 58}{(9.72E-17)s^4 + (3.24E-12)s^3 + (3.132E-8)s^2 + (5.22E-4)s + 1.323} \quad (3.37)$$

Na Fig. 3.23 e Fig. 3.24 são apresentados os diagramas de Bode para a função de transferência controle - saída, para

razão cíclica ($D = 0.5$) e ($D = 0.7$). Através destes diagramas é possível determinar a margem de fase (MF) e a frequência de corte (f_c) para ($D = 0.5$), que são iguais a:

$$MF \cong 5 \text{ graus} \qquad f_c \cong 50 \text{ kHz}$$

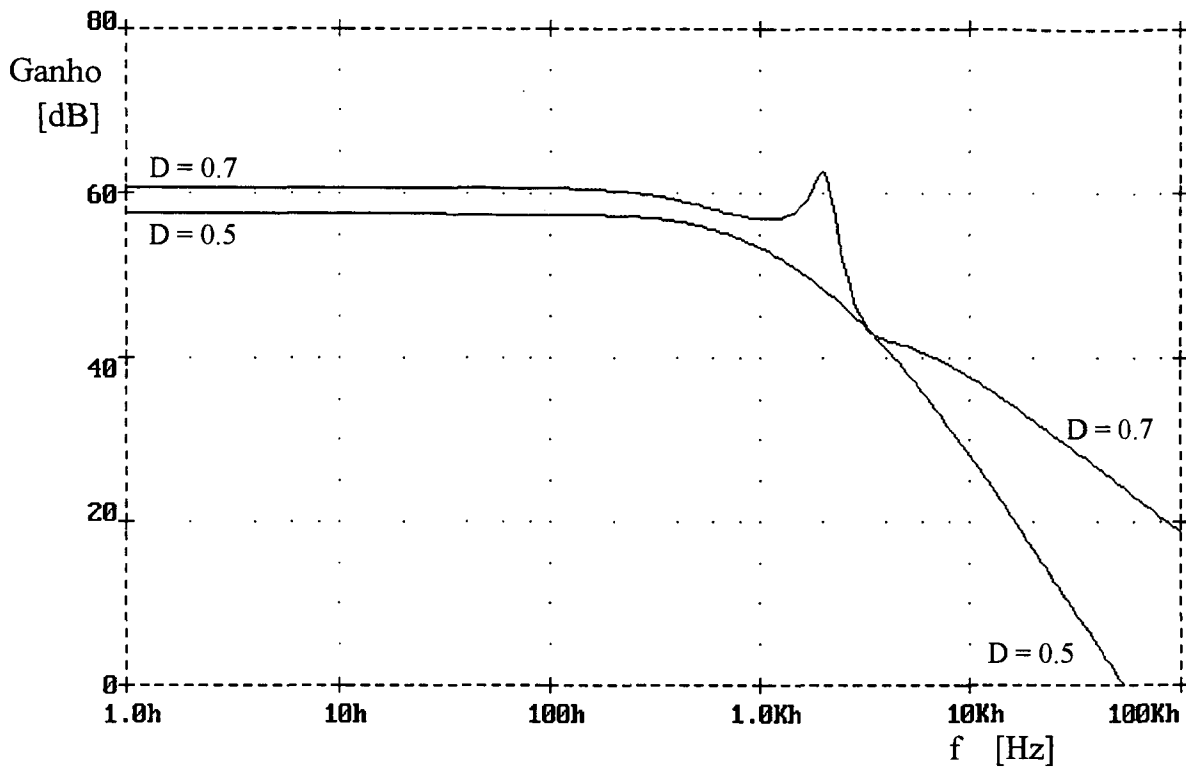


Fig. 3.23 Diagrama de Bode do ganho da Função de transferência controle - saída.

Estes valores indicam que o conversor é estável, mas com um valor baixo de margem de fase. Será preciso aumentar o margem fase em malha fechada para considerar ao sistema estável. Um aspecto que pode levar à instabilidade é que a fase decresce de forma abrupta quando é variada a razão cíclica em torno de ($D = 0.5$). Esta última consideração torna a compensação uma tarefa complexa. Como foi exposto anteriormente, a queda abrupta na fase é devida a zeros na função de transferência do conversor que, para razão cíclica maior ou menor que 0.5, passam ao semi-plano direito.

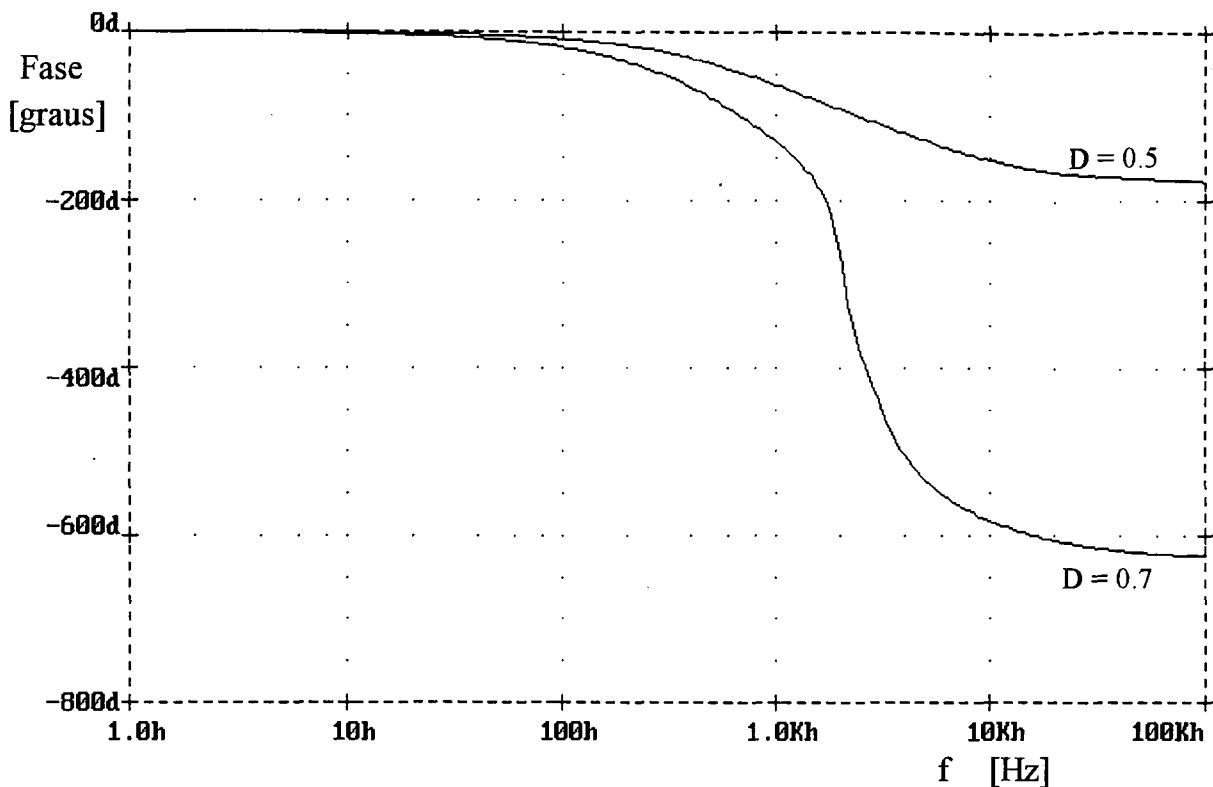


Fig. 3.24 Diagrama de Bode da fase da Função de transferência controle - saída.

3.5.3 Configuração do compensador.

A Fig. 3.25 apresenta em detalhe a configuração do circuito compensador. Para obter uma amostra da tensão de saída, foi usado um divisor de tensão resistivo. Este sinal passa através de um amplificador de ganho unitário, que funciona como um acoplamento de impedâncias. A amostra da tensão de saída do conversor é comparada com um sinal de referência senoidal V_{ref} , e o sinal de erro resultante será a entrada para o circuito controlador. O controlador opera de forma a anular ou reduzir este erro. O controlador é constituído por um amplificador operacional (TL - 074) e uma rede de impedâncias formadas por Z_1 e Z_2 .

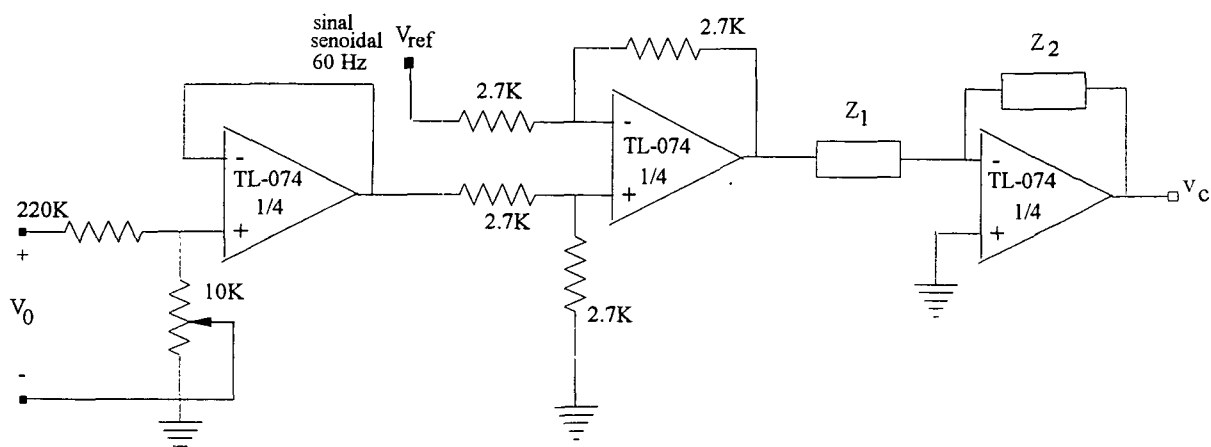


Fig. 3.25 Circuito de compensação.

3.5.4 Função de transferência do controlador.

Para o projeto do compensador serão seguidos os seguintes critérios, utilizando a função de transferência de laço aberto:

- Garantir uma margem de fase maior ou igual a 45° e menor ou igual a 90° .

- Garantir uma inclinação do ganho na frequência de corte de -20 dB/dc.

- Colocar um pólo na origem, para incrementar o tipo do sistema de tipo zero a tipo um, para reduzir a zero o erro estacionário e garantir uma tensão de saída senoidal pura [10].

Seguindo estes critérios será utilizado um compensador com dois zeros e três pólos, um deles na origem. A Fig. 3.26 apresenta a configuração do circuito compensador.

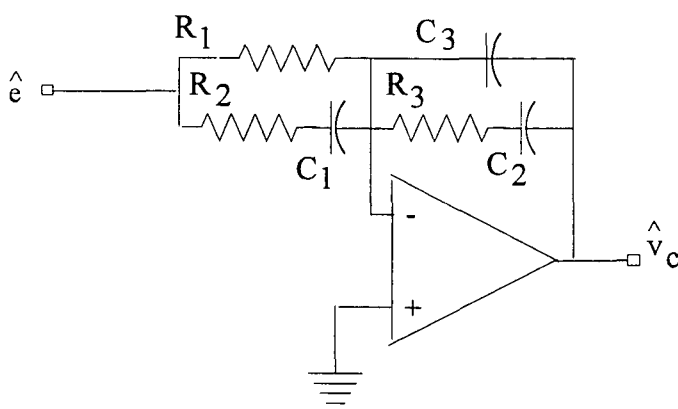


Fig. 3.26 Circuito compensador.

A função de transferência do controlador proposto na Fig. 3.26 é dada por:

$$F_c(S) = \frac{\hat{v}_c}{\hat{e}} = -\frac{(R_1 + R_2)}{C_3 R_1 R_2} \left[\frac{\left(s + \frac{1}{(R_1 + R_2)C_1} \right) \left(s + \frac{1}{R_3 C_2} \right)}{s \left(s + \frac{1}{R_2 C_1} \right) \left(s + \frac{(C_2 + C_3)}{R_3 C_2 C_3} \right)} \right] \quad (3.38)$$

Os parâmetros utilizados para o compensador são os seguintes:

$$\begin{aligned} R_1 &= 25K, & R_2 &= 2.5K, & R_3 &= 350 \\ C_1 &= 7.5 \text{ } \eta\text{F}, & C_2 &= 0.1 \text{ } \mu\text{F}, & C_3 &= 0.13 \text{ } \mu\text{F} \end{aligned}$$

Os zeros, pólos e ganho do compensador são calculados da seguinte forma:

$$\begin{aligned} f_{p_1} &= 0 \text{ Hz}; & f_{p_2} &= \frac{1}{2\pi R_2 C_1} = 8.5 \text{ KHz}; & f_{p_3} &= \frac{C_2 + C_3}{2\pi R_3 C_2 C_3} = 8.0 \text{ KHz} \\ f_{z_1} &= \frac{1}{2\pi (R_1 + R_2) C_1} = 770 \text{ Hz}; & f_{z_2} &= \frac{1}{2\pi R_3 C_2} = 4.5 \text{ KHz}; & K &= 3385 \end{aligned} \quad (3.39)$$

Na Fig. 3.27 e Fig. 3.28 são apresentados os diagramas de Bode para o ganho e a fase da função de transferência do compensador, multiplicados pelo ganho do divisor resistivo, (0.016).

No diagrama de Bode da fase, Fig. 3.28, pode-se observar que o compensador produz um aumento na fase para frequências acima de 1 kHz. Isto é usado com o propósito de compensar a queda abrupta que tem a fase no circuito conversor boost. O efeito é incrementar a margem de fase do sistema em malha fechada.

3.5.5 Função de transferência em malha aberta.

Empregando o compensador projetado é possível determinar e analisar a função de transferência em malha aberta, a qual pode ser obtida da seguinte expressão:

$$F_a(S) = (0.016) F_c(S) F_m(S) F_t(S) \quad (3.40)$$

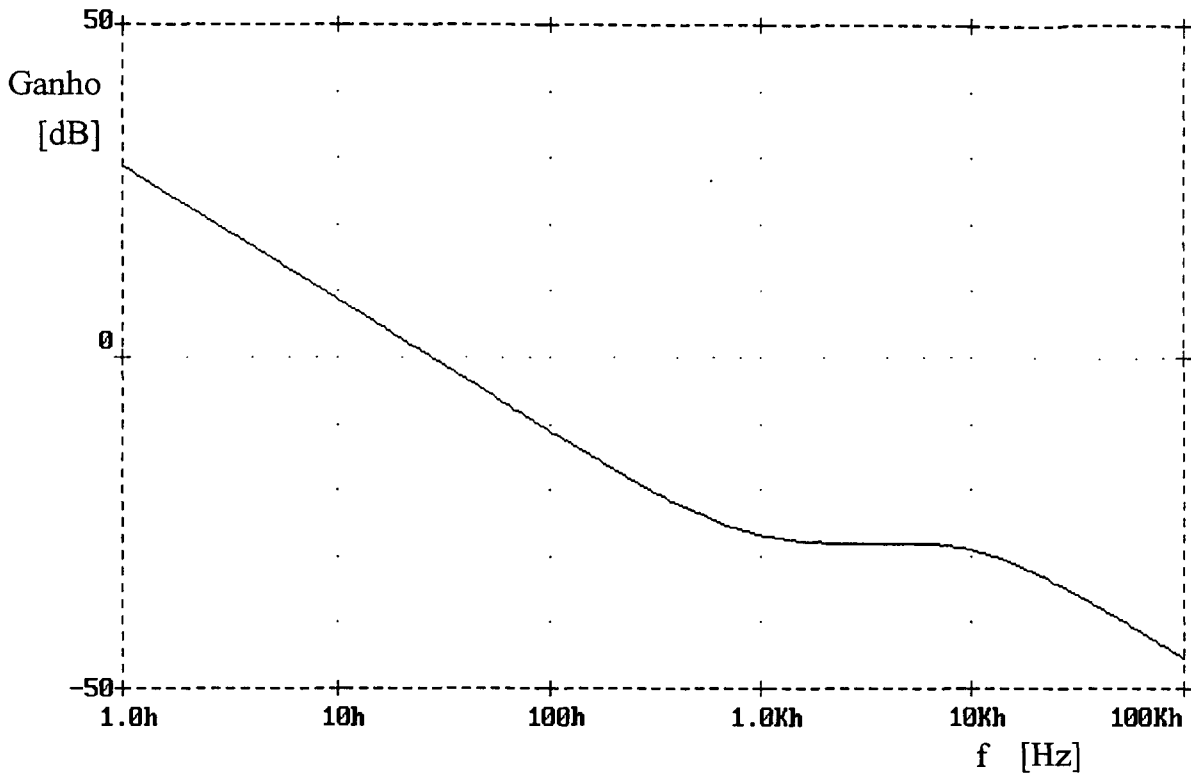


Fig. 3.27 Diagrama de Bode do ganho da função de transferência do compensador, multiplicado pelo ganho do divisor resistivo.

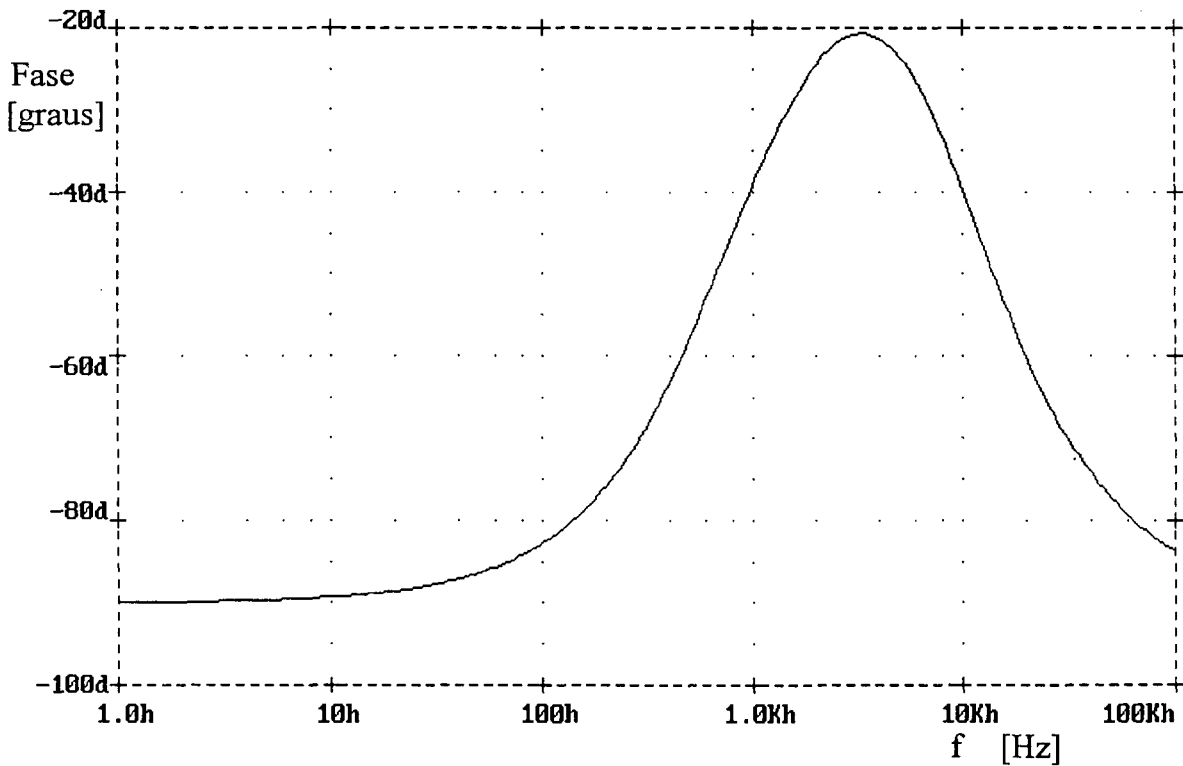


Fig. 3.28 Diagrama de Bode da fase da função de transferência do compensador, multiplicado pelo ganho do divisor resistivo.

Nas Fig. 3.29 e 3.30 são apresentados os diagramas de Bode para a função de transferência de malha aberta, para uma razão cíclica $D = 0.5$. Através destes diagramas é possível determinar a nova margem de fase (MF) e a frequência de corte (f_c) para ($D = 0.5$), que são iguais a:

$$MF \cong 87 \text{ graus}; \quad f_c \cong 354 \text{ Hz}$$

Na Fig. 3.31 e Fig. 3.32 são mostrados os diagramas de Bode para uma razão cíclica ($D = 0.7$). Para esta nova condição a margem de fase e a frequência de corte são:

$$MF \cong 44 \text{ graus}; \quad f_c \cong 489 \text{ Hz}$$

Os novos valores de margem de fase garantem estabilidade. Porém, a resposta dinâmica do sistema a malha fechada ficará lenta.

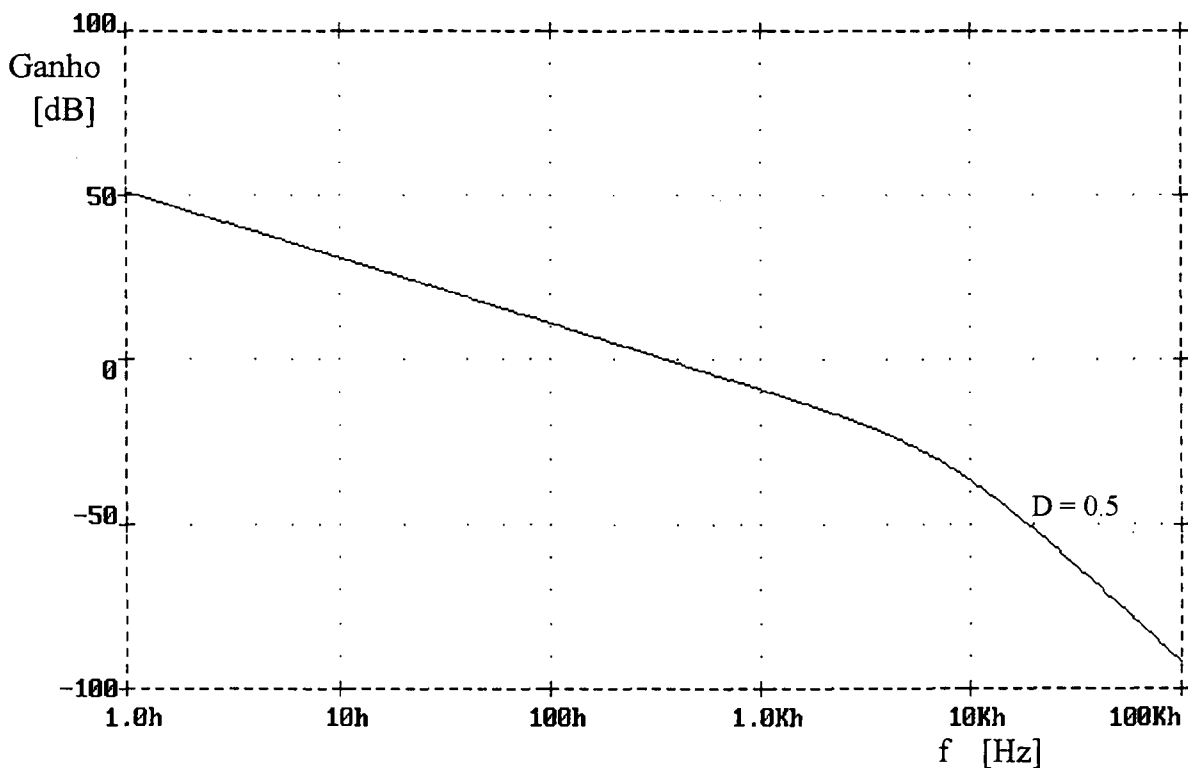


Fig. 3.29 Diagrama de Bode do ganho da função de transferência em malha aberta para $D = 0.5$

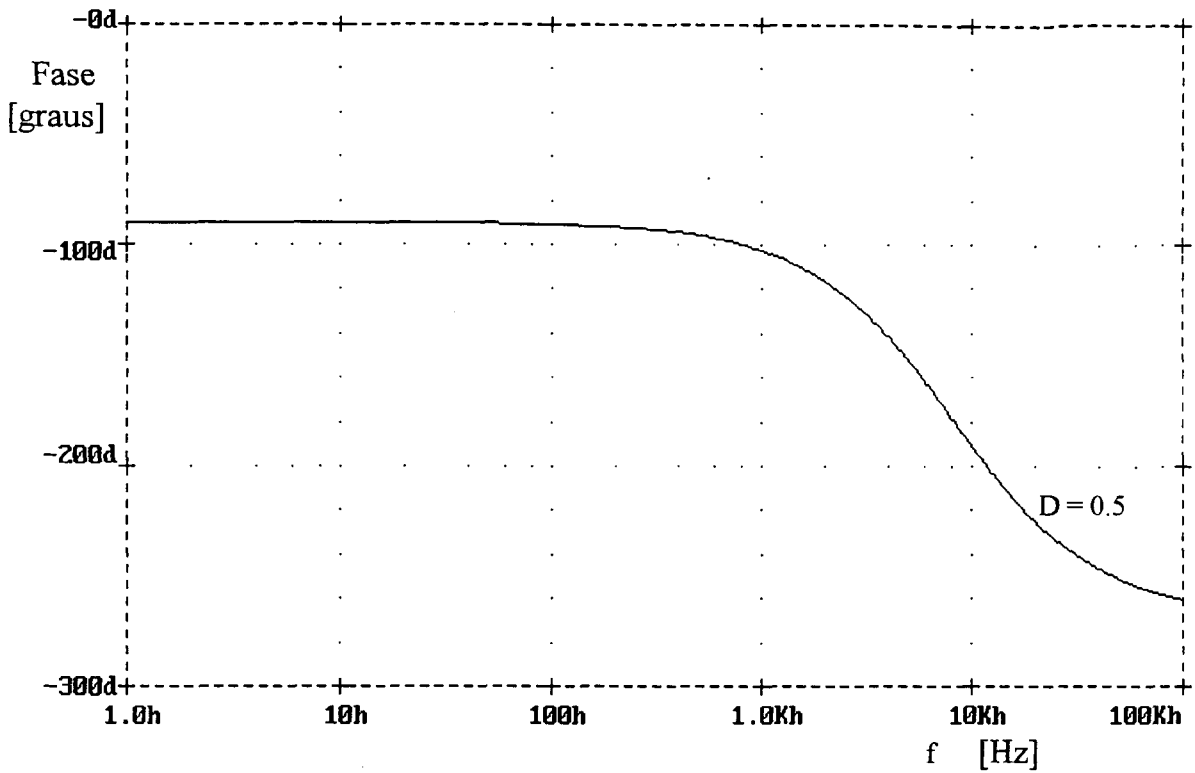


Fig. 3.30 Diagrama de Bode da fase da função de transferência a laço aberto para $D = 0.5$

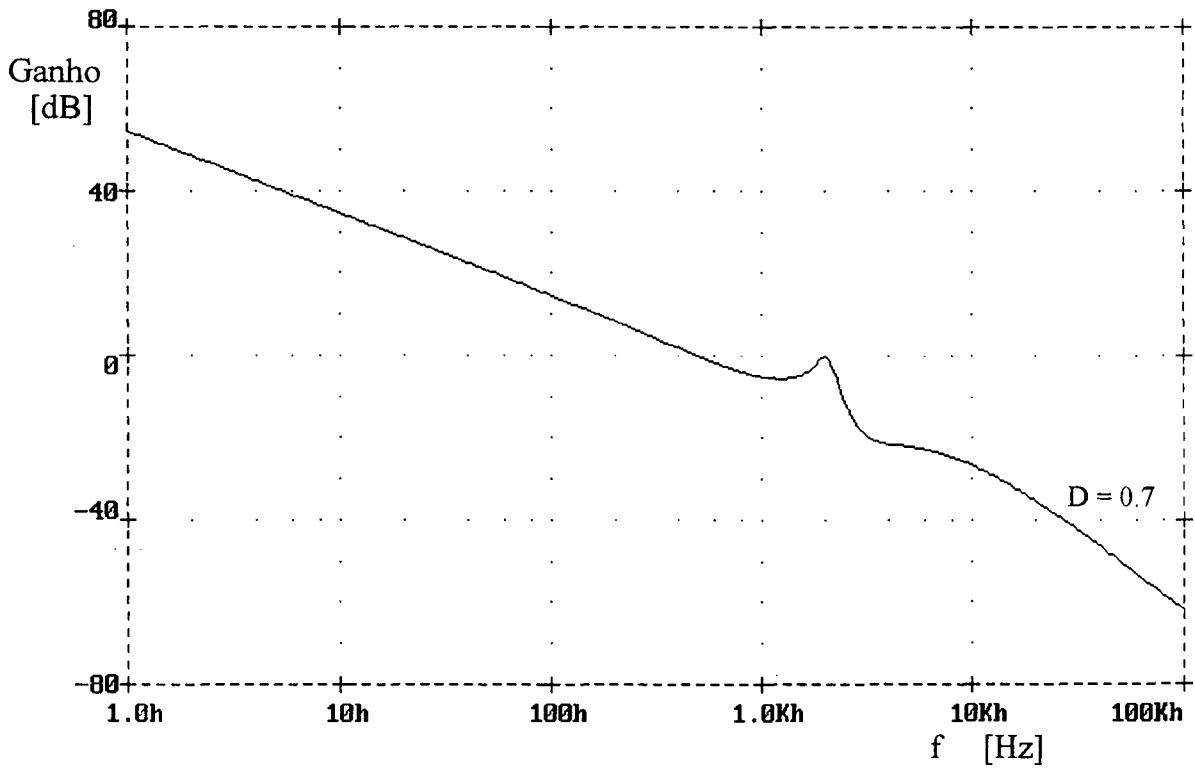


Fig. 3.31 Diagrama de Bode do ganho da função de transferência a laço aberto para $D = 0.7$

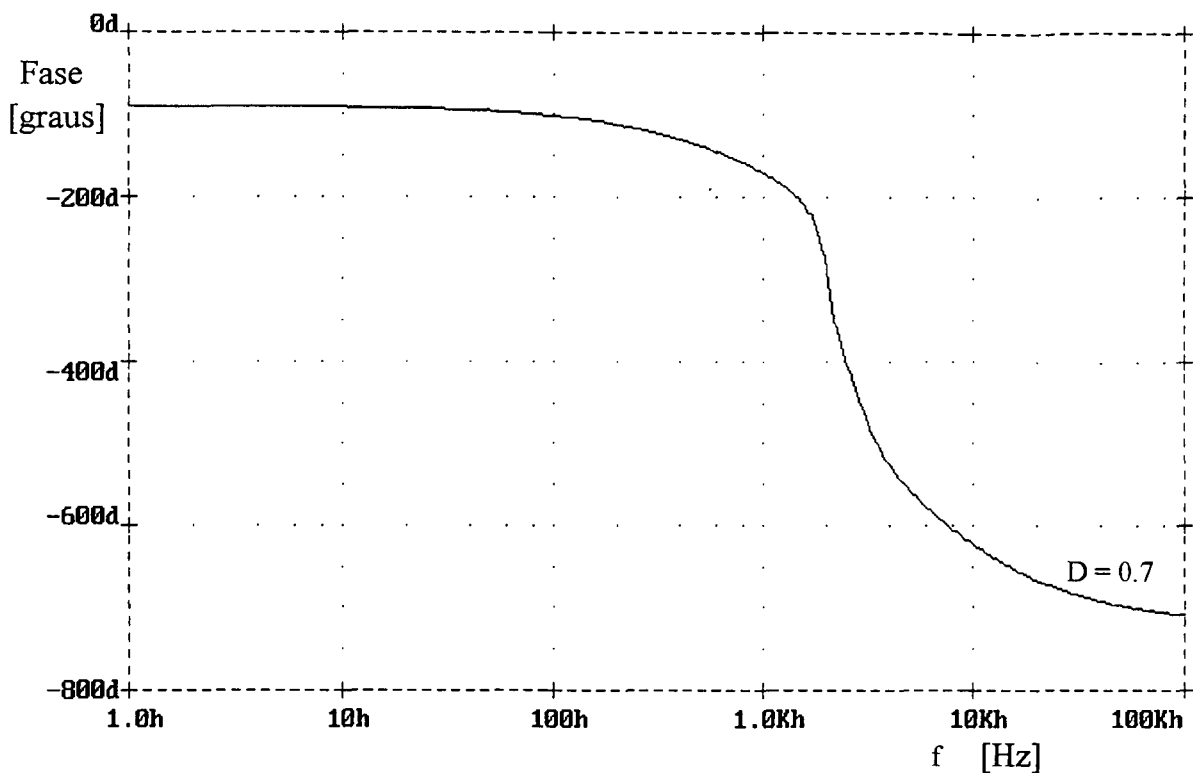


Fig. 3.32 Diagrama de Bode da fase da função de transferência a laço aberto para $D = 0.7$

3.5.6 Circuito de comando.

O inversor boost proposto neste trabalho tem dois pares de IGBT's a serem comandados. Os sinais de comando das chaves deve ser isolado eletricamente entre si. O circuito de comando é mostrado na Fig. 3.33, cujo sinal de entrada provem do circuito modulador PWM. O comando é enviado aos acionadores dos interruptores via foto-acopladores (HPCL-2601).

Uma característica deste circuito é que o sinal de comando tem um atraso, para levar a condução os IGBT, porém o bloqueio é instantâneo. Desta forma obtém-se um tempo morto que funciona como proteção contra uma possível ocorrência de curto-circuito em um dos braços. Este tempo morto é realizado por meio de uma rede formada por R_t e C_t , colocado na saída do foto-acoplador. O tempo morto é calculado aproximadamente da seguinte expressão:

$$t_m = 1.61R_t C_t$$

(3.41)

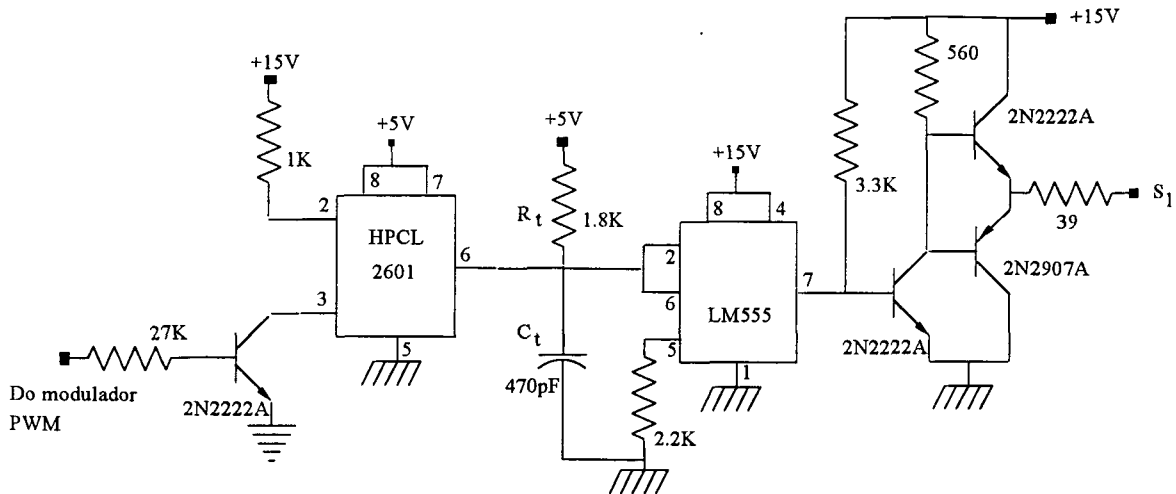


Fig. 3.33 Circuito de comando.

3.6 Resultados por Simulação

O conversor CC - CA boost da Fig. 3.1 foi simulado usando um programa de simulação computacional. Assume-se: interruptores de potência ideais, capacitores e tensão de alimentação ideais e indutores com uma resistência interna R_a . Os seguintes parâmetros foram adotados nesta simulação:

- $V_{in} = 100 \text{ V}$
- $V_o = 179 \text{ Sin } (2\pi \cdot 60 \text{ Hz})t$
- $f_s = 20 \text{ kHz}$
- $L = 900 \text{ } \mu\text{H}$
- $C = 2 \text{ } \mu\text{F}$
- $R_L = 32.26 \text{ } \Omega$.

As Fig. 3.34 a Fig. 3.39 mostram os resultados obtidos por simulação para um sistema em malha aberta com carga resistiva. Os resultados mostram que a tensão de saída para o sistema em malha aberta apresenta uma taxa de distorção harmônica (TDH) de 5.02 %.

Na Fig. 3.35 pode-se observar que a amplitude da tensão CA é de 180 V, resultando um valor eficaz igual a 127 V. A potência processada é 500 W. Como esperado, a ondulação na tensão de saída é pouco superior a 50 V.

A Fig. 3.36 apresenta a forma de onda da tensão nos capacitores. A ondulação máxima de tensão sobre os capacitores é de aproximadamente 100 V, devido à baixa capacitância dos mesmos.

A Fig. 3.37 confirma o valor assumido para o valor máximo da ondulação na corrente do indutor, de aproximadamente 4 A.

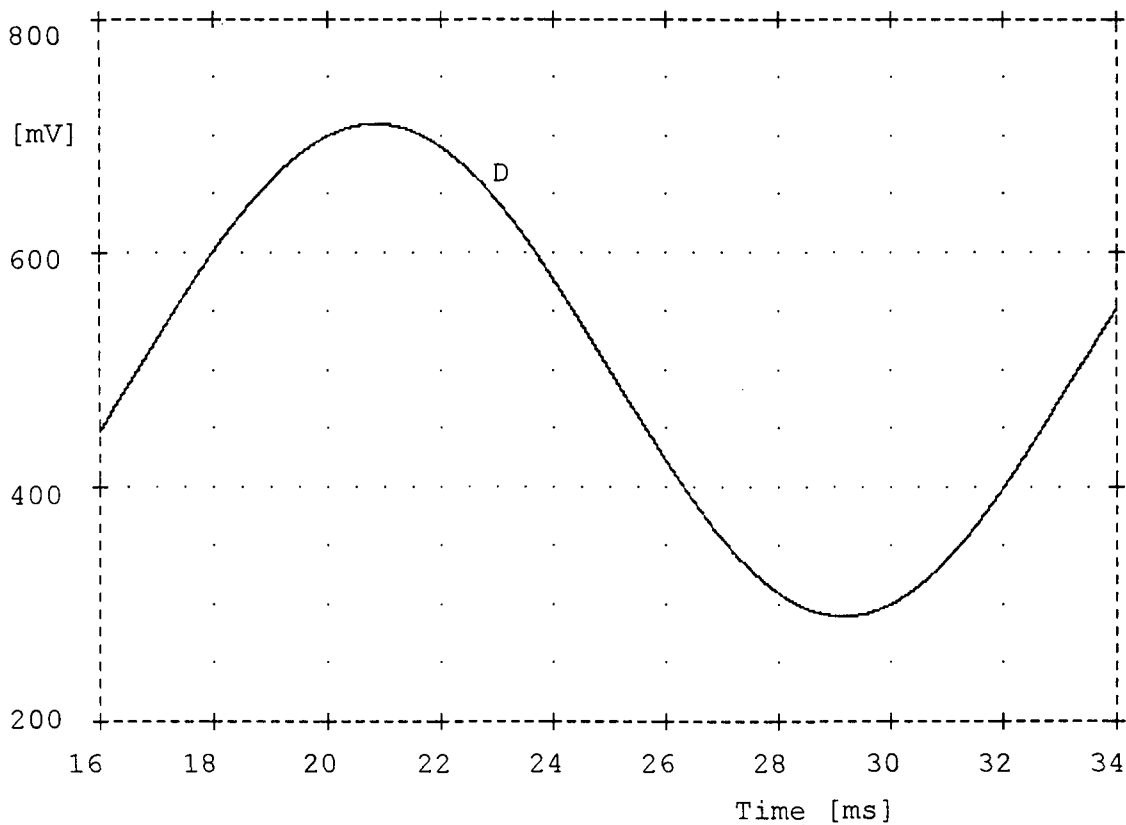


Fig. 3.34 Forma de onda da razão cíclica.

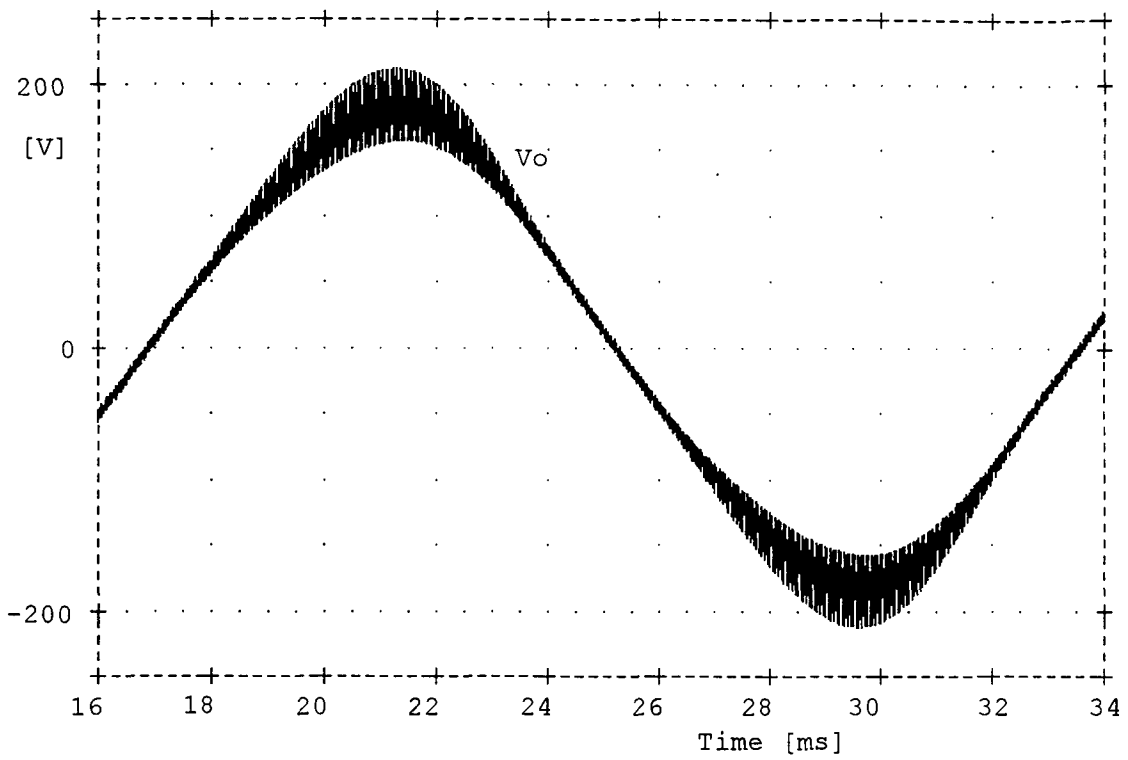


Fig. 3.35 Tensão de saída.

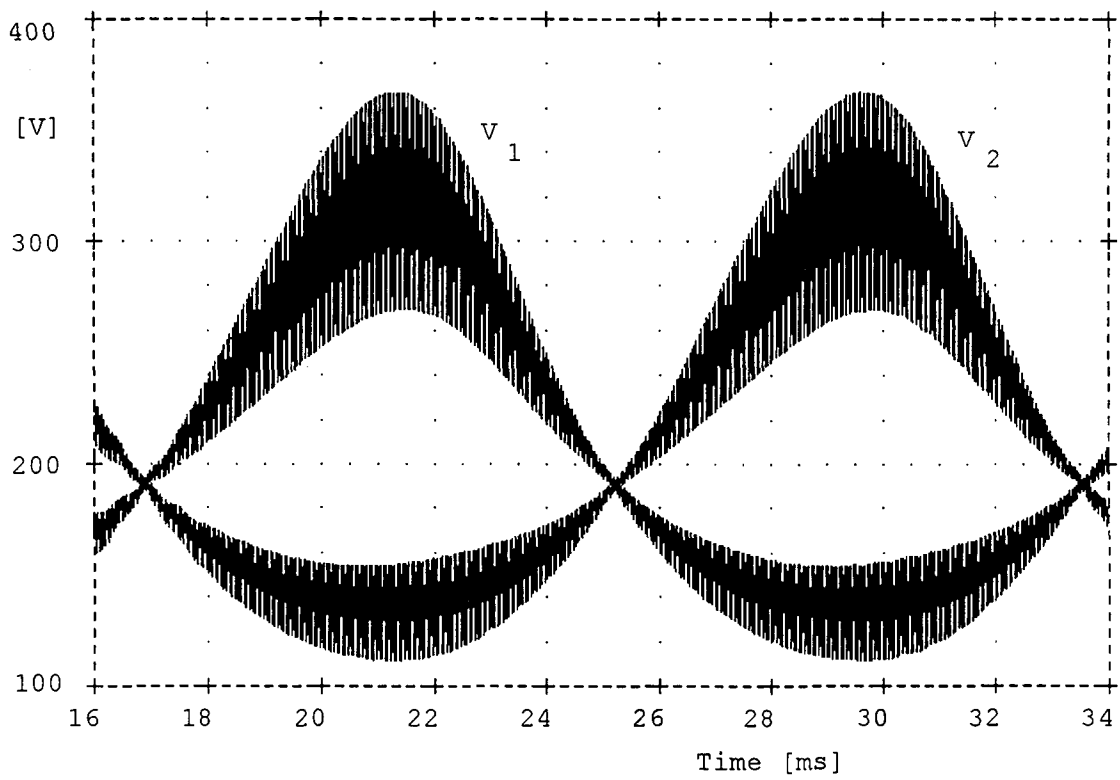


Fig. 3.36 Tensões nos capacitores.

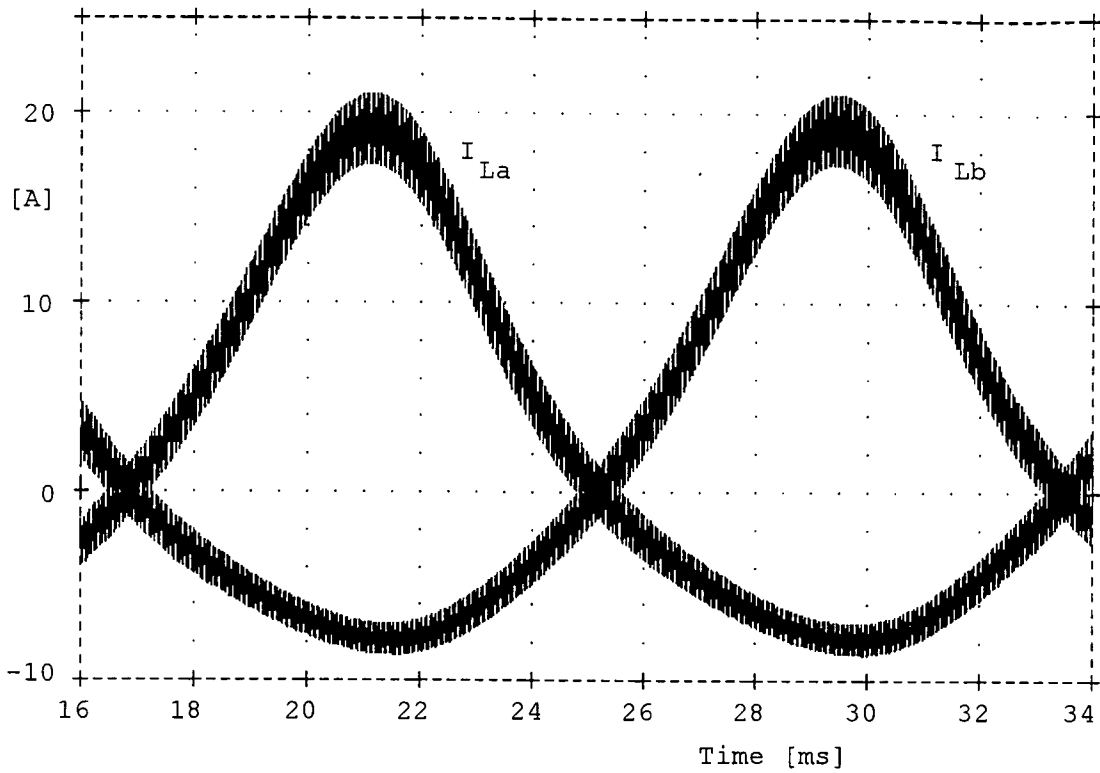


Fig. 3.37 Corrente nos indutores.

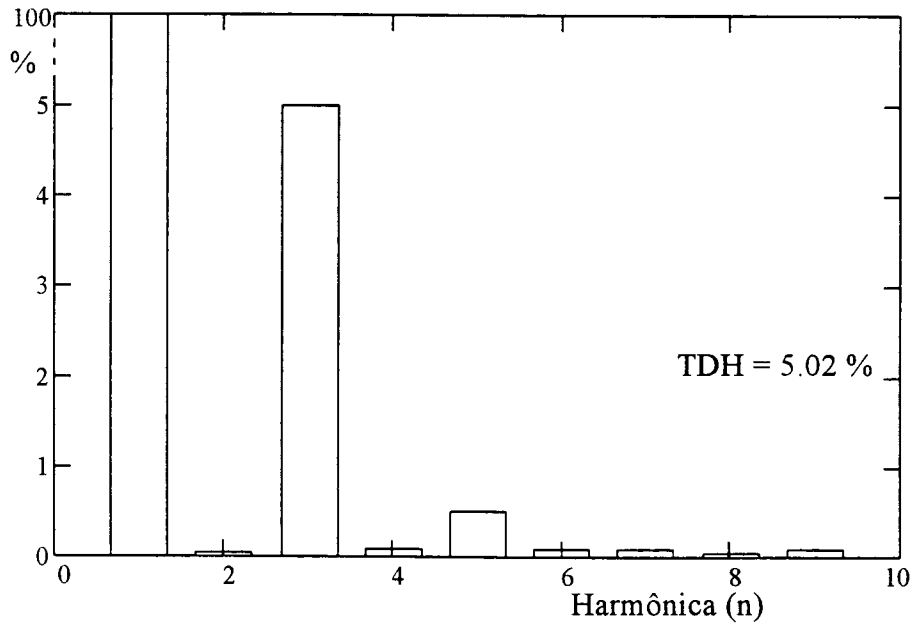


Fig. 3.38 TDH da tensão de saída, sem considerar as harmônicas da comutação.

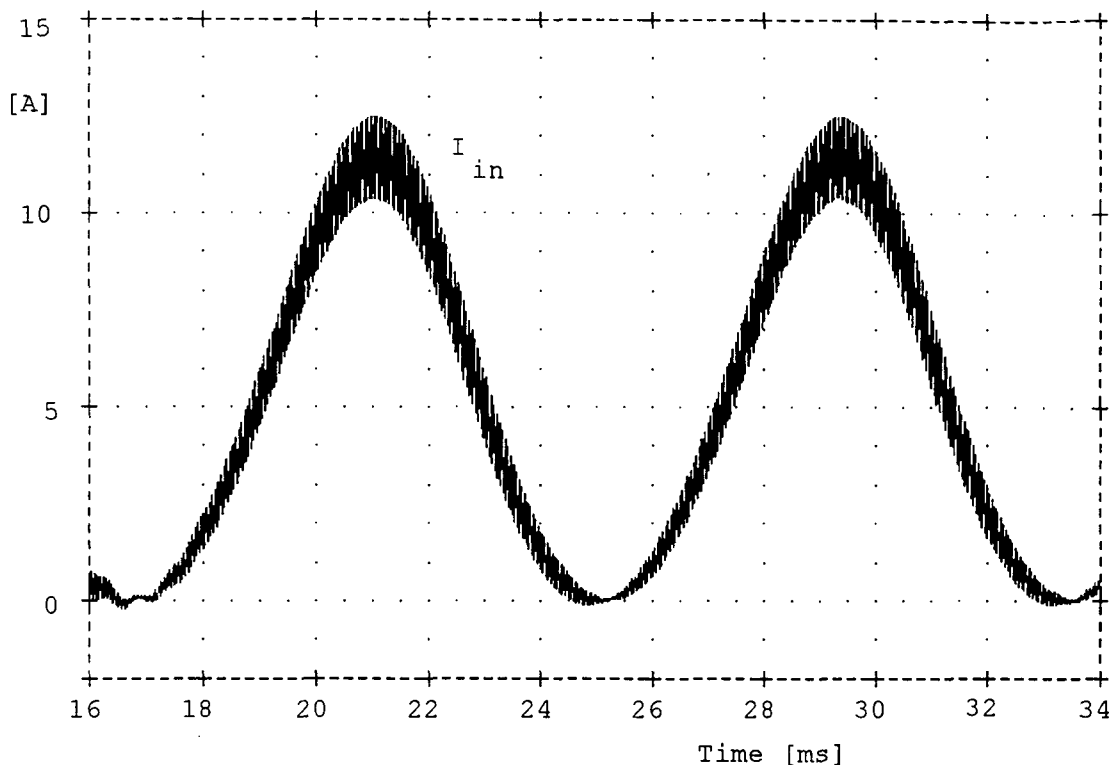


Fig. 3.39 Corrente na fonte de entrada.

3.7 Resultados Experimentais

Para verificar o funcionamento e confirmar a análise teórica realizou-se um protótipo de 500 W do conversor proposto e mostrado na Fig. 3.40, com as especificações apresentadas no exemplo de projeto da seção 3.4.3. Os parâmetros empregados foram os seguintes:

S1 - S4: IRGBC40U (IGBT)

D1 - D4: MUR850 (Diodos)

C1 - C2: 2 μ F / 440 V

L1 - L2: 900 μ H

3.7.1 Resultados a malha aberta

As Fig. 3.41, 3.42, 3.43, 3.44 mostram os resultados experimentais obtidos para um sistema em malha aberta com carga

resistiva. Destas figuras pode-se observar que os resultados experimentais coincidem com os resultados da simulação.

Na Fig. 3.41, por exemplo, a amplitude da tensão CA é 180V, o que significa um valor eficaz de 127V. A potência fornecida na carga é 500 W.

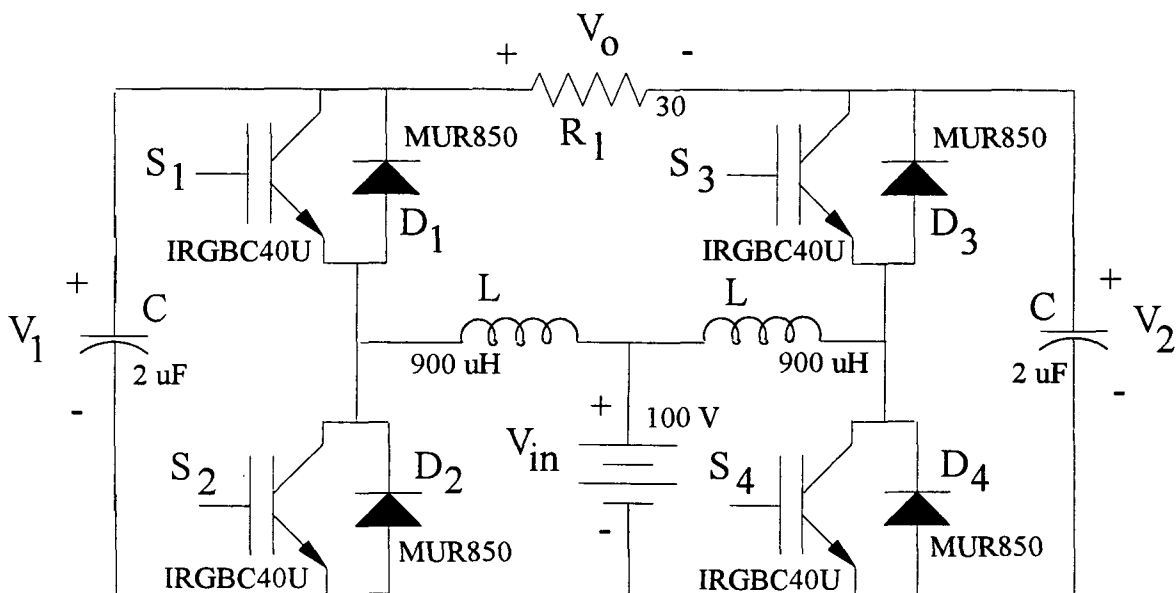


Fig. 3.40 Inversor boost implementado.

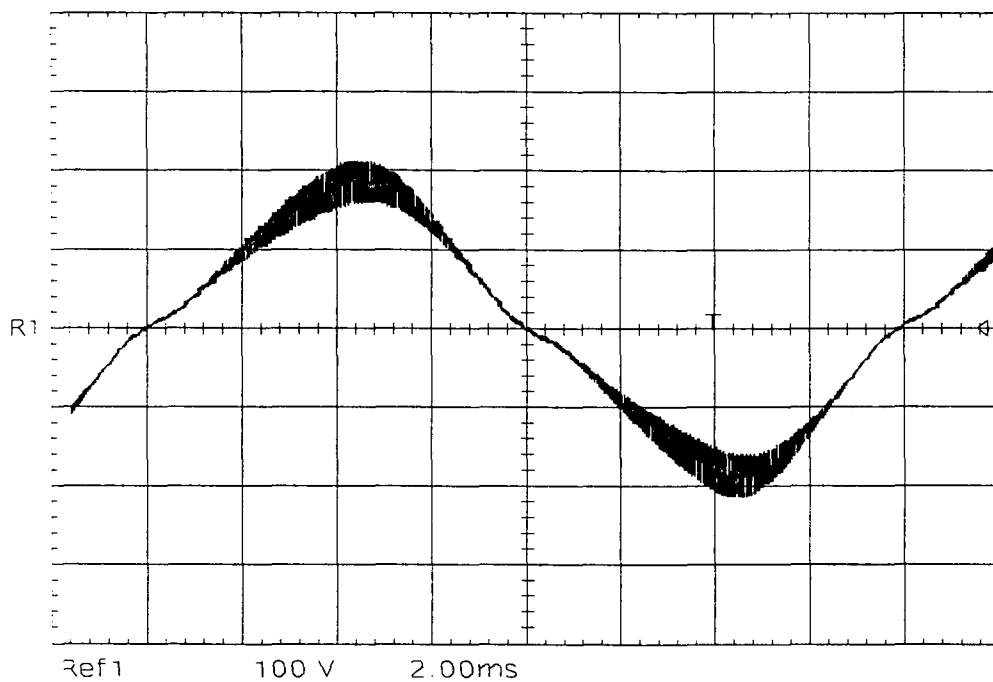


Fig. 3.41 Forma de onda da tensão de saída.

Na Fig. 3.41 verifica-se que a tensão de saída apresenta uma distorção no ponto de cruzamento por zero, devido principalmente ao tempo morto empregado no comando dos IGBT's.

Da Fig. 3.42 pode-se observar que a ondulação máxima na tensão do capacitor é de aproximadamente 80 V.

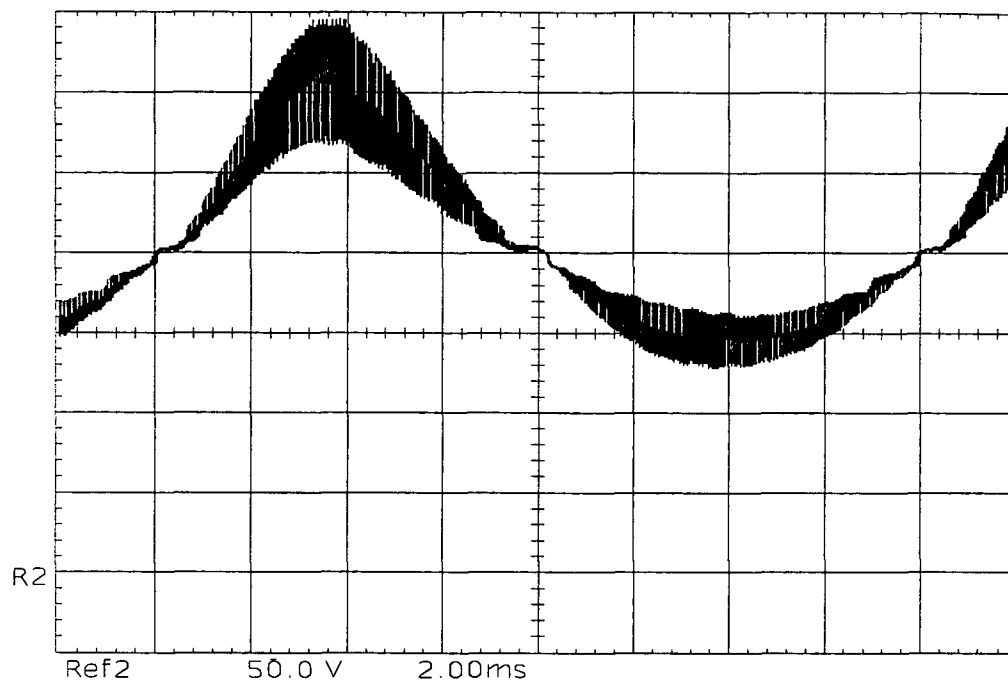


Fig. 3.42 forma de onda da tensão no capacitor.

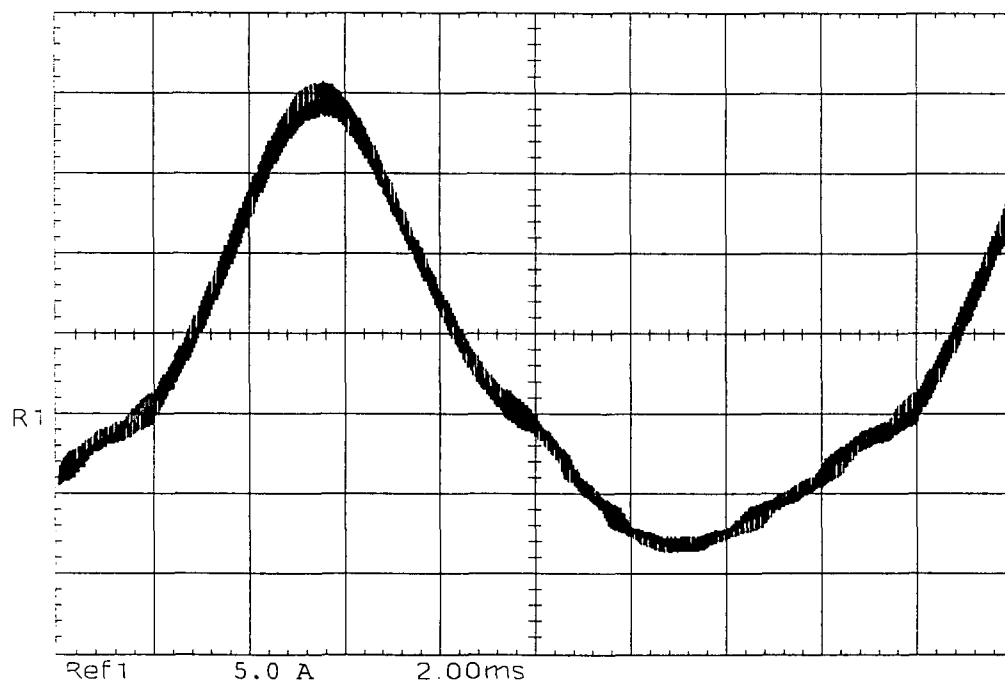


Fig. 3.43 Forma de onda da corrente no indutor.

As Fig. 3.43 e 3.44 apresentam as formas de onda para a corrente no indutor e a corrente na fonte de alimentação de entrada, para um período da tensão de saída. As formas de onda equivalem às obtidas por simulação, apenas com uma diferença na ondulação das correntes, que resultou pouco abaixo do esperado.

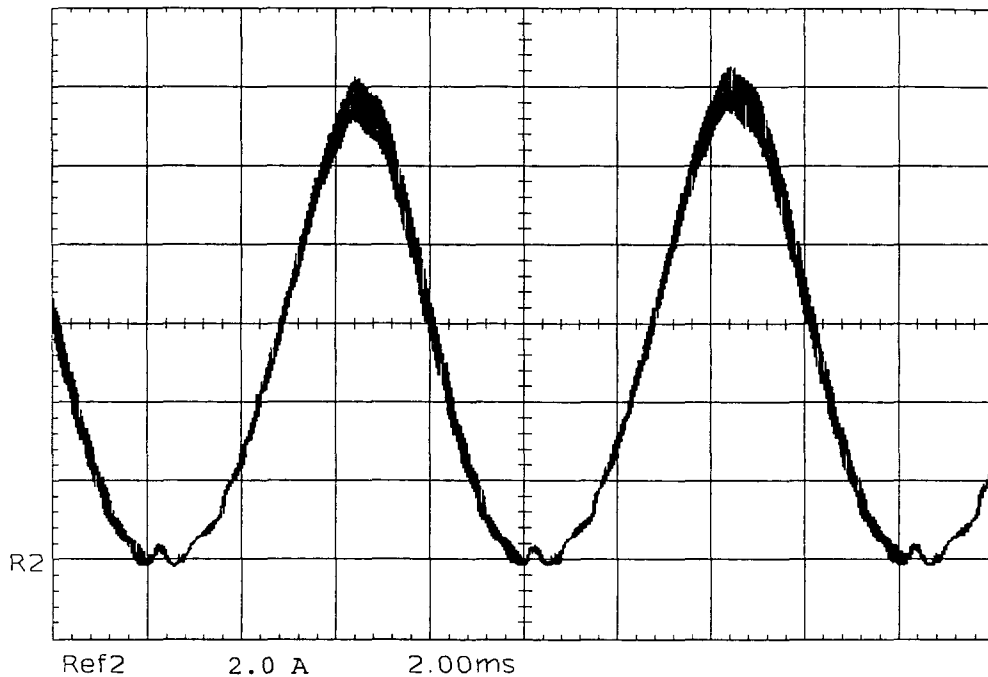


Fig. 3.44 Forma de onda da corrente na entrada.

3.7.2 Resultados a malha fechada

As Fig. 3.45 e 3.46 mostram os resultados experimentais para o sistema em malha fechada com um sinal de referência senoidal de 20 Hz e um triangular de 20 Hz, respectivamente. Nestas figuras são apresentadas as formas de onda com a componente na frequência de comutação filtrada. A finalidade é observar o comportamento do conversor e controlador a baixa frequência.

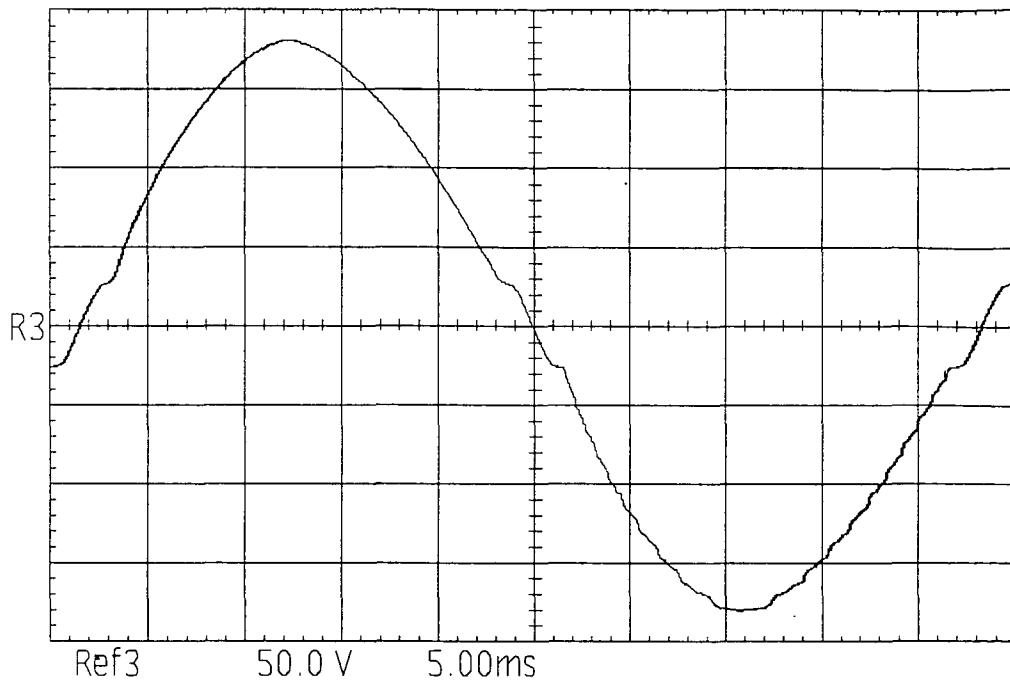


Fig. 3.45 Tensão de saída com sinal de referência senoidal de 20 Hz.

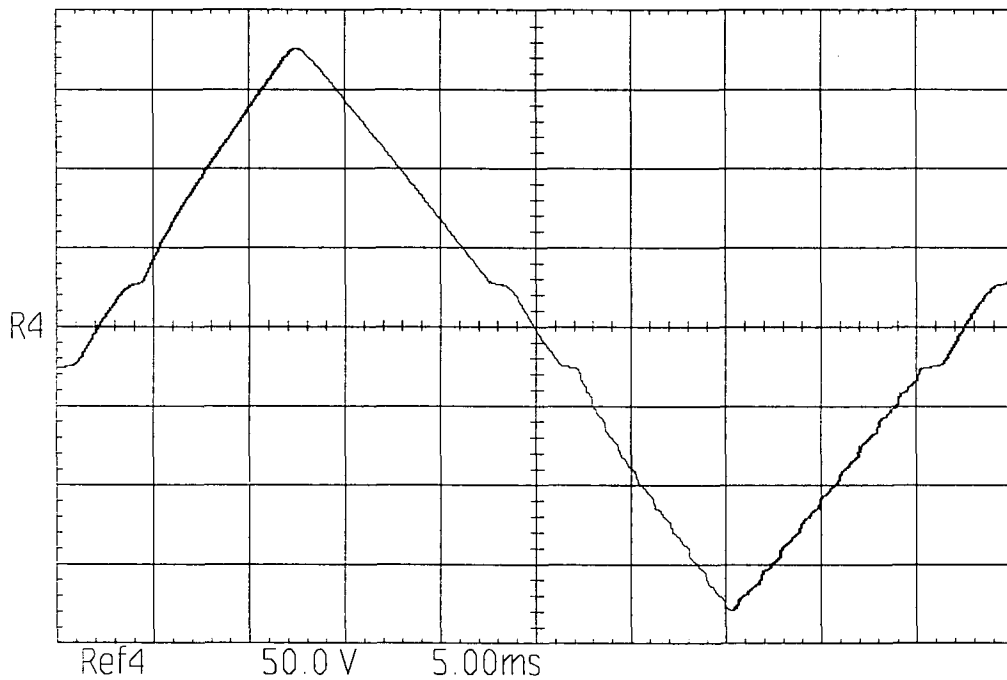


Fig. 3.46 Tensão de saída com sinal de referência triangular de 20 Hz.

Nas Fig. 3.47 e 3.48, a frequência dos sinais de referência senoidal e triangular é de 40 Hz.

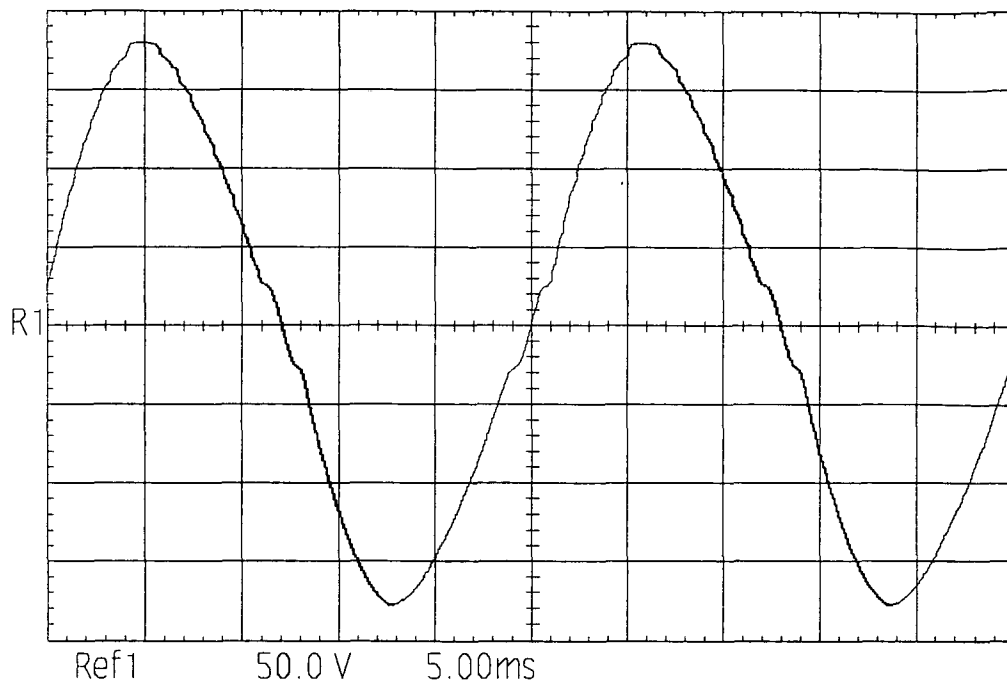


Fig. 3.47 Tensão de saída com sinal de referência senoidal de 40 Hz.

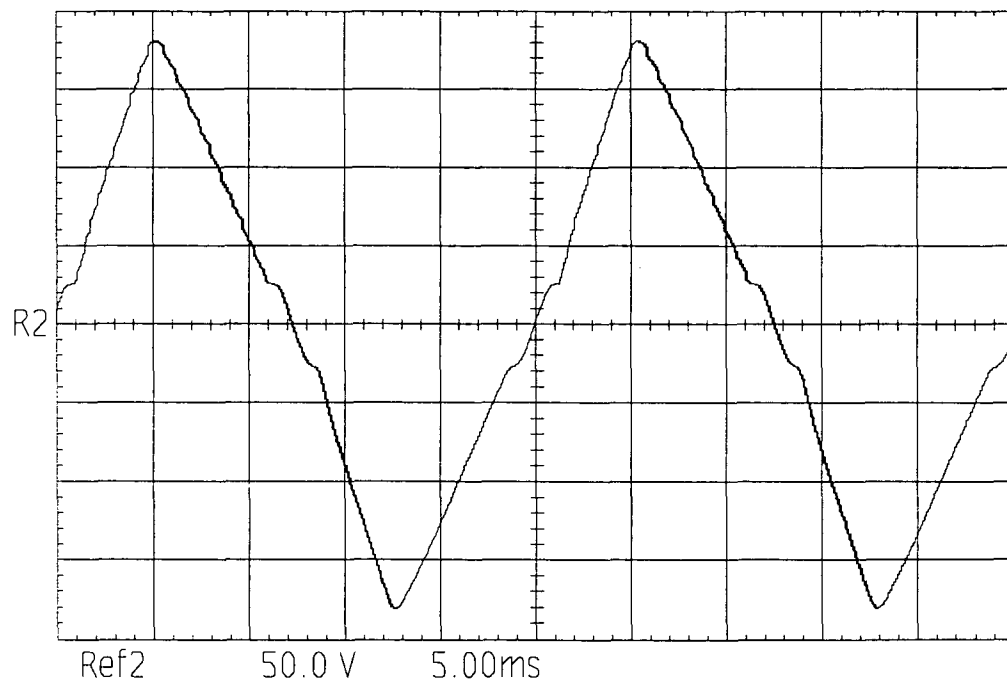


Fig. 3.48 Tensão de saída com sinal de referência triangular de 40 Hz.

Dos resultados a malha fechada pode-se comentar o seguinte: o controlador funcionou como se esperava, com uma resposta dinâmica muito lenta. Por esta razão somente há tensões de

saída de frequência até 40 Hz. Com o controlador projetado foi praticamente impossível obter uma forma de onda senoidal respeitável à frequência de 60 Hz. Devido aos problemas apresentados pelo controlador, recomenda-se substituir o tipo de controle. É sugerido um método de controle do tipo multivariável, para ter um controle mais rigoroso sobre todas as variáveis do inversor, obter uma estabilidade global do sistema e uma melhor resposta dinâmica para o sistema a malha fechada.

3.8 Conclusões

Este capítulo estudou um novo conversor CC - CA, referido como inversor boost.

O conversor é modulado à frequência constante, com a técnica PWM convencional. Os interruptores operam com uma razão cíclica em torno de 50 %, o que permite o uso de circuito driver simples.

Demonstrou-se que o conversor pode gerar uma tensão CA na saída maior do que a tensão CC de entrada, com apenas um estágio de processamento de potência.

O conversor apresenta zeros no lado direito do plano complexo em sua função de transferência, típico em configurações com o conversor boost trabalhando no modo de condução contínua. Isto impõe condições difíceis ao circuito compensador, que geralmente vai resultar com uma resposta dinâmica lenta, no caso de controle modo tensão.

A operação do circuito foi descrita e discutida. O comportamento do conversor foi verificado por simulação e experimentalmente com um protótipo de 500 W - 20 kHz.

Capítulo 4

Uma Estratégia de Controle Direto para o Inversor Boost.

Neste capítulo é apresentada uma estratégia de controle direto ou controle "feedforward" para o inversor boost. A principal característica deste controle é que as perturbações na tensão de entrada alimentam diretamente o circuito de controle, que atua sobre o conversor, antes que na saída seja detectado o efeito da perturbação. Por outro lado, é desejável obter-se uma linearização do conjunto modulador - conversor, o que poderia diminuir a distorção harmônica na tensão de saída.

4.1 Introdução.

O termo controle feedforward é empregado para denominar qualquer procedimento de controle que utilize os sinais das perturbações que atuam sobre o conversor, antes que um desvio na saída, por efeito desta perturbação, tenha sido detectado [11]. A combinação do controle convencional com um sistema feedforward permite melhorar o desempenho do sistema.

Uma forma simples para explicar o conceito básico é por intermédio de um conversor CC - CC buck operando em malha aberta, mostrado na Fig. 4.1.

Para um modo de condução contínuo, pode-se assumir que a tensão de saída é independente da corrente na saída definida por:

$$V_0 = \frac{t_c}{t_c + t_a} V_{in} \quad (4.1)$$

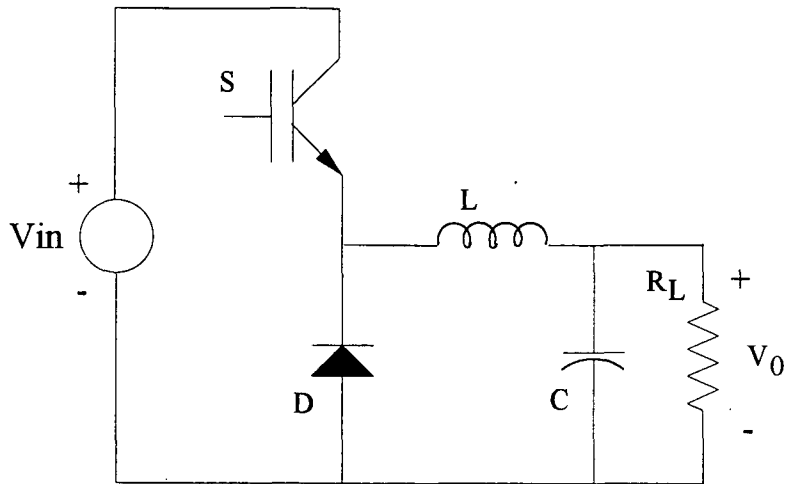


Fig. 4.1 Conversor CC - CC buck.

Onde, V_{in} e V_0 são as tensões de entrada e saída em regime permanente, respectivamente, e t_c e t_a são os intervalos de tempo de condução e abertura do interruptor S.

Assumindo frequência de comutação f_s constante, tem-se:

$$t_c + t_a = T_s \quad (4.2)$$

Onde,

$$T_s = \frac{1}{f_s} \quad (4.3)$$

substituindo (4.2) em (4.1), obtém-se:

$$V_0 = \frac{t_c}{T_s} V_{in} \quad (4.4)$$

De (4.4) conclui-se que a tensão de saída é diretamente influenciada por perturbações na tensão de entrada V_{in} .

Admitindo que seja possível se obter:

$$k = t_c V_{in} = \text{constante} \quad (4.5)$$

Portanto, a tensão de saída será constante, mesmo operando o sistema em malha aberta e:

$$V_0 = \frac{k}{T_s} \quad (4.6)$$

A expressão (4.5) é de implementação simples; na verdade, circuitos integrados dedicados, para realização de modulação por largura de pulsos (PWM) utilizam técnicas similares.

Na Fig. 4.2 é mostrado o diagrama de um controle feedforward da tensão de entrada. Seguindo este princípio, pode ser realizada uma estabilização rápida sem a necessidade de fechamento de uma malha de realimentação. Porém, o sistema da Fig. 4.2 ainda apresenta alguns problemas, tais como: baixa precisão devido a atrasos na comutação, tempos de subida e descida finitos, quedas de tensão em elementos parasitas, etc. Para uma precisão elevada em regime permanente, a frequência de comutação f_s poderia ser utilizada como uma variável controlada na malha de realimentação, para compensar as variações na tensão de saída.

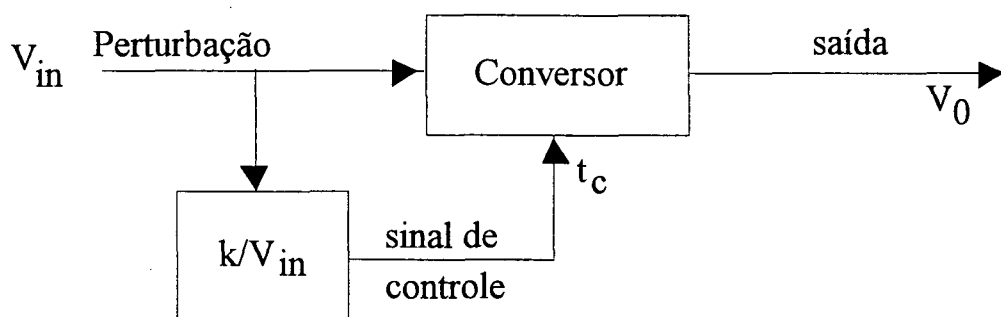


Fig. 4.2 Diagrama de um controle feedforward da tensão de entrada.

4.2 Controle feedforward no inversor buck.

Como é conhecido da seção 2.3, o inversor buck é configurado sobre dois conversores CC - CC buck, bidirecionais em corrente, conforme mostrado na Fig. 4.3, onde S_1 a S_4 são interruptores bidirecionais constituídos de transistor e diodo.

O conversor buck A, num modo de condução contínua, apresenta a seguinte relação de tensões entre V_1 e V_{in} :

$$\frac{V_1}{V_{in}} = d \quad (4.7)$$

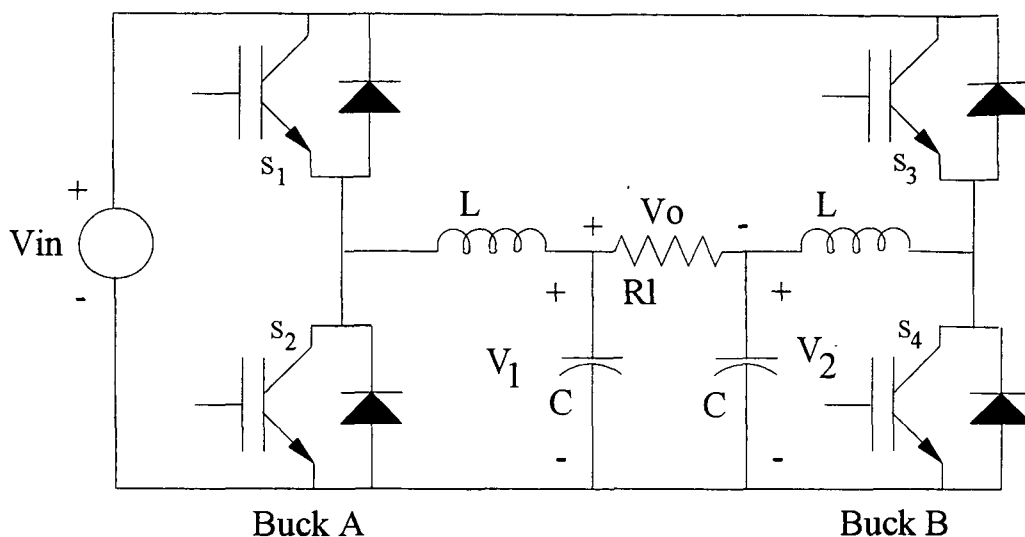


Fig. 4.3 Inversor buck.

Onde d é a razão cíclica, lembrando que ela é dada por:

$$d = \frac{t_c}{T_s} \quad (4.8)$$

t_c é o tempo de condução do interruptor S_1 .

Da mesma forma para o conversor buck B, tem-se a seguinte relação de tensões entre V_2 e V_{in} :

$$\frac{V_2}{V_{in}} = 1 - d \quad (4.9)$$

Lembrando que o conversor buck B opera com uma defasagem de 180 graus em relação ao conversor buck A, nestas condições, o tempo de condução do interruptor S_4 também é igual a t_c . Utilizando as expressões (4.7) e (4.9), a tensão de saída para o inversor buck pode ser expressa como:

$$V_0 = V_1 - V_2 = dV_{in} - (1 - d)V_{in} \quad (4.10)$$

A relação entre as tensões V_0 e V_{in} é definida pela expressão:

$$\frac{V_0}{V_{in}} = 2d - 1 \quad (4.11)$$

Na Fig. 4.4 é mostrada a característica do ganho da tensão de saída em função da razão cíclica. Observa-se que o inversor buck tem uma característica linear do ganho de tensão.

Admitindo-se que a razão cíclica varia em torno de $D = 0.5$, por exemplo na forma:

$$d = 0.5 + k \text{Sen}(wt) \quad (4.12)$$

Onde k é constante, ($0 < k < 0.5$), é possível obter-se uma tensão de saída senoidal, mesmo em malha aberta, porém, afetada por possíveis perturbações da tensão de entrada.

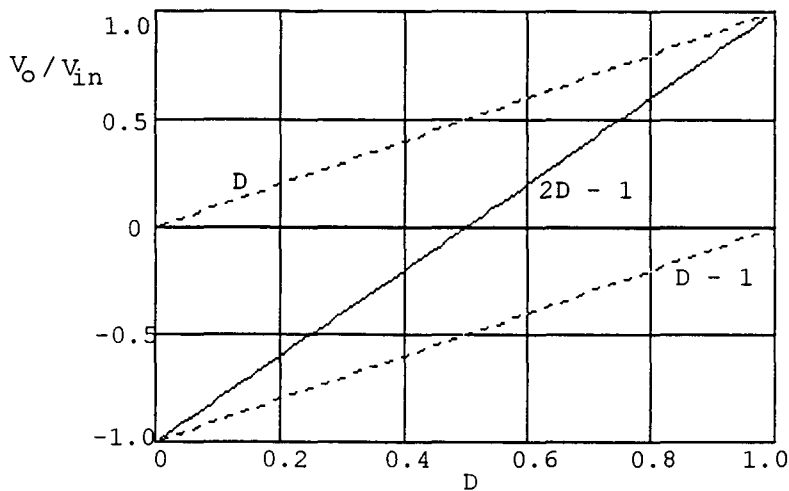


Fig. 4.4 Característica do ganho de tensão em função da razão cíclica.

Para diminuir os efeitos das perturbações da tensão de entrada sobre a tensão de saída, propõe-se o esquema de controle feedforward para o inversor buck, apresentado na Fig. 4.5.

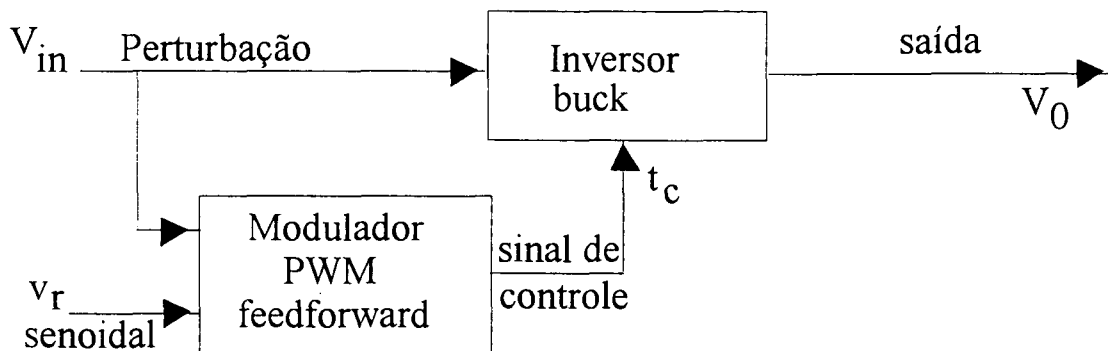


Fig. 4.5 Diagrama de controle feedforward para o inversor buck.

4.2.1 Modulador PWM feedforward.

Nos circuitos reguladores PWM convencionais, a tensão de referência v_r é comparada com uma tensão dente de serra com valor de pico constante.

Para um modulador PWM feedforward a amplitude do sinal dente de serra é variável e dependente do valor V_{in} , que pode assumir valores negativos ou positivos, de forma simétrica. Para $v_r = 0$ a razão cíclica resulta $D = 0.5$, de acordo ao exigido no inversor buck. A Fig. 4.6 apresenta o sinal dente de serra empregado para a comparação com o sinal de referência v_r .

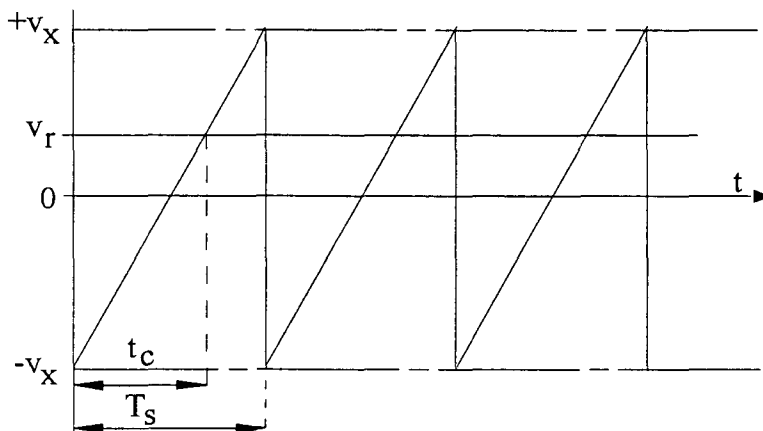


Fig. 4.6 Sinal dente de serra empregada na modulação PWM feedforward.

O objetivo é determinar um sinal v_x que torne a tensão de saída V_o exclusivamente proporcional ao sinal de referência V_r .

A função entrada - saída do modulador PWM empregando o sinal dente de serra da Fig. 4.6 é definida, num período de comutação, através da expressão:

$$d = \frac{t_c}{T_s} = \frac{v_r}{2v_x} + \frac{1}{2} \quad (4.13)$$

Rescrevendo (4.14) em função de v_x , tem-se:

$$v_x = v_r / (2d - 1) \quad (4.14)$$

Comparando as expressões (4.11) e (4.14), obtém-se:

$$\frac{v_x}{v_r} = \frac{V_{in}}{V_0} \quad (4.15)$$

Portanto, para se obter uma tensão de saída V_0 proporcional ao sinal de referência v_r o valor de v_x deve ser:

$$v_x = v_r \frac{V_{in}}{V_0} \quad (4.16)$$

Se $V_0 = V_m \text{sen}(w_0 t)$ e $v_r = \text{sen}(w_0 t)$, Então:

$$v_x = \frac{V_{in}}{V_m} \quad (4.17)$$

Na Fig. 4.7.a é mostrado o sinal dente de serra e o sinal de referência v_r utilizados no modulador PWM feedforward. A Fig. 4.7.b apresenta as formas de onda dos sinais de comando para os interruptores. A largura dos pulsos varia de acordo à forma de onda da tensão desejável na saída.

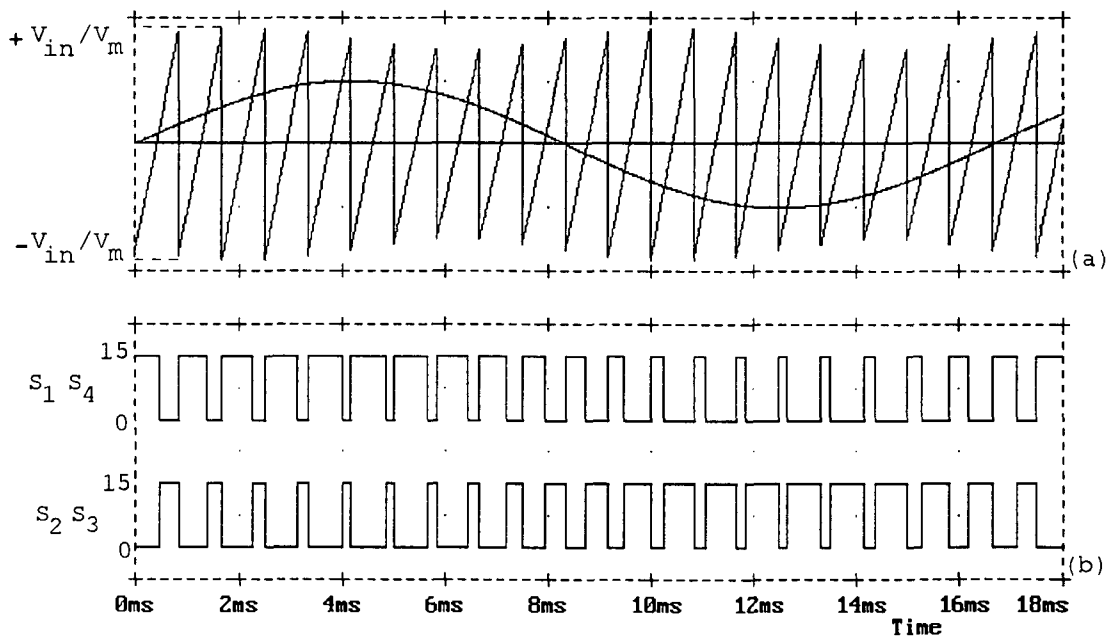


Fig. 4.7.a Sinais dente de serra e senoidal empregados no modulador PWM feedforward. Fig. 4.7.b Sinais de comando dos interruptores.

4.3 Controle feedforward no inversor boost

O inversor boost PWM, previamente analisado em detalhe no capítulo 3, é apresentado novamente na Fig. 4.8.

No modo de condução contínua, o inversor boost apresenta a seguinte relação entre as tensões V_0 e V_{in} , obtida na seção 3.3:

$$\frac{V_0}{V_{in}} = \frac{2d-1}{d(1-d)} \quad (4.18)$$

Onde d é a razão cíclica, dada por:

$$d = \frac{t_c}{T_s} \quad (4.19)$$

t_c é o tempo de condução dos interruptores S_2 e S_3 , (defasado 180° em relação a S_2).

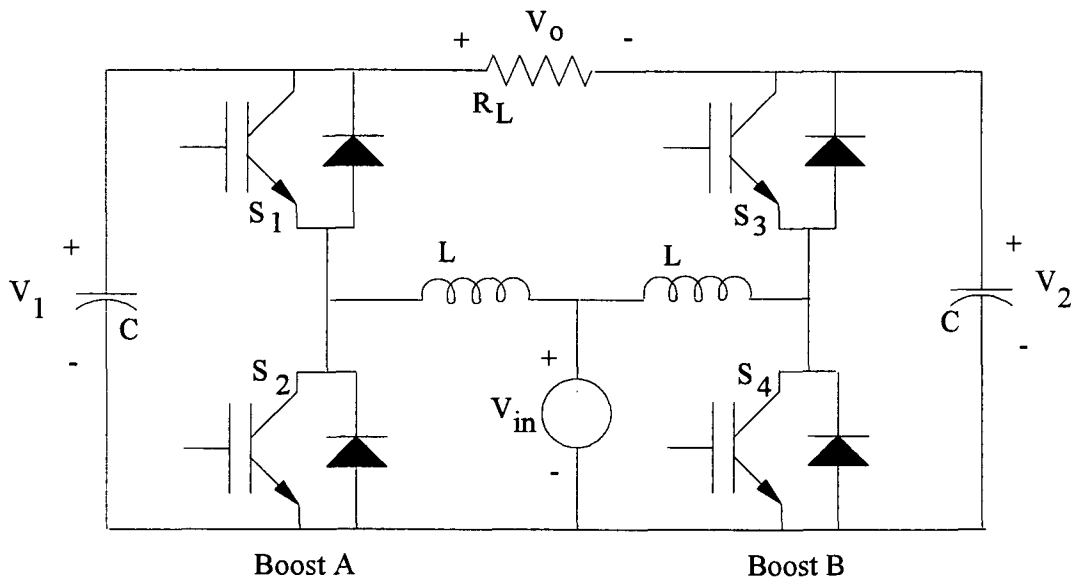


Fig. 4.8 Inversor boost.

Na Fig. 4.9 é mostrada a característica do ganho de tensão em função da razão cíclica, para o inversor boost operando em condução contínua. Observa-se que a característica é não-linear. Isto significa que para uma variação na razão cíclica, por exemplo com um padrão senoidal, a tensão na saída obtida em malha aberta será senoidal com um alto grau de distorção ou de conteúdo harmônico, de acordo ao que foi obtido no capítulo 3.

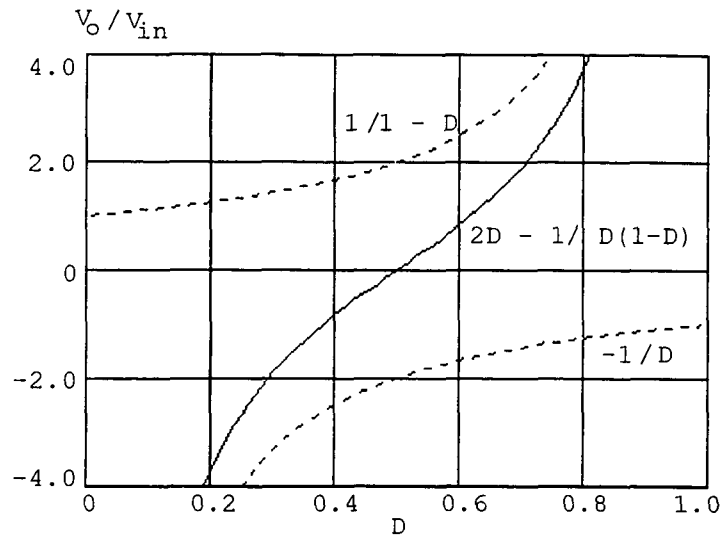


Fig. 4.9 Característica do ganho de tensão em função da razão cíclica do inversor boost em condução contínua.

O controle feedforward para o inversor boost seguirá o mesmo procedimento adotado para o inversor buck, evitando que as perturbações na tensão de entrada influenciem a tensão de saída. Paralelamente, obtém-se uma linearização do conjunto modulador - conversor, o que poderia diminuir a distorção harmônica na tensão de saída. Para atingir estes objetivos propõe-se o seguinte esquema de controle feedforward para o inversor boost, mostrado na Fig. 4.10.

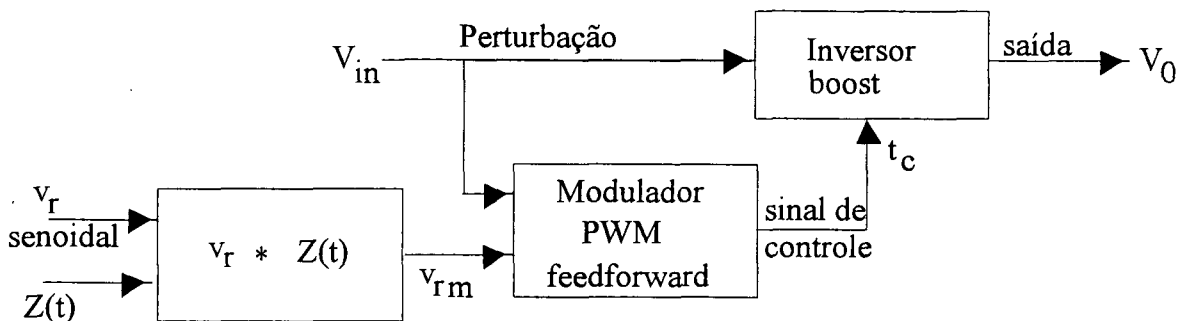


Fig. 4.10 Diagrama de controle feedforward para o inversor boost.

Fazendo uma análise da expressão (4.18) pode-se notar que o valor da tensão na saída é afetado por dois termos: o primeiro tem a forma $[2d-1]$, sendo linear e coincide com a resposta do

inversor buck e outro tem a forma $[d(1-d)]$, sendo não-linear. Sugere-se, portanto, assumir que a parte não-linear da resposta do conversor é dada por $[d(1-d)]$. Introduzindo esta relação na sinal de referência resultaria na linearização do conjunto modulador - inversor, e a tensão de saída seria única e exclusivamente dependente do sinal de referência.

Uma demonstração desta proposição será desenvolvida a seguir.

A expressão (4.18) pode ser escrita da forma:

$$V_0 = \frac{2d-1}{d(1-d)} V_m \quad (4.20)$$

Assumindo uma tensão de saída senoidal:

$$V_0 = V_m \text{Sen}(w_0 t) \quad (4.21)$$

Utilizando-se o mesmo modulador PWM feedforward do inversor buck, impõe-se v_{rm} como sinal de entrada do bloco modulador, como mostrado na Fig. 4.10.

Da expressão (4.13), substituindo v_r por v_{rm} e rescrevendo a expressão em função de v_{rm} , tem-se:

$$v_{rm} = (2d-1)v_x \quad (4.22)$$

Adotando-se o mesmo valor de v_x obtido no inversor buck, dado pela expressão (4.17), resulta:

$$v_{rm} = (2d-1) \frac{V_{in}}{V_m} \quad (4.23)$$

O sinal de referência v_{rm} é obtido de um bloco multiplicador, onde os sinais de entrada são a referência senoidal v_r e um sinal $Z(t)$, a ser definido. O resultado deste procedimento é modificar a razão cíclica de forma a incluir a não linearidade do conversor, e compensá-la para se obter um sistema linearizado. Portanto,

$$v_{rm} = Z(t) \text{Sen}(w_0 t) \quad (4.24)$$

Comparando as expressões (4.23) e (4.24), obtém-se:

$$Z(t)\text{Sen}(w_0t) = (2d-1)\frac{V_{in}}{V_m} \quad (4.25)$$

Substituindo (4.20), (4.21), em (4.25) obtém-se:

$$Z(t) = d(1-d) \quad (4.26)$$

A expressão (4.26) no tempo pode ser escrita, para um período de comutação, como:

$$Z(t) = \frac{t}{T_s} \left(1 - \frac{t}{T_s} \right) \quad (4.27)$$

Na fig. 4.11.a são mostrados o sinal de referência e o sinal $Z(t)$, para um período do sinal de referência. A Fig. 4.11.b apresenta o sinal de saída do bloco multiplicador.

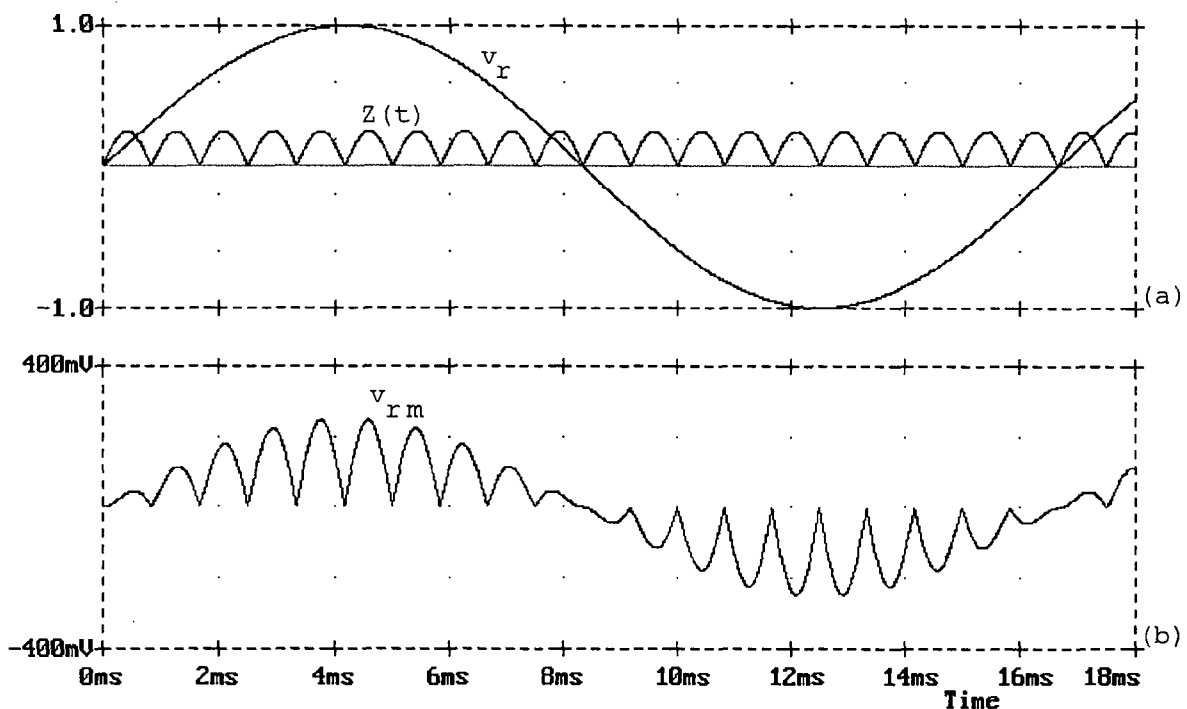


Fig. 4.11.a Sinal de referência e função $Z(t)$.

Fig. 4.11.b Sinal de saída do bloco multiplicador.

Na Fig. 4.12.a pode-se observar o sinal triangular utilizado na comparação, cujo valor máximo depende da tensão de entrada, obtendo-se um controle com característica feedforward. O sinal triangular é comparado com o sinal $Z(t)\text{Sen}(w_0t)$, cujo

valor máximo varia com a forma de onda da tensão desejável na saída, neste caso senoidal. Na Fig. 4.12.b encontram-se as formas de onda dos sinais de comando para os interruptores. A largura destes pulsos é variável, sendo função da tensão de entrada e do sinal $Z(t)\text{Sen}(w_0t)$.

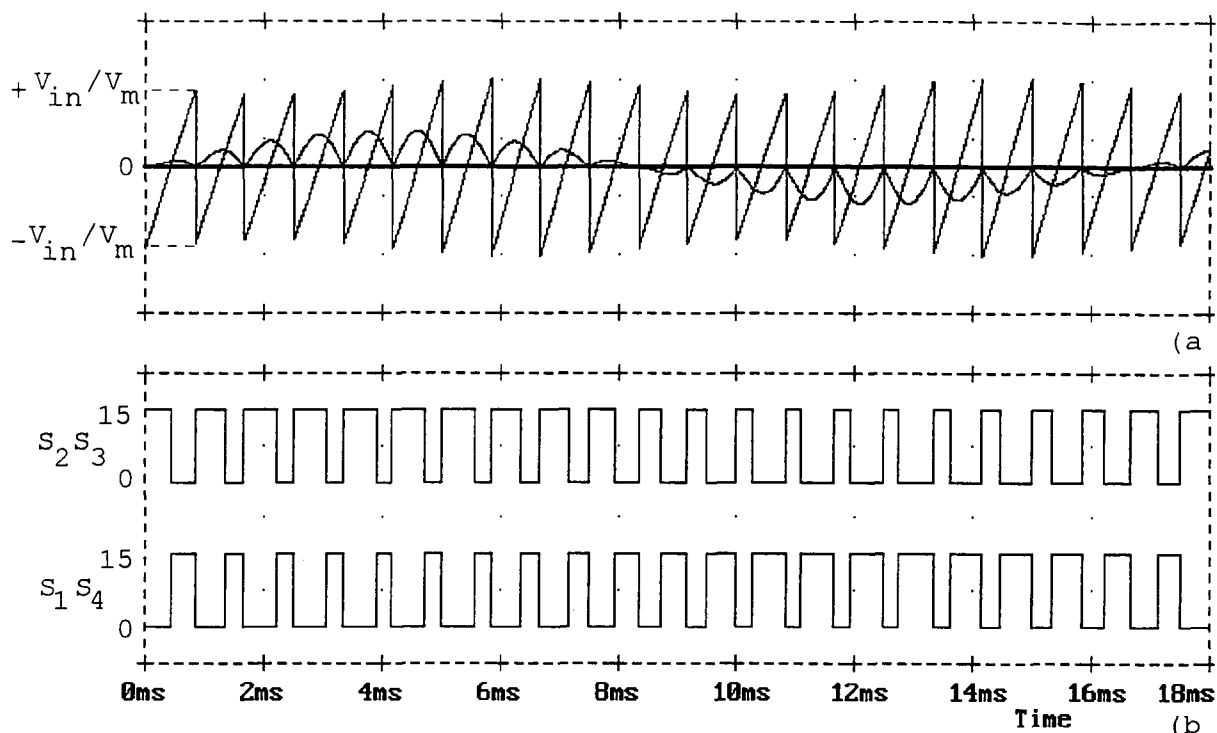


Fig. 4.12.a Sinal triangular e $v_{rm} = Z(t)\text{Sen}(w_0t)$ empregados na comparação no controle feedforward.

Fig. 4.12.b Sinais de comando dos interruptores.

4.4 Resultados por simulação

Com a finalidade de comprovar a eficiência da estratégia de controle feedforward, efetuou-se uma série de simulações. Em primeiro lugar estudou-se o comportamento do inversor boost com uma estratégia de controle PWM convencional, comparando-se um sinal triangular com um sinal de referência senoidal. Em seguida analisou-se o efeito sobre o inversor boost da estratégia de controle apresentada na Fig. 4.10. Para ambas as

estratégias a tensão de entrada foi mantida constante e aplicou-se uma perturbação em degrau.

4.4.1 Simulação com o controle PWM convencional e tensão de entrada constante.

O inversor boost, mostrado na Fig. 4.8, foi simulado com os seguintes parâmetros:

$$V_{in} = 100 \text{ V}$$

$$V_0 = 180 \text{ Sen } (2\pi 60\text{Hz})t$$

$$P_0 = 500 \text{ W}$$

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

$$\Delta I_{Lmax} = 20 \% I_{Lmax}.$$

Os parâmetros calculados para o circuito foram:

$$L = 900 \mu\text{H}, C = 2 \mu\text{F} \text{ e } R_L = 32 \Omega$$

A Fig. 4.13 mostra a forma de onda da tensão de saída V_0 , verificando-se a existência de uma ondulação de aproximadamente 50 V. A Fig. 4.14 apresenta a análise harmônica da tensão V_0 , cuja taxa de distorção harmônica é de 5.02 %.

4.4.2 Simulação com o controle PWM convencional e perturbação em degrau da tensão de entrada.

Uma segunda simulação foi realizada com a finalidade de observar o efeito, sobre a tensão de saída V_0 , de uma perturbação na tensão de entrada. A tensão de entrada foi mantida constante em 100 V até $t = 12.5 \text{ ms}$; neste instante perturba-se o sistema, injetando-se um degrau de +20%.

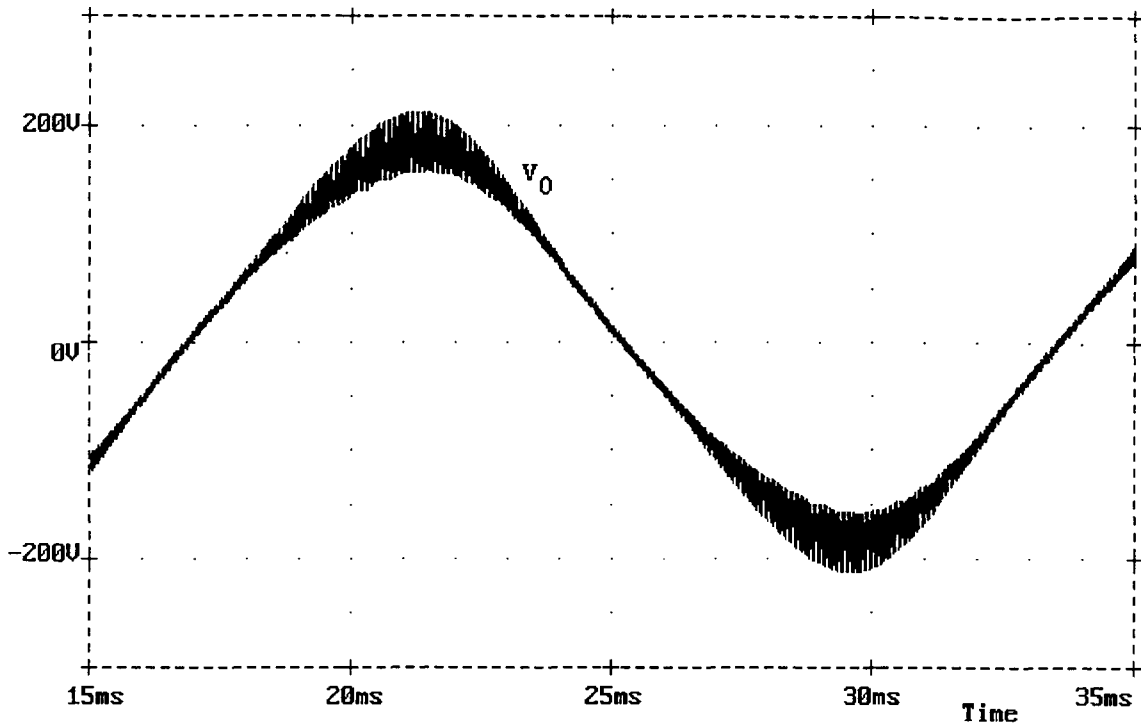


Fig. 4.13 Forma de onda da tensão de saída V_0 , tensão de entrada constante.

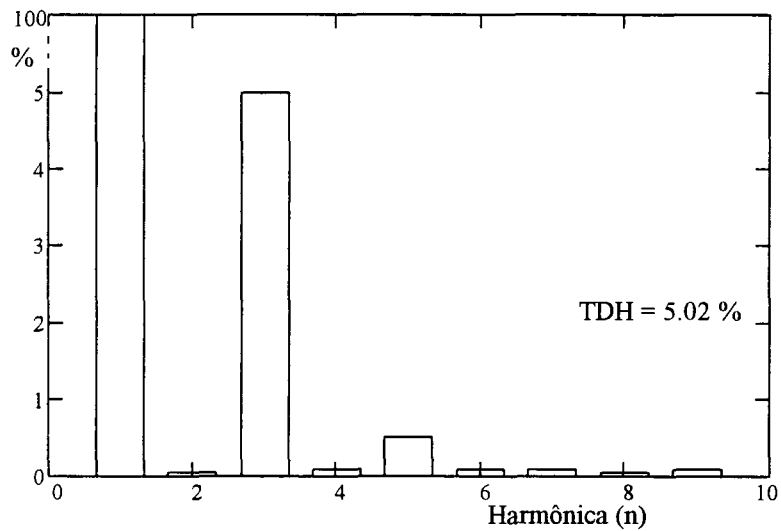


Fig. 4.14 Análise harmônica da tensão de saída V_0 , tensão de entrada constante.

Na Fig. 4.15 é mostrada a forma de onda da tensão de saída V_0 , com uma perturbação em degrau da tensão de entrada. Pode-se observar que o valor máximo da tensão de saída e da ondulação aumentam para aproximadamente 250 V, e 60 V, respectivamente. O conteúdo harmônico manteve-se aproximadamente constante.

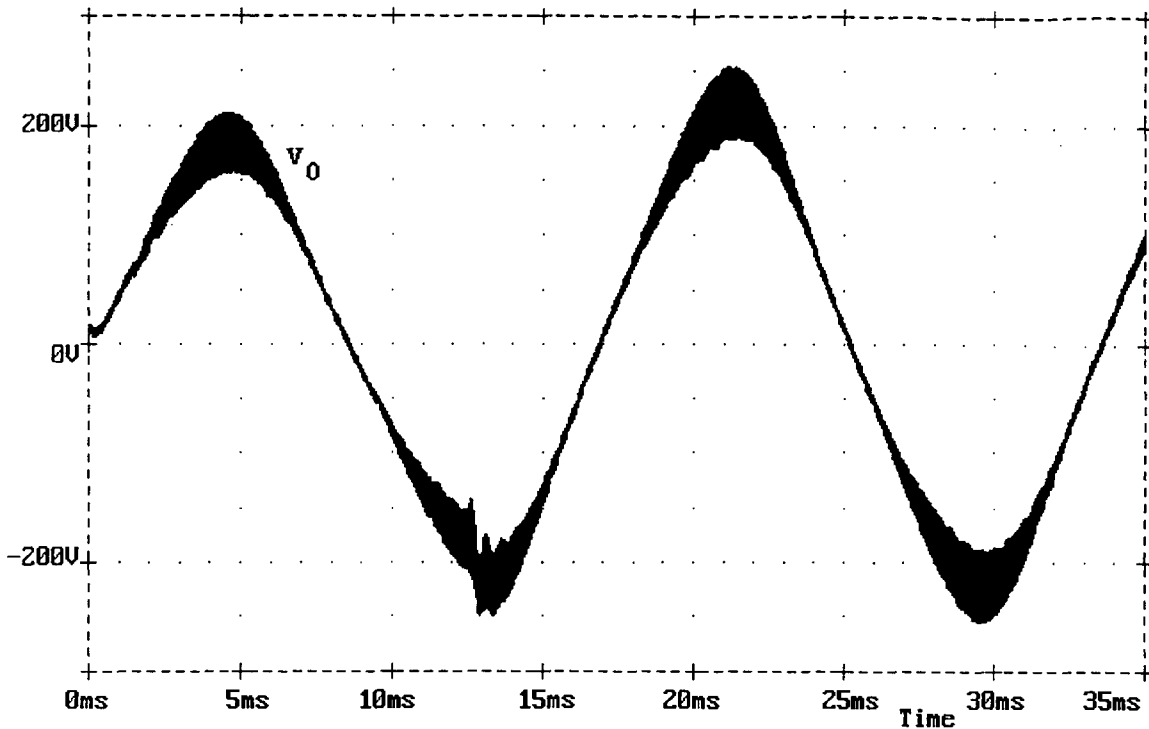


Fig. 4.15 Forma de onda da tensão de saída V_0 , perturbação na tensão de entrada.

4.4.3 Simulação com o controle PWM convencional e tensão de entrada variável.

O inversor boost foi simulado com uma tensão de entrada variável, definida pela seguinte expressão:

$$V_{in} = 100 + 15 \text{Sen}(2\pi 120 \text{Hz } t) \quad (4.28)$$

A Fig. 4.16 mostra a forma de onda da tensão de saída V_0 . Nota-se um aumento na taxa de distorção harmônica de 5.02 % para 11.03 %. Observa-se que em um controle PWM convencional a tensão de saída é afetada de forma apreciável por variações na tensão de entrada.

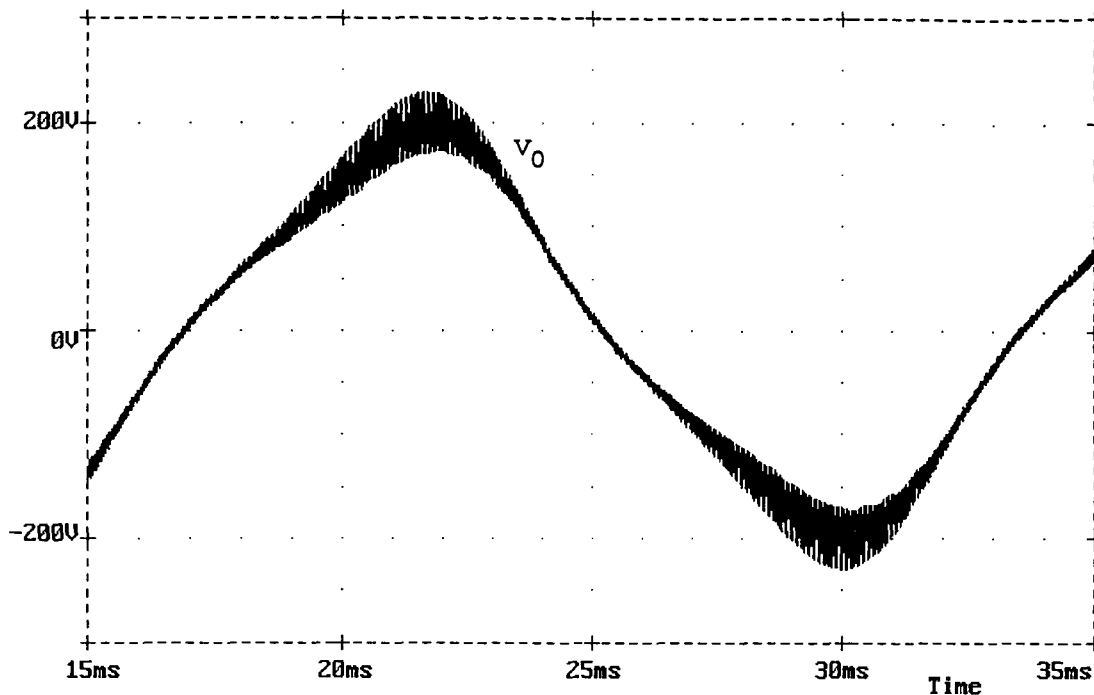


Fig. 4.16 Forma de onda da tensão de saída V_0 , tensão de entrada variável.

4.4.4 Simulação com controle feedforward e tensão de entrada constante.

Com os mesmos parâmetros do item 4.4.1, simulou-se o inversor boost, com a estratégia de controle feedforward (Fig. 4.10).

Na Fig. 4.17 pode-se observar a forma de onda da tensão de saída V_0 . A ondulação se manteve aproximadamente em 50 V, como na estratégia de controle PWM convencional. A Fig. 4.18 mostra a análise harmônica da tensão V_0 . A taxa de distorção harmônica resultante foi de 2.81 %, verificando-se uma redução de aproximadamente 50 %, em relação ao valor obtido com a estratégia de controle PWM convencional. O bloco multiplicador atua de forma a compensar a não linearidade do inversor, resultando um sistema praticamente linear.

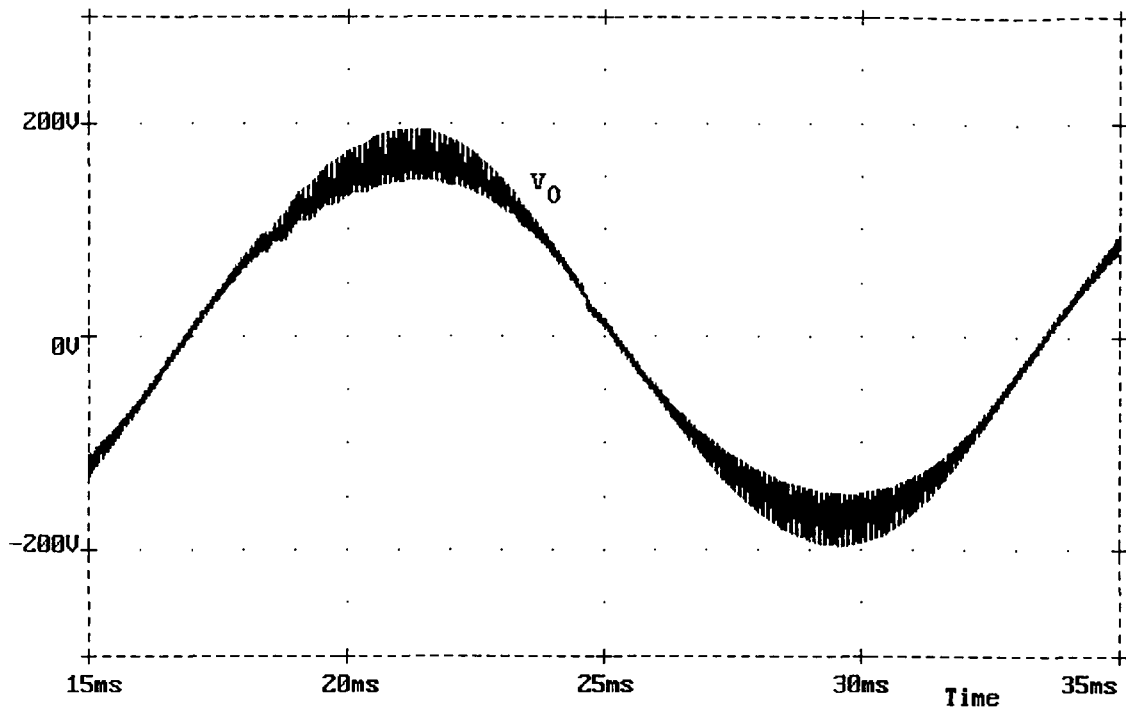


Fig. 4.17 Forma de onda da tensão de saída V_O , tensão de entrada constante.

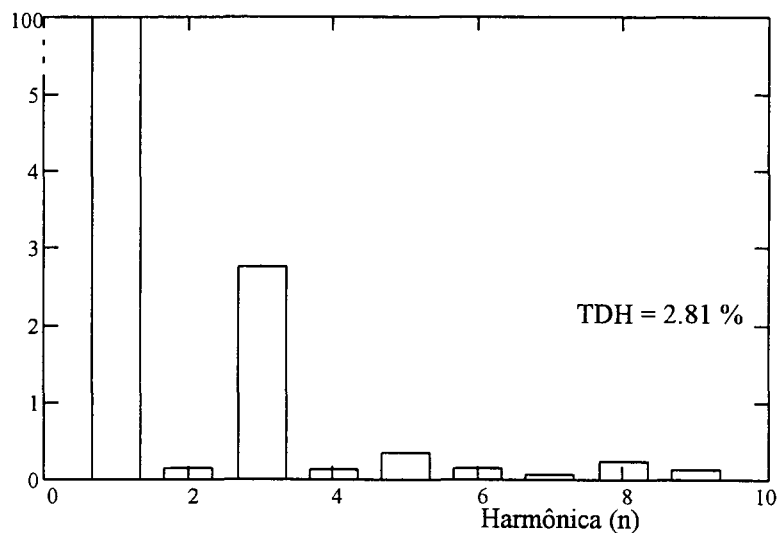


Fig. 4.18 Análise harmônica da tensão de saída V_O , tensão de entrada constante.

4.4.5 Simulação com o controle feedforward e perturbação em degrau da tensão de entrada.

Nesta simulação estuda-se o efeito de uma perturbação da tensão de entrada sobre a tensão de saída. A tensão de entrada

foi mantida constante até o instante de $t = 12.5$ ms, quando foi aplicado um degrau de 20 % da amplitude inicial.

Na Fig. 4.19 é mostrada a forma de onda da tensão de saída. Durante o intervalo de ação da perturbação, observa-se que a tensão de saída máxima e a ondulação na tensão permanecem constantes, assim como o conteúdo harmônico.

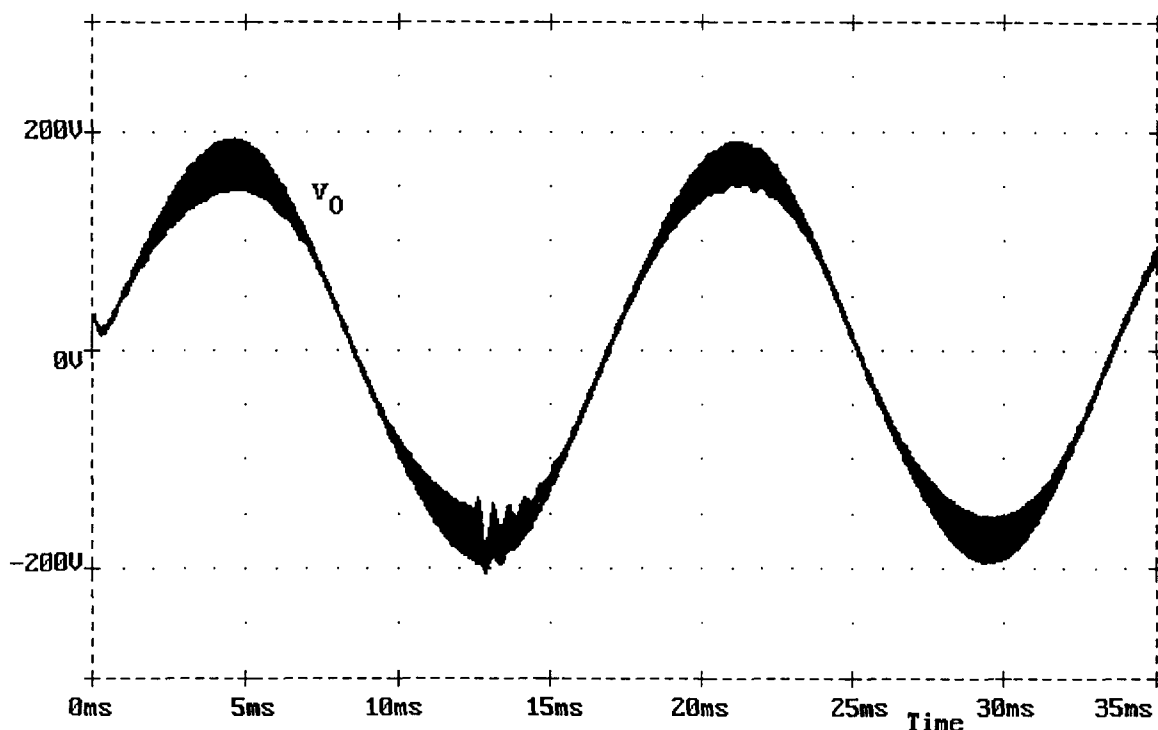


Fig. 4.19 Forma de onda da tensão de saída V_0 , perturbação na tensão de entrada.

4.4.6 Simulação com o controle feedforward e tensão de entrada variável.

O inversor boost com o controle feedforward foi simulado com uma tensão de entrada variável, definida pela expressão (4.28).

Na Fig. 4.20 observa-se a forma de onda da tensão de saída. Pode-se observar um pequeno aumento na taxa de distorção harmônica de 2.81 % para 2.91%, em relação aos resultados de

simulação para tensão de entrada constante. Verifica-se desta forma o excelente desempenho do controle feedforward para o inversor boost; e a tensão de saída em regime permanente não é afetada por uma perturbação na tensão de entrada V_{in} .

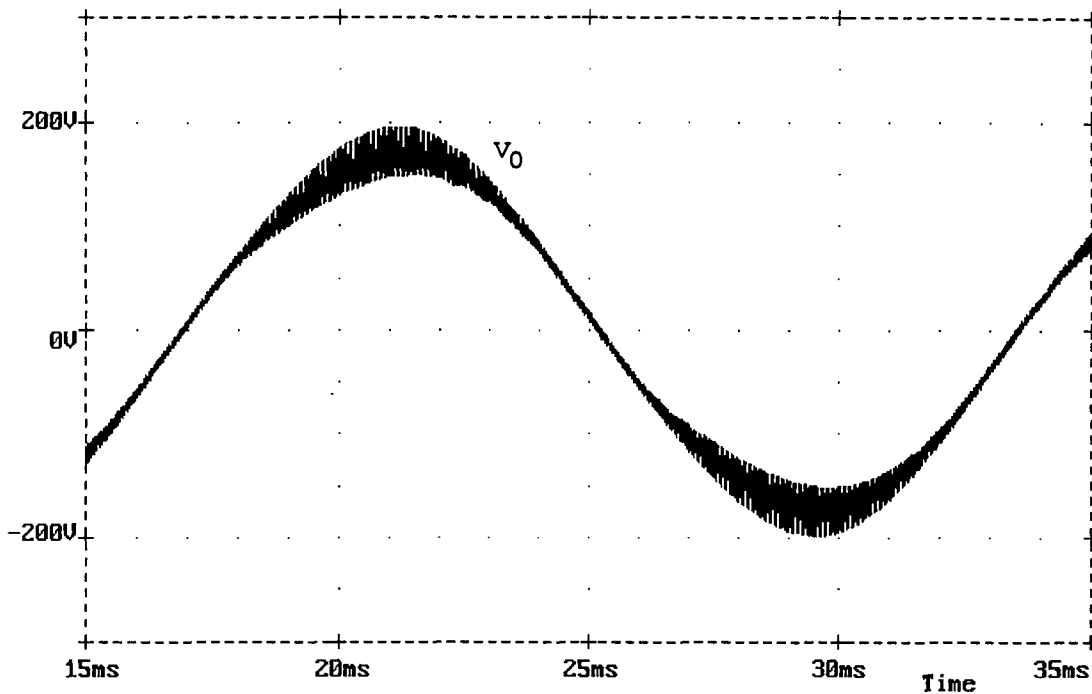


Fig. 4.20 Forma de onda da tensão de saída V_0 , tensão de entrada variável

4.4.7 Simulação com o controle feedforward, com uma mudança no valor do capacitor.

Nesta simulação estuda-se o efeito de um aumento no valor do capacitor boost. Em simulações anteriores foi utilizado uma capacitância de $C = 2 \mu\text{F}$. Para esta simulação adotou-se $C = 10 \mu\text{F}$, mantendo a tensão de entrada constante em $V_{in} = 100 \text{ V}$. Para uma modulação PWM convencional, estudada no capítulo 3, um aumento de capacitância resulta na diminuição na ondulação, mas com um aumento apreciável no conteúdo harmônico.

Na Fig. 4.21 observa-se a forma de onda da tensão de saída. Pode-se observar que a ondulação na tensão de saída diminuiu em forma considerável. A taxa de distorção harmônica aumenta apenas de 2.81 % a 2.92 %, como pode-se observar da Fig. 4.22.

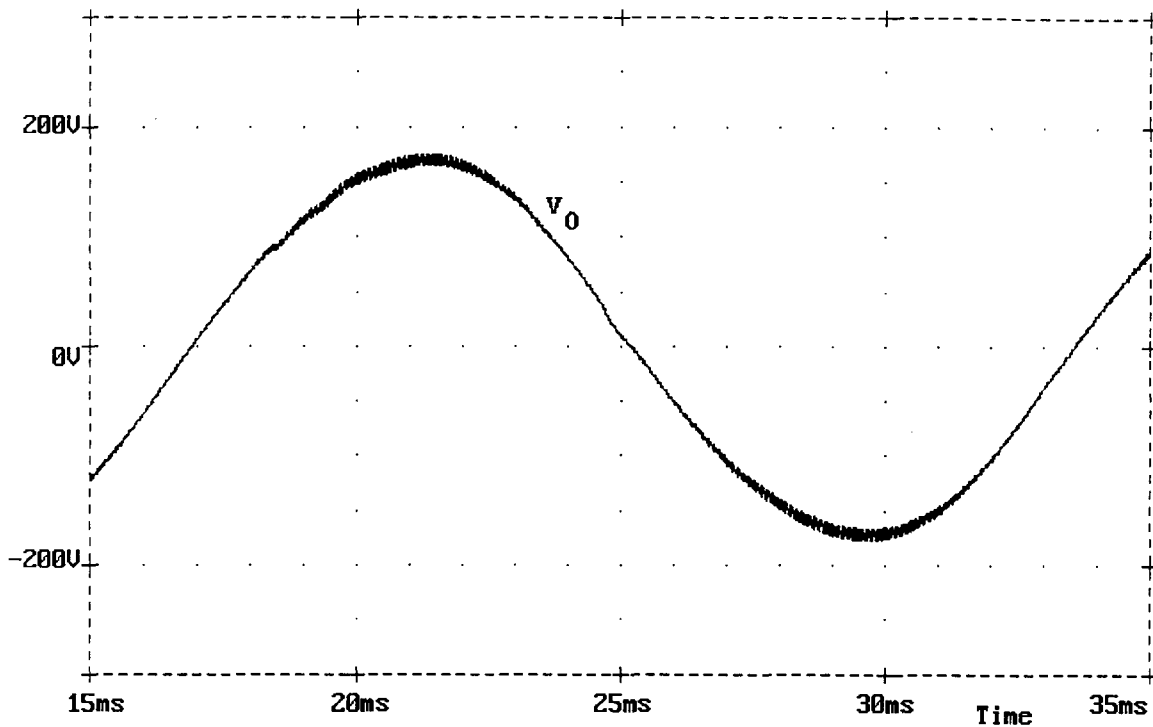


Fig. 4.21 Forma de onda da tensão de saída V_o , $C = 10 \mu F$.

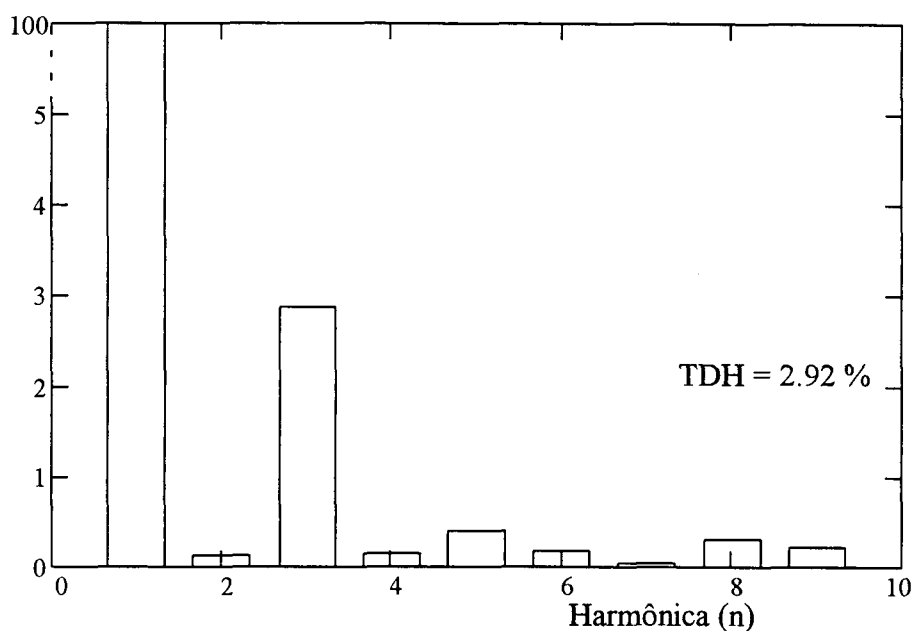


Fig. 4.22 Análise harmônica da tensão de saída, $C = 10 \mu F$.

4.4.8 Simulação com o controle feedforward, carga indutiva.

Esta simulação foi feita para observar o efeito de uma carga indutiva sobre o inversor boost, empregando um controle feedforward. Em simulações anteriores utilizou-se uma carga resistiva. Nesta simulação a carga é indutiva com $\cos\phi = 0.8$, $R_L = 32 \Omega$, $L_L = 64.2 \text{ mH}$, e adotou-se $C = 10 \mu\text{F}$ para o capacitor boost.

Na Fig. 4.23 pode-se observar a forma de onda da tensão de saída e na Fig. 4.24 a sua análise harmônica. Nota-se uma pequena diminuição na taxa de distorção harmônica de 2.92 % a 2.70 % em relação ao resultado obtido da simulação para carga resistiva. Contudo, nesta condição a potência ativa fornecida à carga é menor assim como os esforços de corrente.

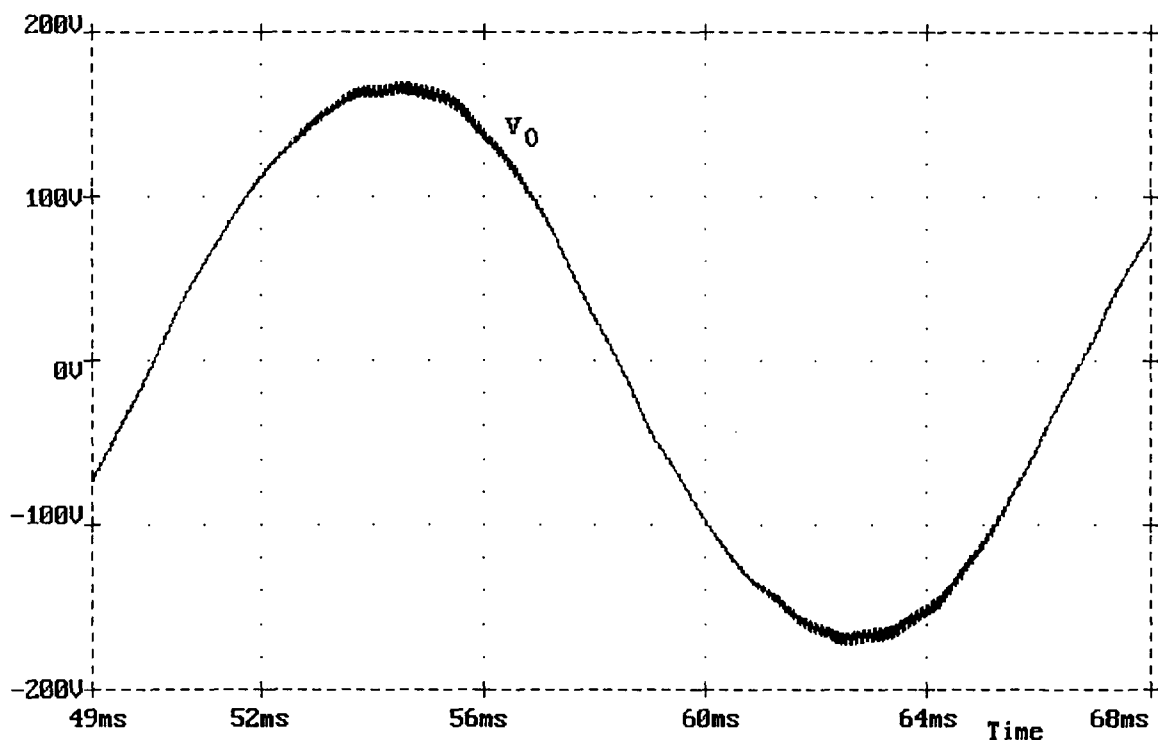


Fig. 4.23 Forma de onda da tensão de saída V_0 , carga indutiva.

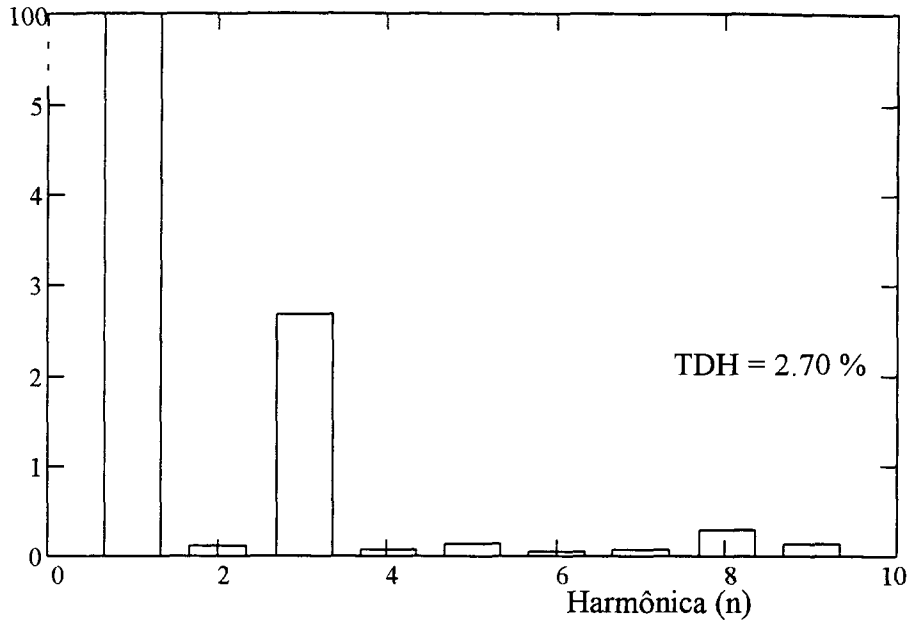


Fig. 4.24 Análise harmônica da tensão de saída, carga indutiva.

Estas simulações demonstram os seguintes fatos sobre o controle feedforward usado no inversor boost: o controle consegue eliminar a dependência da tensão de saída em relação a variações na tensão de entrada e diminui em aproximadamente 50 % a distorção harmônica total, quando comparada com uma modulação PWM convencional. Por tanto, esta estratégia de controle é interessante e viável para sua implementação prática em um inversor boost.

4.5 Conclusões

Neste capítulo foi apresentada uma nova estratégia de controle direto ou controle feedforward para o inversor boost.

O conversor opera a frequência constante. Os interruptores operam com uma razão cíclica entre 25% e 75%.

O conversor gera uma tensão CA na saída maior que a tensão CC de entrada com um baixo conteúdo harmônico.

Uma característica importante do controle feedforward é a compensação de variações na tensão de entrada, mantendo a tensão de saída constante, o conversor operando em malha aberta. A malha fechada só é necessária para se obter uma boa resposta dinâmica para variações na carga.

Esta estratégia de controle permite um aumento do capacitor do inversor, diminuindo a ondulação na tensão de saída sem um aumento considerável na distorção harmônica total.

O comportamento do conversor, empregando uma estratégia de controle direto ou feedforward, foi verificado por simulação com um projeto para 500 W.

Capítulo 5

O Inversor Boost Controlado por Modos Deslizantes.

Este capítulo propõe um controle por modos deslizantes para o inversor boost com a finalidade de obter tensão de saída senoidal para cargas lineares, com a menor distorção possível. O principal atrativo desta técnica de controle é que permite uma dinâmica do sistema excelente e obtém a robustez inerente do controle por histerese.

São apresentados uma descrição e modelagem do conversor, o princípio de controle, um procedimento de projeto, os resultados obtidos por simulação e medições obtidas em um protótipo.

5.1 Introdução.

As características estáticas e dinâmicas do inversor boost foram expostas no capítulo três, onde estão disponíveis ferramentas para a análise, modelagem e projeto [2], [3]. Portanto, a fim de otimizar a resposta dinâmica do inversor boost, enquanto assegurada uma correta operação em qualquer condição de trabalho, o controle por modos deslizantes é proposto como uma das alternativas mais viáveis [12].

A técnica de controle por modos deslizantes tem sido apresentada como uma poderosa técnica de controle para os conversores de potência [13] - [18]. A principal vantagem sobre os esquemas clássicos de controle é que o controle por modos deslizantes é capaz de tornar um sistema robusto e estável, mesmo que haja variação nos parâmetros do sistema e

perturbações externas. Além disso, esta técnica proporciona uma forma simples de projetar a lei de controle para uma planta linear ou não-linear [19], [20].

Neste capítulo é proposto um controlador por modos deslizantes para o inversor boost. Detalhes sobre análise, projeto, simulação e experimentação são apresentadas em seções subsequentes.

5.2 Descrição da configuração.

A Fig. 5.1 mostra a configuração básica do inversor boost controlado por modos deslizantes. O estágio de potência é configurado utilizando o conversor boost CC - CC bidirecional em corrente. Este inclui: fonte CC de tensão V_{in} , indutores de entrada L_1 e L_2 , interruptores de potência $S_1 - S_4$, capacitores de transferência C_1 e C_2 , diodos de roda-livre $D_1 - D_4$ e carga resistiva.

A finalidade dos controladores A e B é fazer com que as tensões de saída V_1 e V_2 sigam uma referência senoidal o mais fielmente possível, enquanto o valor absoluto da corrente dos indutores $|i_L|$ é mantido menor que um valor máximo predeterminado, i_{Lmax} .

5.3 Modelagem do conversor

A operação do inversor boost é melhor entendida através do seu circuito equivalente, mostrado na Fig. 5.2. Onde apresenta-se apenas um conversor boost CC - CC. Para o outro conversor boost que faz parte do inversor, assume-se que se comporta como uma fonte de tensão senoidal com uma componente contínua.

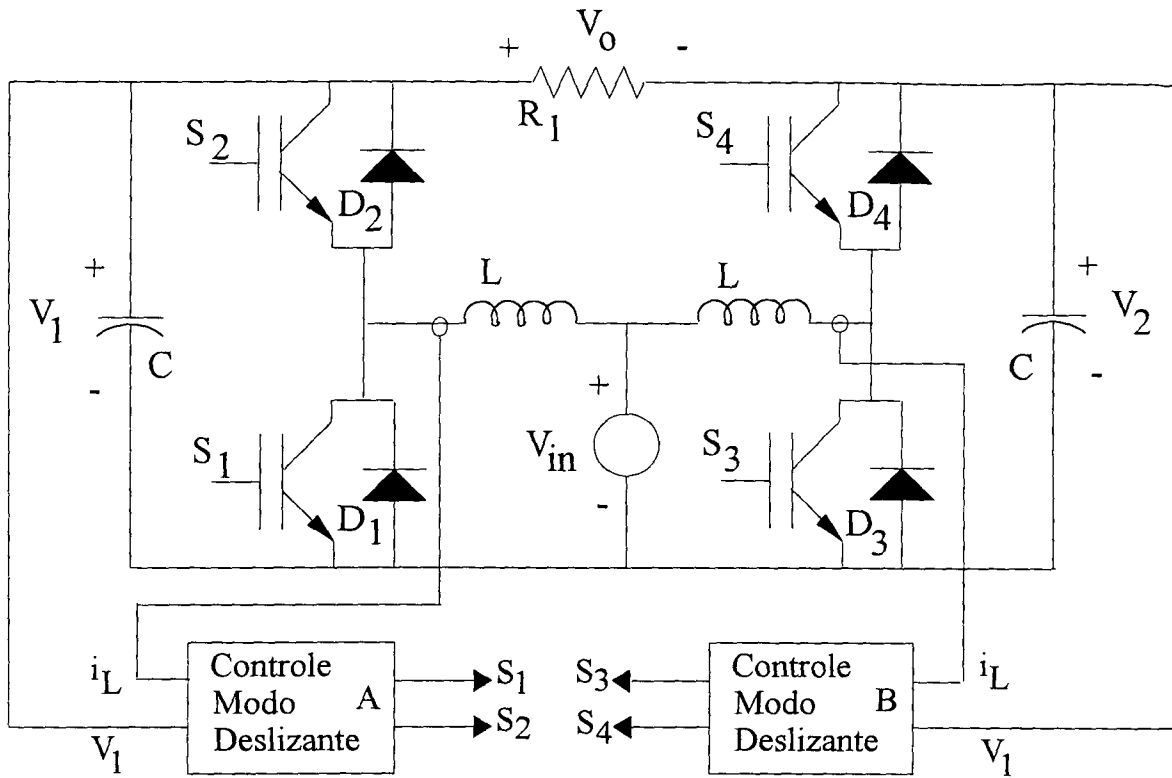


Fig. 5.1 O inversor boost controlado por modos deslizantes.

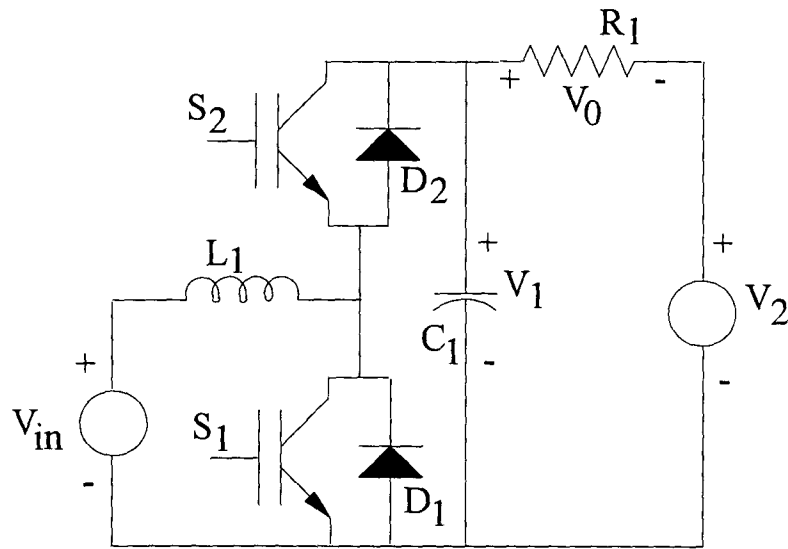


Fig. 5.2 Circuito equivalente para o inversor boost.

Na descrição de operação do conversor, admite-se que todos os componentes sejam ideais, e o conversor opera em um modo de condução contínua.

A Fig. 5.3 mostra os dois modos topológicos, para um período de operação. Nesta figura R_a representa a resistência de condução do interruptor somada à resistência que apresenta o indutor. É considerado como S_1 a combinação dos interruptor S_1 e D_1 , e S_2 a combinação de S_2 e D_2 .

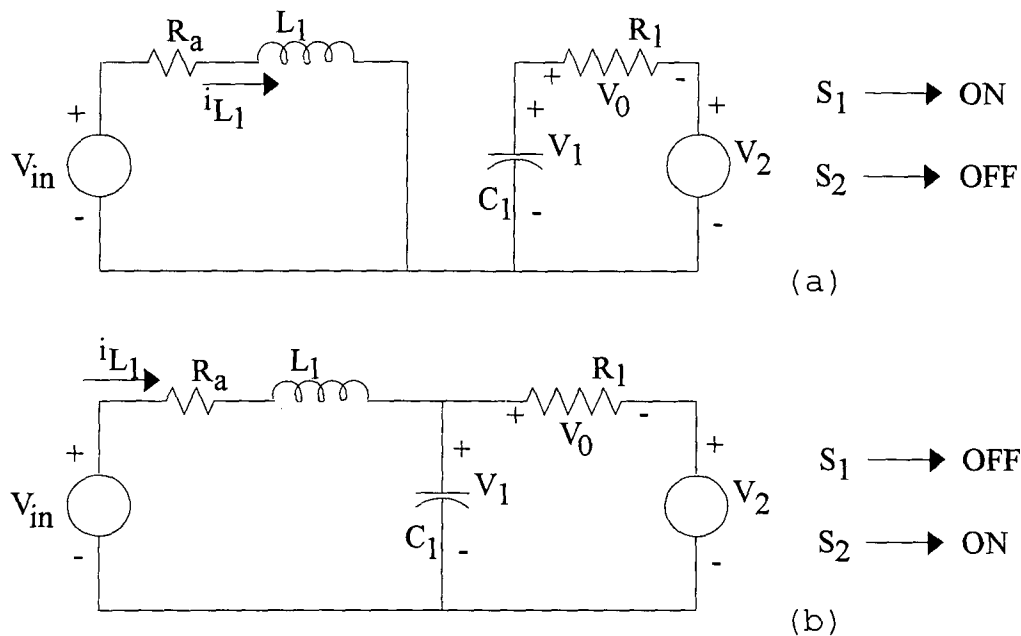


Fig. 5.3 Modos de operação do conversor.

Quando o interruptor S_1 está fechado e S_2 está aberto (Fig. 5.3.a) a corrente i_{L1} sobe linearmente, o diodo D_2 está reversamente polarizado e o capacitor C_1 transfere energia para o estágio de saída, diminuindo a tensão V_1 .

Uma vez que o interruptor S_1 é aberto e S_2 é fechado (Fig. 5.3.b) a corrente i_{L1} circula pelo capacitor C_1 e o estágio de saída. A corrente i_{L1} decresce enquanto o capacitor C_1 é recarregado.

As equações básicas do conversor são as seguintes:

Interruptor S_1 ON, S_2 OFF.

$$L_1 \frac{di_{L1}}{dt} = V_{in} - R_a i_{L1} \quad (5.1)$$

$$C_1 \frac{dV_1}{dt} = \frac{V_2}{R_L} - \frac{V_1}{R_L} \quad (5.2)$$

Interruptor S_1 OFF, S_2 ON.

$$L_1 \frac{di_{L1}}{dt} = V_{in} - R_a i_{L1} - V_1 \quad (5.3)$$

$$C_1 \frac{dV_1}{dt} = i_{L1} + \frac{V_2}{R_L} - \frac{V_1}{R_L} \quad (5.4)$$

As equações do conversor podem ser expressas da seguinte forma:

$$\dot{\mathbf{v}} = \mathbf{A} \mathbf{v} + \mathbf{B} \gamma + \mathbf{C} \quad (5.5)$$

Onde γ representa o estado dos interruptores, \mathbf{v} e $\dot{\mathbf{v}}$ são os vetores das variáveis de estado (i_{L1} , V_1) e suas derivadas no tempo, respectivamente. Matrizes \mathbf{A} , \mathbf{B} , \mathbf{C} podem ser obtidas dos modos de operação do conversor.

$$\gamma = \begin{cases} 1 & \rightarrow S_1 \text{ ON, } S_2 \text{ OFF} \\ 0 & \rightarrow S_1 \text{ OFF, } S_2 \text{ ON} \end{cases} \quad (5.6)$$

A modelagem no espaço dos estados, com variáveis de estado i_{L1} e V_1 , do circuito equivalente para o inversor boost, é definida pela expressão (5.7).

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{L1}}{dt} \\ \frac{dV_1}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-R_a}{L_1} & \frac{-1}{L_1} \\ \frac{1}{C_1} & \frac{-1}{C_1 R_L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L1} \\ V_1 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{V_1}{L_1} \\ \frac{-i_{L1}}{C_1} \end{bmatrix} \gamma + \begin{bmatrix} \frac{V_{in}}{L_1} \\ \frac{V_2}{C_1 R_L} \end{bmatrix} \quad (5.7)$$

5.4 Princípio do controle

O controle por modos deslizantes estende as propriedades do controle por histerese para um ambiente multi - variável, e é possível forçar os estados do sistema a seguir uma trajetória, a qual está situada sobre uma superfície conveniente no espaço dos estados (superfície de deslizamento). Com este propósito, cada uma das zonas do espaço dos estados, separada pela

superfície de deslizamento, é associada a um estado dos interruptores.

A superfície de deslizamento deve ser selecionada para que as trajetórias do sistema próximas à superfície, em ambas as zonas, estejam dirigidas em direção à mesma superfície. Isto obtém-se através de um controle apropriado dos interruptores do conversor, sem levar em conta os parâmetros do circuito. Isto representa a condição de existência do modo deslizante.

Se a condição de existência é satisfeita, os estados do sistema mover-se-ão de um valor inicial em direção à superfície de deslizamento e depois manter-se-ão próxima a esta pela ação dos interruptores.

Quando uma boa resposta transitória para a tensão de saída se faz necessária, uma superfície deslizante $S(i_{L1}, V_1)$ dada pela expressão (5.8) pode ser escolhida [17].

$$S(i_{L1}, V_1) = K_1 \varepsilon_1 + K_2 \varepsilon_2 = 0 \quad (5.8)$$

A equação da superfície deslizante $S(i_{L1}, V_1)$, no espaço vetorial, é expressa por uma combinação linear de erros de variáveis de estado ε_i , onde ε_1 é o erro de corrente realimentado e ε_2 é o erro de tensão realimentado, ou seja:

$$\varepsilon_1 = i_{L1} - i_{ref} \quad (5.9)$$

$$\varepsilon_2 = V_1 - V_{ref} \quad (5.10)$$

substituindo (5.9) e (5.10) em (5.8), obtém-se:

$$S(i_{L1}, V_1) = K_1(i_{L1} - i_{ref}) + K_2(V_1 - V_{ref}) \quad (5.11)$$

O sinal $S(i_{L1}, V_1)$, obtido por da equação (5.11), e implementado através de um circuito simples (comparador por histerese), pode gerar pulsos para comandar os semicondutores de potência.

O esquema do inversor boost com o controlador por modo deslizante é mostrado na Fig. 5.4. O estado dos interruptores γ é controlado pelo bloco de histerese H_1 de forma a manter a variável $S(i_{L1}, V_1)$ próxima a zero.

A resposta do sistema depende dos parâmetros do circuito e dos coeficientes (K_1 e K_2). Uma seleção apropriada destes coeficientes permite obter, para qualquer condição de operação, robustez, estabilidade e rápida resposta.

Na prática, o sinal de referência $i_{l_{ref}}$ não é obrigatório de fato, uma vez que os valores em regime permanente da variável i_{L1} automaticamente se adaptam à operação real do conversor. Assim, apenas a componente de alta frequência desta variável é necessária para o controle, e o erro do sinal ($i_{L1} - i_{l_{ref}}$), pode ser obtido da variável realimentada i_{L1} , por meio de um filtro passa-alta.

O estado dos interruptores γ deveria ser determinado apenas pelo bloco de histerese H_1 . Na prática, para limitar a corrente na entrada, um bloco H_2 pode ser adicionado, o qual operaria sobre os interruptores do conversor, com uma prioridade maior que H_1 , quando a corrente pelo indutor i_{L1} atingiria o valor i_{Lmax} .

5.5 Seleção dos parâmetros do controle.

Uma vez determinados os parâmetros do inversor boost, os indutores L_1 e L_2 são projetados para a ondulação de corrente de entrada especificada; os capacitores C_1 e C_2 são projetados para limitar a ondulação da tensão de saída, no caso de variações bruscas de carga; a máxima frequência de comutação (f_{smax}) é escolhida de acordo com as especificações do

conversor e o tipo de interruptor (MOSFET, IGBT, etc). Desta forma, o comportamento do sistema é completamente determinado pelos coeficientes (K_1, K_2), que devem ser selecionados para satisfazer a condição de existência, para assegurar a estabilidade e rapidez na resposta, frente a variações significativas da carga ou da tensão da fonte de alimentação.

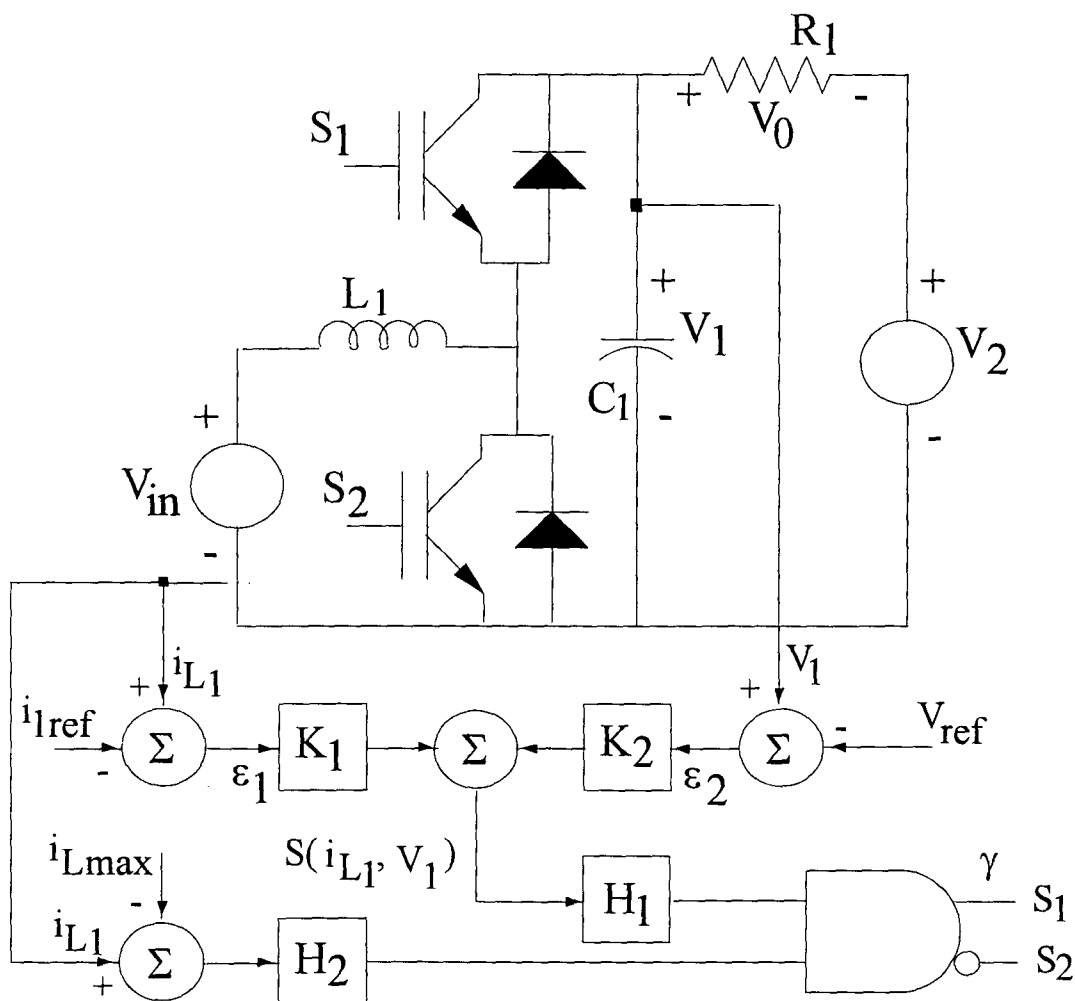


Fig. 5.4 Esquema do controlador por modos deslizantes.

De acordo com a teoria de sistemas de estrutura variável, as equações do conversor devem ser escritas da seguinte forma:

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{Ax} + \mathbf{By} + \mathbf{D} \quad (5.12)$$

onde x representa o vetor dos erros das variáveis de estado, dado por:

$$\mathbf{x} = \mathbf{v} - \mathbf{V}^* \quad (5.13)$$

e $\mathbf{V}^* = [i_{l_{ref}}, V_{ref}]^T$ é o vetor das referências (índice T significa transposição).

Substituindo (5.13) em (5.5) obtém-se:

$$\mathbf{D} = \mathbf{A}\mathbf{V}^* + \mathbf{C} \quad (5.14)$$

$$\mathbf{D} = \begin{bmatrix} \frac{-R_a}{L_1} & \frac{-1}{L_1} \\ \frac{1}{C_1} & \frac{-1}{C_1 R_L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{l_{ref}} \\ V_{ref} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{V_{in}}{L_1} \\ \frac{V_2}{C_1 R_L} \end{bmatrix} \Rightarrow \mathbf{D} = \begin{bmatrix} -\frac{V_{ref}}{L_1} + \frac{V_{in}}{L_1} - \frac{R_a i_{l_{ref}}}{L_1} \\ -\frac{V_{ref}}{C_1 R_L} + \frac{V_2}{C_1 R_L} + \frac{i_{l_{ref}}}{C_1} \end{bmatrix} \quad (5.15)$$

Substituindo (5.13) em (5.11), a função da superfície deslizante pode ser escrita na forma:

$$\mathbf{S}(\mathbf{x}) = \mathbf{K}_1 \mathbf{x}_1 + \mathbf{K}_2 \mathbf{x}_2 = \mathbf{K}^T \mathbf{x} \quad (5.16)$$

A condição de existência do modo deslizante exige que todas as trajetórias de estado, próximas à superfície, sejam direcionadas para a superfície de deslizamento. O controlador pode obrigar o estado do sistema a permanecer perto da superfície de deslizamento, através da operação correta dos interruptores do conversor.

Para fazer o estado do sistema mover-se em direção à superfície de deslizamento, é necessário e suficiente que a expressão (5.17) seja válida [21].

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{S}}(\mathbf{x}) < 0 & \text{para } \mathbf{S}(\mathbf{x}) > 0 \\ \dot{\mathbf{S}}(\mathbf{x}) > 0 & \text{para } \mathbf{S}(\mathbf{x}) < 0 \end{cases} \quad (5.17)$$

O controle por modos deslizantes é obtido por meio da seguinte estratégia de controle realimentado, que relaciona o estado dos interruptores com os valores de $\mathbf{S}(\mathbf{x})$:

$$\gamma = \begin{cases} 0 & \text{para } S(\mathbf{x}) > 0 \\ 1 & \text{para } S(\mathbf{x}) < 0 \end{cases} \quad (5.18)$$

A condição de existência (5.17) pode ser expressa na forma:

$$\dot{S}(\mathbf{x}) = \mathbf{K}^T [\mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{B}\gamma + \mathbf{D}] \quad (5.19)$$

Substituindo (5.19) e (5.18) em (5.17) obtém-se:

$$\dot{S} = \mathbf{K}^T [\mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{D}] = \mathbf{K}^T \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{K}^T \mathbf{D} < 0 \quad 0 < S(\mathbf{x}) < \delta \quad (5.20)$$

$$\dot{S} = \mathbf{K}^T [\mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{B} + \mathbf{D}] = \mathbf{K}^T \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{K}^T \mathbf{B} + \mathbf{K}^T \mathbf{D} > 0 \quad -\delta < S(\mathbf{x}) < 0 \quad (5.21)$$

Onde δ é um valor positivo e arbitrariamente pequeno.

O conversor boost, é um sistema de segunda ordem e a seleção dos coeficientes K_i da superfície de deslizamento é simples. Assumindo que o erro das variáveis x_i é muito menor que as referências V^* , as expressões (5.20) e (5.21) podem ser rescritas na seguinte forma:

$$\mathbf{K}^T \mathbf{D} < 0 \quad 0 < S(\mathbf{x}) < \delta \quad (5.22)$$

$$\mathbf{K}^T \mathbf{B} + \mathbf{K}^T \mathbf{D} < 0 \quad -\delta < S(\mathbf{x}) < 0 \quad (5.23)$$

Substituindo as matrizes B e D em (5.22) e (5.23) obtém-se:

$$\frac{K_1}{L_1} [V_{in} - V_{ref} - R_a i_{ref}] + \frac{K_2}{C_1 R_L} [V_2 - V_{ref} + R_L i_{ref}] < 0 \quad (5.24)$$

$$\frac{K_1}{L_1} [V_{in} - R_a i_{ref}] + \frac{K_2}{C_1 R_L} [V_2 - V_{ref}] > 0 \quad (5.25)$$

A condição de existência será satisfeita se as inequações (5.24) e (5.25) foram verdadeiras.

Finalmente é necessário garantir que a partir de qualquer estado inicial sempre seja alcançada à superfície de deslizamento. No caso do sistema representado por (5.12) isto é satisfeito apenas adotando-se coeficientes K_i positivos [17], [21].

No modo deslizante ideal, com frequência de comutação infinita, as trajetórias de estado são direcionadas para a

superfície de deslizamento e deslocam-se exatamente ao longo da superfície. Sistemas físicos não podem comutar com frequência infinita, portanto um circuito de controle típico apresenta um comparador de histerese de largura 2δ , e a comutação ocorre em $|S(x)| > \delta$ com uma frequência dependente da inclinação de i_{L1} . Esta histerese causa uma oscilação na trajetória do plano de fase de amplitude 2δ , em volta da superfície $S(x) = 0$.

A histerese constante implica em frequência variável, em uma ação não periódica. Portanto, o controle por modo deslizante não é bem adequado para os sistemas que requerem operação com frequência de comutação constante.

5.6 Metodologia e exemplo de projeto.

As seguintes considerações são realizadas no projeto do conversor:

- Os semicondutores são considerados ideais.
- Fonte de potência CC sem ondulação.

A. Frequência de comutação.

O controlador atua de forma a manter a variável $S(x)$ próxima de zero, atuando sobre o estado dos interruptores γ . Isto é controlado por um comparador com histerese de largura δ . Portanto, a variável $S(x)$ não atingirá a superfície de deslizamento, $S(x) = 0$, mas oscilará em torno de sua vizinhança com uma largura 2δ , como mostra a Fig. 5.5.

A equação da frequência de comutação foi obtida a partir da Fig. 5.5, considerando que a trajetória no espaço dos estados seja constante nas proximidades de superfície $S(x) = 0$.

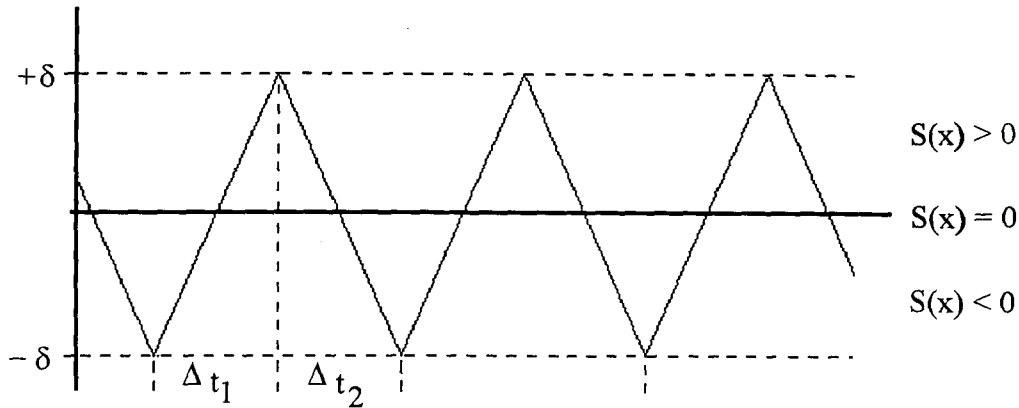


Fig. 5.5 Forma de onda da função $S(x)$.

$$f_s = \frac{1}{\Delta t_1 + \Delta t_2} \quad (5.26)$$

De acordo com as expressões (5.6) e (5.18), Δt_1 é o tempo de condução do interruptor S_1 e Δt_2 é o tempo de condução do interruptor S_2 .

$$\Delta t_1 = \frac{2\delta}{\frac{K_1}{L_1} [V_{in} - R_a i_{ref}] + \frac{K_2}{C_1 R_L} [V_2 - V_{ref}]} \quad (5.27)$$

$$\Delta t_2 = \frac{-2\delta}{\frac{K_1}{L_1} [V_{in} - R_a i_{ref} - V_{ref}] + \frac{K_2}{C_1 R_L} [V_2 + R_L i_{ref} - V_{ref}]} \quad (5.28)$$

A frequência máxima de comutação é obtida quando a carga é mínima a partir da expressão:

$$f_{s(max)} = \frac{K_1 V_{in}}{2\delta L_1} \left(1 - \frac{V_{in}}{V_{ref(max)}} \right) \quad (5.29)$$

B. Razão cíclica

Define-se como razão cíclica $d(t)$ a relação entre o tempo de condução do interruptor S_1 e o tempo total do período de comutação. Assim:

$$d(t) = \frac{\Delta t_1}{\Delta t_1 + \Delta t_2} \quad (5.30)$$

A relação de tensões entre saída e entrada deve cumprir-se para todo ponto de operação.

$$\frac{V_1(t)}{V_{in}} = \frac{1}{1-d(t)} \quad (5.31)$$

Rescrevendo a expressão (5.31) resulta:

$$d(t) = 1 - \frac{V_{in}}{V_1(t)} \quad (5.32)$$

C. Corrente no indutor

A corrente no indutor é composta de duas componentes, uma alternada na frequência do sinal de saída $V_1(t)$, com um sinal de alta frequência de baixa amplitude superposto.

A componente de baixa frequência obtém-se aproximadamente empregando a seguinte expressão:

$$i_L(t) = \frac{V_{in} - \sqrt{V_{in}^2 - 4R_a(-V_1(t))\left(\frac{V_2(t) - V_1(t)}{R_L}\right)}}{2R_a} \quad (5.33)$$

A ondulação na corrente no indutor obtém-se com a seguinte expressão:

$$\Delta i_L(t) = \frac{(V_{in} - R_a i_L(t)) \Delta t_1}{L_1} \quad (5.34)$$

D. Tensão no capacitor

O controlador atua sobre os interruptores impondo que a tensão $V_1(t)$ siga uma referência senoidal de baixa frequência. Sobreposta a este sinal existe uma componente de alta frequência (comutação).

A ondulação na tensão no capacitor é obtida utilizando a seguinte expressão:

$$\Delta v_c(t) = \left| \frac{V_2(t) - V_1(t)}{C_1 R_L} \right| \Delta t_1 \quad (5.35)$$

Deve-se selecionar os parâmetros visando obter valores desejados para a ondulação na corrente do indutor, a ondulação na tensão no capacitor, a frequência máxima de comutação, estabilidade e rapidez de resposta do sistema.

5.6.1 Exemplo de projeto.

O objetivo desta seção é apresentar um procedimento simplificado para o projeto do conversor em estudo, usando as expressões encontradas no item anterior.

A. Especificações

Para projetar o conversor é necessário conhecer os seguintes dados:

Potência de saída	$P_O = 500 \text{ W}$
Tensão de entrada	$V_{in} = 100 \text{ V}$
Tensão na carga	$V_0 = 127 \text{ V}_{rms}$.
Frequência de V_0	$f = 60 \text{ Hz}$
Frequência máxima de comutação	$f_{smax} = 30 \text{ kHz}$.

B. Determinação da tensão de saída $V_1(t)$ e $V_2(t)$.

Para o inversor boost a tensão na carga é determinada por:

$$V_0(t) = 180 \text{sen}(377t) = V_1(t) - V_2(t)$$

As tensões $V_1(t)$ e $V_2(t)$ apresentam uma defasagem de 180 graus, o que significa que a amplitude de $V_1(t)$ e $V_2(t)$ é igual à metade da tensão na carga.

$$V_1(t) = V_{cc} + 90 \text{sen}(377t)$$

$$V_2(t) = V_{cc} - 90 \text{sen}(377t)$$

No conversor boost CC - CC a mínima tensão de saída é aproximadamente igual a V_{in} . Então a tensão V_{CC} mínima é:

$$V_{cc(\min)} = V_{in} + 90V = 190V$$

Da expressão (5.29) e com este valor de componente contínua a razão cíclica tem uma variação entre (0 e 0.64). Ocorre, porém que baixos valores da razão cíclica implicam em intervalos de condução estreitos no interruptor, o que poderia trazer problemas para o circuito de comando. Do ponto de vista prático adotou-se um valor de V_{cc} que produz uma variação simétrica na razão cíclica, próxima de $d = 0.5$, no caso, $V_{cc} = 235$, a qual produz uma variação na razão cíclica entre (0.3 e 0.7). As tensões $V_1(t)$ e $V_2(t)$ finalmente são dadas por:

$$V_1(t) = 235 + 90 \text{sen}(377t)$$

$$V_2(t) = 235 - 90 \text{sen}(377t)$$

C. Determinação da relação K_1/L_1

Substituindo na expressão (5.29) o valor da tensão de entrada V_{in} , da frequência de comutação máxima f_{smax} , conhecendo que $V_{ref}(t)$ é igual à tensão desejada $V_1(t)$, e assumindo um valor de $\delta = 0.3$, obtém-se:

$$\frac{K_1}{L_1} = \frac{2\delta f_{max} V_{ref(max)}}{V_{in}(V_{ref(max)} - V_{in})} = \frac{2(0.3)(30\text{KHz})(325V)}{100V(325 - 100)V}$$

$$\frac{K_1}{L_1} = 260$$

D. Determinação da relação K_2/C_1

Das expressões (5.24) e (5.25) que garantem a existência da superfície deslizante, e conhecendo i_{lref} que é a corrente desejada no indutor L_1 , obtida da expressão (5.33), o único

parâmetro desconhecido é a relação entre K_2 e C_1 . Nestas expressões a maioria dos parâmetros são variáveis no tempo. Portanto, para se obter o intervalo de variação de K_2/C_1 é necessário avaliar o caso crítico, isto é,

$$0 < \frac{K_2}{C_1} < 4200$$

Este último resultado mostra que na escolha da relação K_2/C_1 existe um grau de liberdade, já que a condição de existência da superfície deslizante é dada por inequações. É recomendável escolher um valor de K_2/C_1 que resulte em uma resposta estável para todas as variáveis de estados.

Neste trabalho a escolha de K_2/C_1 foi realizada através de um procedimento iterativo e com verificação por simulação, Obtendo-se:

$$\frac{K_2}{C_1} = 1000$$

E. Determinação do indutor L_1 .

Da expressão (5.34), e assumindo uma variação máxima de corrente pelo indutor ΔI_{Lmax} em torno de 20% da corrente máxima no indutor I_{Lmax} , obtém-se:

$$L_1 \geq \frac{(V_{in} - R_a i_L(t)) \Delta t_1}{\Delta i_{Lmax}}$$

Avaliando esta última expressão para o caso da corrente no indutor ser máxima e calculando Δt_1 nesse ponto de operação, tem-se:

$$L_1 \geq 753 \mu H; \text{ assume-se: } L_1 = 800 \mu H$$

F. Determinação do capacitor C_1 .

Da expressão (5.35) e assumindo que uma variação máxima de tensão no capacitor Δv_{Cmax} de aproximadamente 5% da tensão senoidal máxima no capacitor, obtém-se:

$$C_1 \geq \left| \frac{V_2(t) - V_1(t)}{R_L \Delta v_{Cmax}} \right| \Delta t_1$$

Novamente esta expressão deve ser avaliada no caso crítico, isto é, no seu ponto de máximo. O valor do capacitor deve ser maior que o valor máximo calculado. Portanto:

$$C_1 \geq 37.5 \mu F; \text{ assume-se: } C_1 = 40 \mu F$$

G. Determinação dos coeficientes K_1 e K_2 .

Calculado o valor da relação K_1/L_1 e L_1 , obtém-se:

$$K_1 = 800 \cdot 10^{-6} (260) \Rightarrow K_1 = 0.208$$

Obtido o valor da relação K_2/C_1 e C_1 , tem-se:

$$K_2 = 40 \cdot 10^{-6} (1000) \Rightarrow K_2 = 0.040$$

5.6.2 Comportamento do conversor.

Com os dados obtidos no item anterior é possível mostrar na forma gráfica o comportamento do conversor num período da tensão de saída. Apresenta-se o comportamento da frequência para variações na carga, a razão cíclica, a ondulação da corrente no indutor e por último a ondulação da tensão no capacitor.

A Fig. 5.6 mostra a variação da frequência de comutação para um período da tensão de saída, para dois casos extremos: o inversor operando em vazio e a plena carga. Na condição em vazio verifica-se que a frequência apresenta uma variação significativa de 30 kHz a 13.5 kHz.

Na Fig. 5.7 é mostrada a variação da razão cíclica para um período de funcionamento. Note-se que a razão cíclica varia entre 0.3 e 0.7, facilitando a operação do circuito de comando.

A Fig. 5.8 mostra a mudança na ondulação da corrente no indutor, com o inversor a vazio e a carga nominal. Para o caso

do inversor operando em vazio a ondulação da corrente permanece constante e com um valor aproximado de $\Delta I_L = 2.9$ A. O inversor trabalhando com carga nominal produz uma variação na ondulação da corrente entre 2.3 A e 3.8 A.

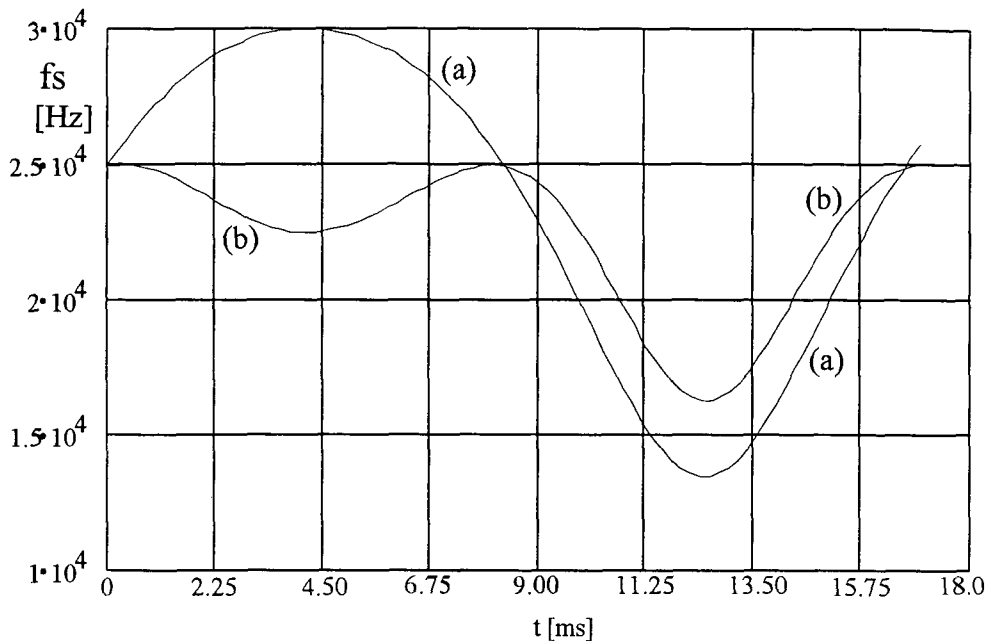


Fig. 5.6 Variação da frequência de comutação para um período da tensão de saída. (a) inversor a vazio (b) carga nominal.

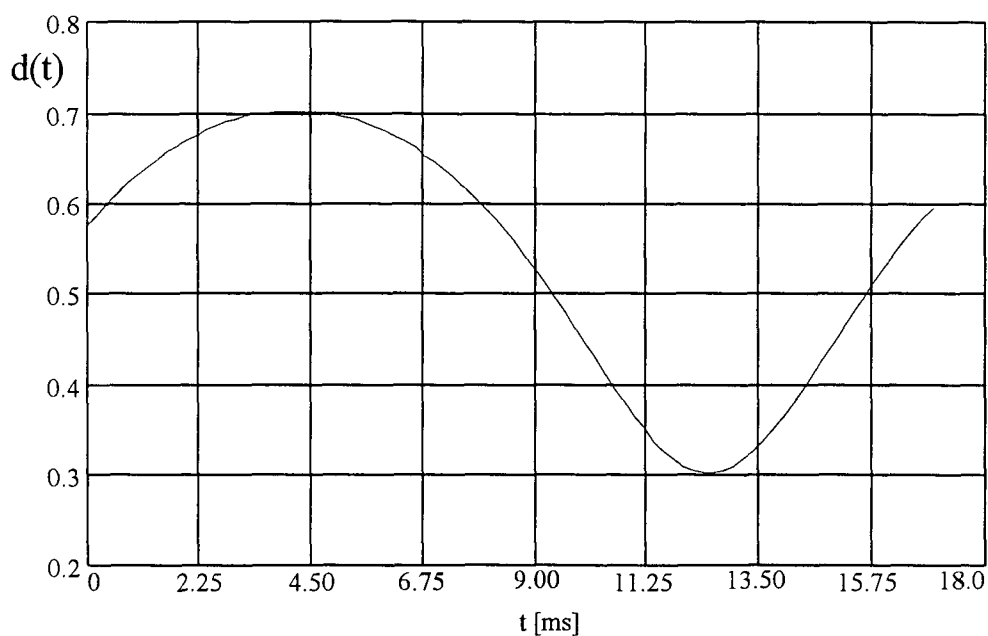


Fig. 5.7 Variação da razão cíclica para um período de funcionamento.

Na Fig. 5.9 é mostrada a variação da ondulação na tensão do capacitor. Pode-se observar que o caso crítico ocorre quando a tensão de saída é máxima. Nas condições de projeto a ondulação máxima é menor de 5 V.

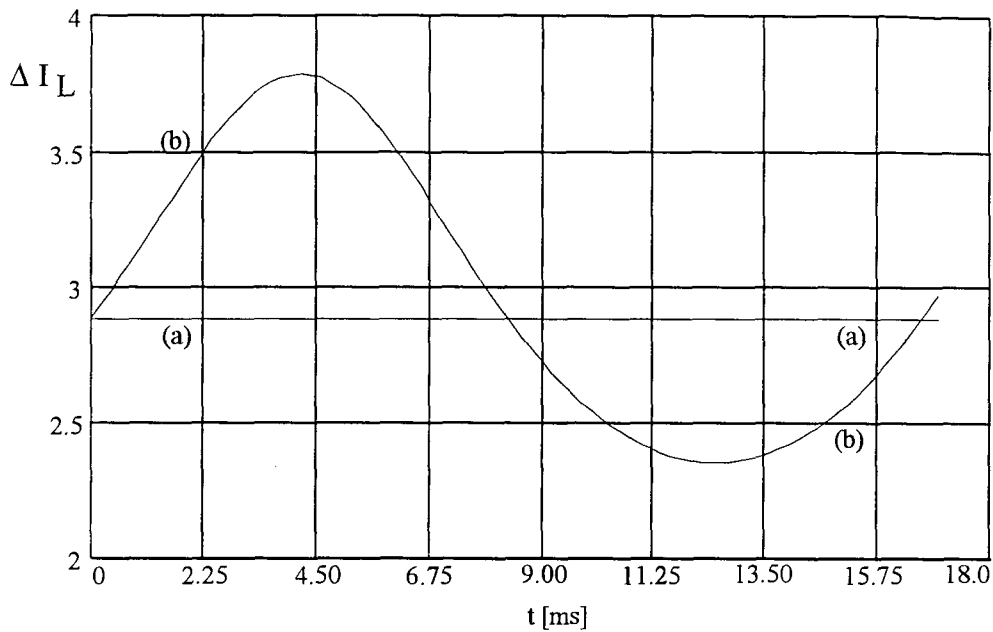


Fig. 5.8 Ondulação da corrente no indutor para um período da tensão de saída. (a) inversor a vazio (b) carga nominal.

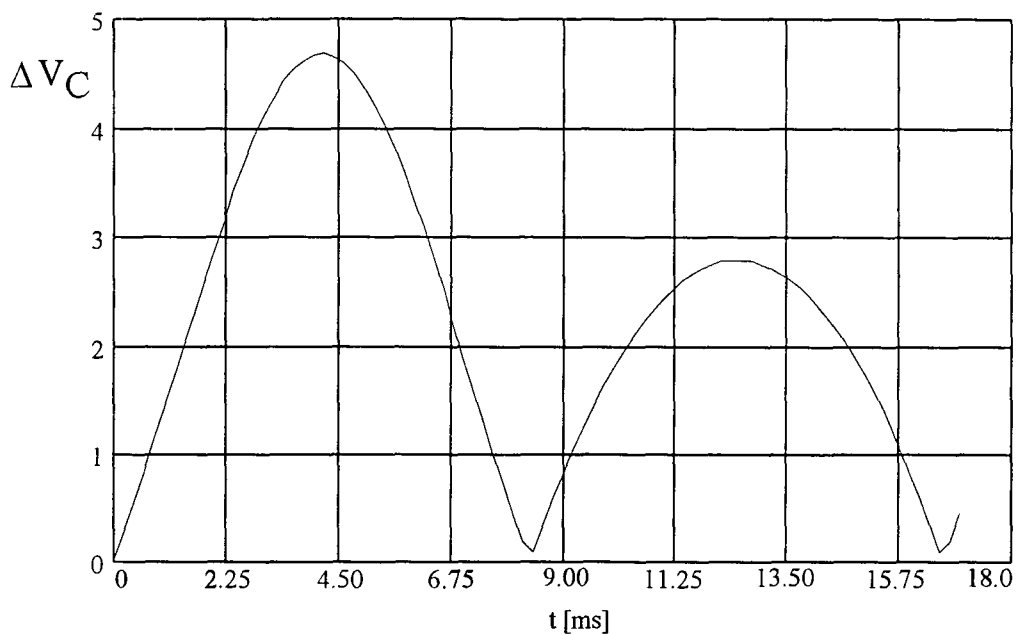


Fig. 5.9 Ondulação da tensão no capacitor para um período da tensão de saída, com o inversor a carga nominal.

5.7 Circuito de comando e controle.

Uma das características do controle por modos deslizantes é a simplicidade da implementação, quando comparada com outras técnicas de controle multivariáveis. O conjunto é formado por um circuito sensor das variáveis de estado, o controle por modos deslizantes e o circuito de comando.

5.7.1 Circuito sensor das variáveis de estado.

Para o controle por modos deslizantes é necessário monitorar todas as variáveis de estado do conversor. No caso em estudo é preciso medir a corrente no indutor L_1 e a tensão no capacitor C_1 , como mostrado na Fig. 5.10. O circuito sensor da corrente I_{L1} faz uso do módulo La 25-NP, o qual é um transdutor de corrente isolado. O transdutor de corrente tem um ganho de $1/1000$. O valor da resistência R_m é escolhido de acordo com os dados do fabricante, $100\Omega < R_m < 190\Omega$. Adotou-se um ganho da etapa de amplificação igual a K_1 .

A Fig. 5.10 também mostra o circuito empregado para monitorar a tensão do capacitor C_1 , o qual é constituído de um simples divisor de tensão de ganho igual a K_2 , e um amplificador de ganho unitário, com a finalidade de permitir um casamento adequado das impedâncias.

5.7.2 Circuito de controle por modos deslizantes.

A Fig. 5.11 mostra o circuito de controle por modos deslizantes. É composto de dois circuitos integrados, o TL-074 que é constituído de quatro amplificadores, e o LM-311 que é um circuito comparador. Um dos amplificadores do TL-074 é

utilizado como filtro passa-alta, para obter as variações na corrente do indutor à frequência de comutação. Um outro amplificador é empregado para realizar a soma da tensão no capacitor com um sinal de referência. Os sinais de saída destas etapas anteriores são somadas com um terceiro amplificador. A saída, que é a função superfície de deslizamento $S(x)$, alimenta um circuito de comparação com histerese, que detecta quando $S(x)$ é maior que $+\delta$ ou menor que $-\delta$, e transmite as respectivas mudanças para o circuito de comando.

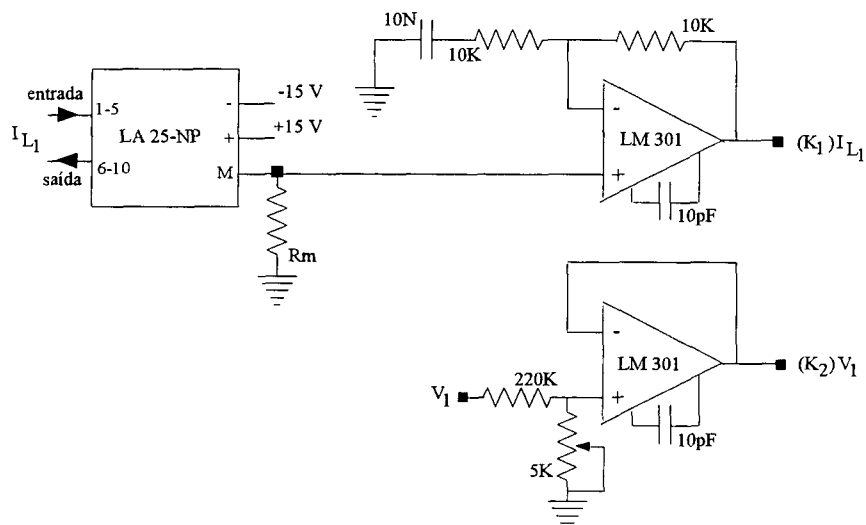


Fig. 5.10 Circuito sensor das variáveis de estado.

5.7.3 Circuito de comando.

O circuito de comando é similar ao utilizado no inversor boost com modulação por largura de pulsos item 3.5.6. Basicamente a sua função é receber o sinal do comando do circuito comparador LM-311 e transporta-lo aos acionadores dos interruptores via foto-acopladores (HPCL-2601). O circuito de comando gera um tempo morto que funciona como proteção contra uma possível ocorrência de curto-circuito de braço. Este tempo

morto é gerado por meio da rede $R_t - C_t$ e o circuito integrado LM-555, colocado na saída de foto-acoplador.

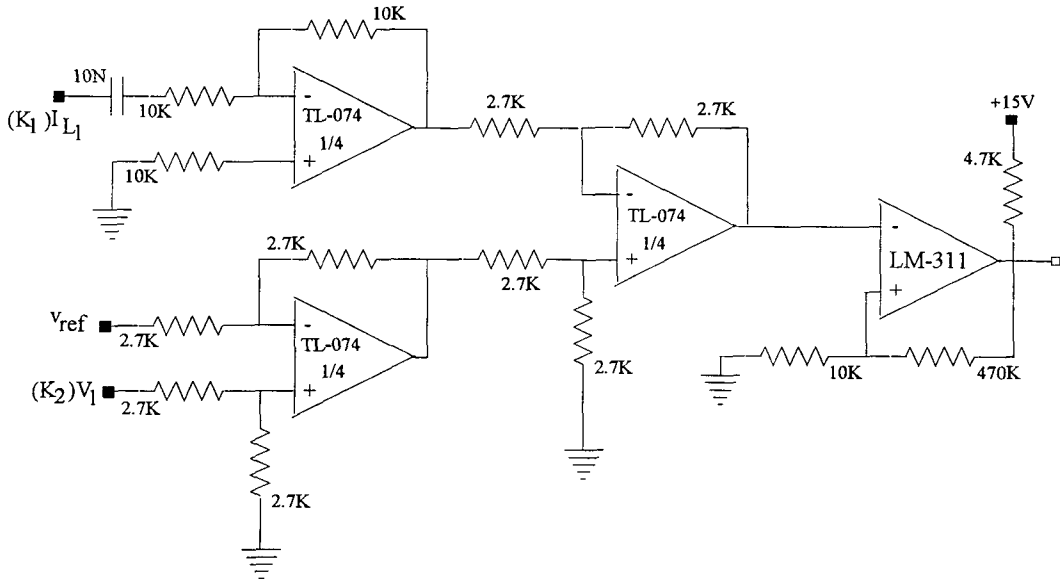


Fig. 5.11 Circuito de controle por modos deslizantes.

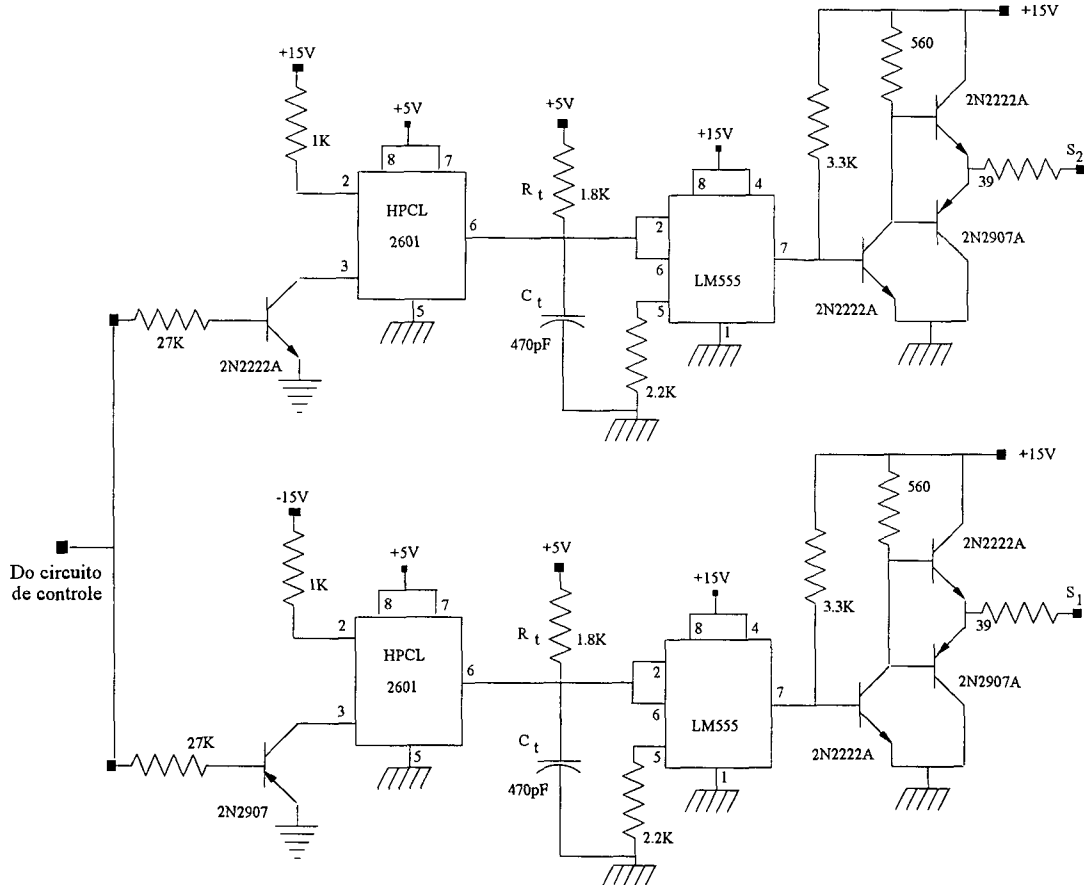


Fig. 5.12 Circuito de comando dos IGBT.

5.8 Resultados por Simulação

A fim de confirmar a análise teórica, verificar os princípios de funcionamento e o comportamento do conversor, foi feito um estudo por simulação. Para esta simulação assumiram-se interruptores ideais, capacitores de saída ideais, tensão de alimentação sem ondulação e indutores com uma resistência interna R_a .

O inversor boost controlado por modos deslizantes foi simulado com os seguintes parâmetros:

- $V_{in} = 100 \text{ V}$
- $V_0 = 180 \text{ Sen}(377t)$
- $P_0 = 500\text{W}$
- $f_{smax} = 30 \text{ kHz}$
- $\Delta I_{Lmax} = 20\% I_{Lmax}$.

Os parâmetros calculados para o estágio de potência e o controle foram os seguintes:

$$\begin{array}{lll} L_1 = L_2 = 800 \mu\text{H} & K_1 = 0.208 & \\ C_1 = C_2 = 40 \mu\text{F} & K_2 = 0.040 & \delta = 0.3 \end{array}$$

5.8.1 Simulação com carga resistiva.

O inversor boost mostrado na Fig. 5.13 foi simulado para uma carga resistiva $R_L = 30\Omega$.

A Fig. 5.14 mostra a tensão e a corrente na carga. A tensão CA instantânea é de 180 V, de modo que o valor eficaz é igual a 120 V. A distorção harmônica total (TDH) é menor do que 0.15 %, como pode-se observar da análise harmônica apresentada na Fig. 5.15, na qual foram consideradas apenas as primeiras nove harmônicas.

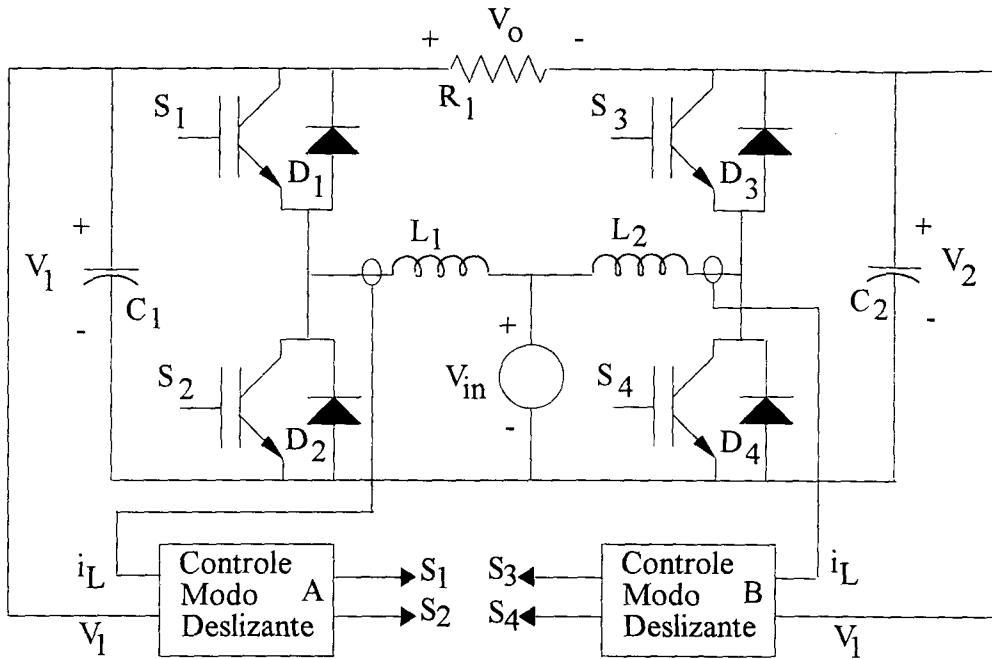


Fig. 5.13 O inversor boost controlado por modos deslizantes e com carga resistiva.

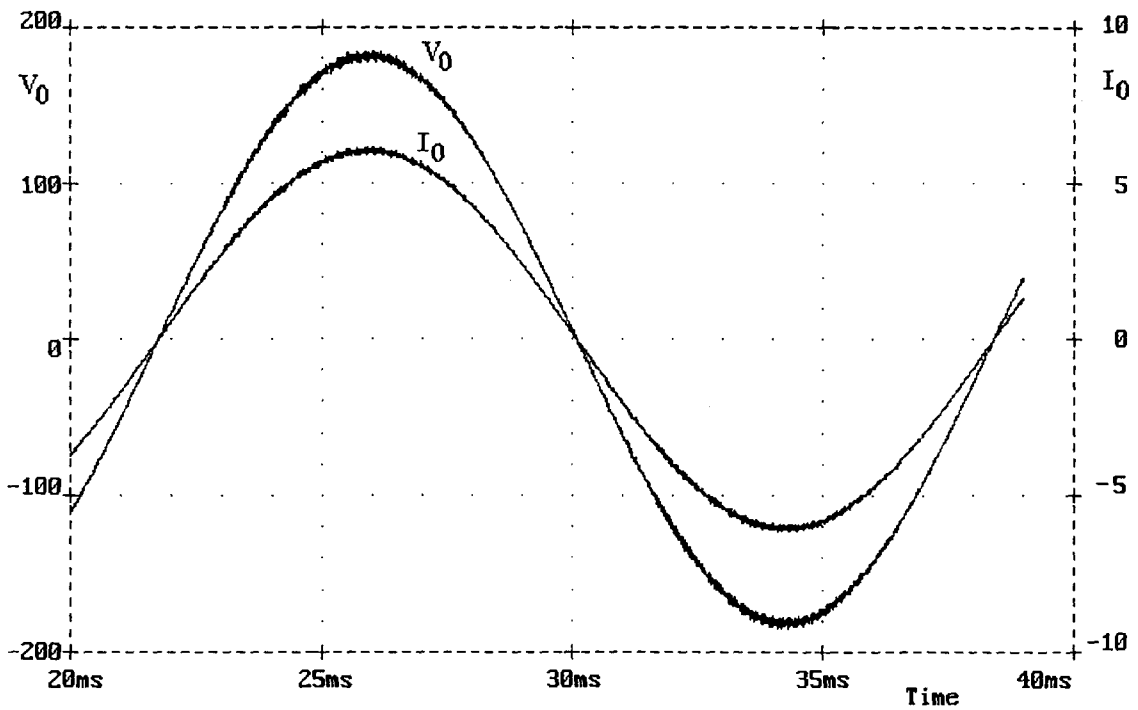


Fig. 5.14 Tensão e corrente na carga.

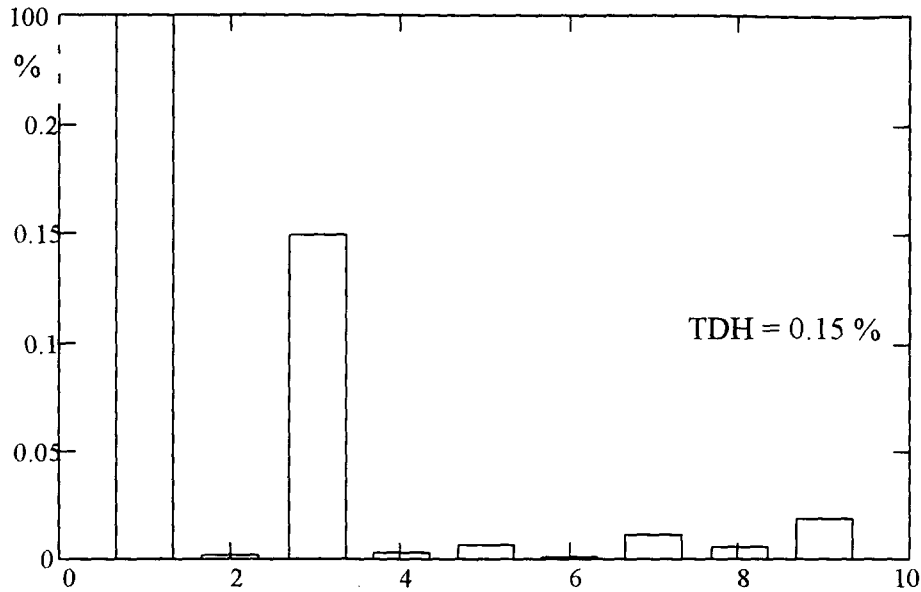


Fig. 5.15 Análise harmônica da tensão na carga com o inversor operando com carga resistiva, considerando apenas as primeiras nove harmônicas.

Na Fig. 5.16 é mostrada a corrente no indutor L_1 . A máxima corrente no indutor é de 22 A, e a máxima ondulação de corrente é de aproximadamente 4 A, quando a tensão V_1 é máxima.

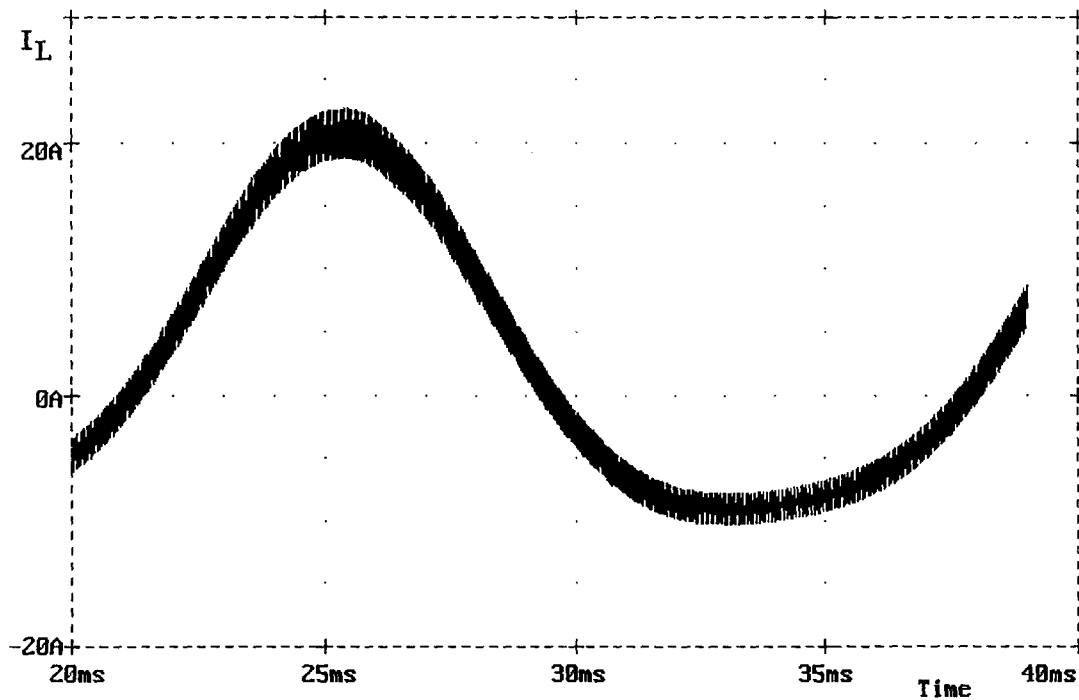


Fig. 5.16 Corrente no indutor L_1 .

A Fig. 5.17 mostra a tensão no capacitor V_1 . A máxima tensão no capacitor é de 330 V e a tensão mínima é de 140 V. A máxima ondulação de tensão é de 10 V, quando V_1 é máxima.

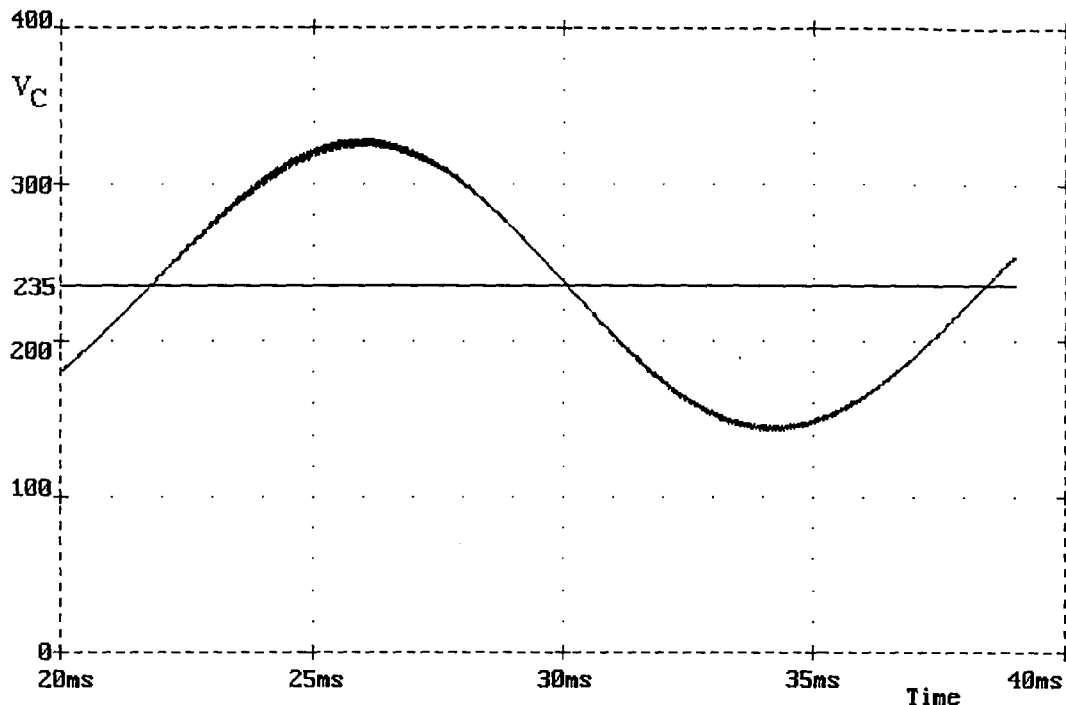


Fig. 5.17 Tensão no capacitor C_1 .

5.8.2 Simulação com carga indutiva.

O Conversor CC - CA boost mostrado na Fig. 5.18 foi simulado para uma carga indutiva com $R_L = 30\Omega$ e $L_L = 50$ mH.

A Fig. 5.19 mostra a tensão e corrente na carga. Pode-se observar um tempo de atraso entre a corrente e a tensão, o qual é aproximadamente de 1.5 ms, que representa um $\cos\phi=0.84$, conforme esperado.

A distorção harmônica total é menor do que 0.10 %, como pode-se observar da análise harmônica apresentada na Fig. 5.20, na qual consideram-se somente as primeiras nove harmônicas.

Na Fig. 5.21 é mostrada a corrente no indutor L_1 . A corrente apresenta um valor máximo de 16 A que é inferior ao

resultado obtido para carga resistiva, uma vez que a potência ativa na carga for reduzida.

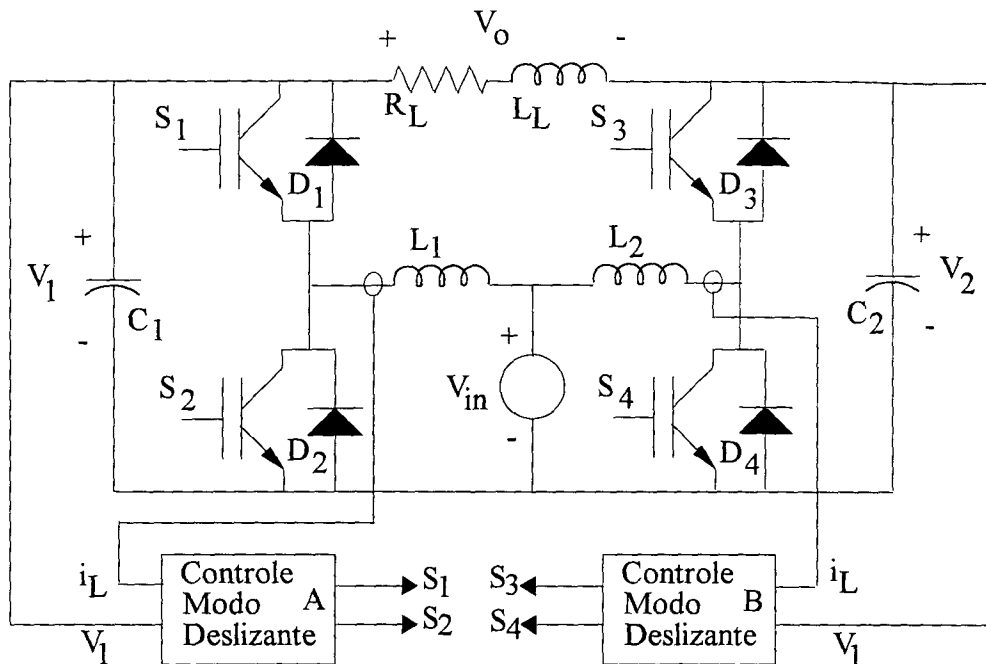


Fig. 5.18 O inversor boost operando com carga indutiva.

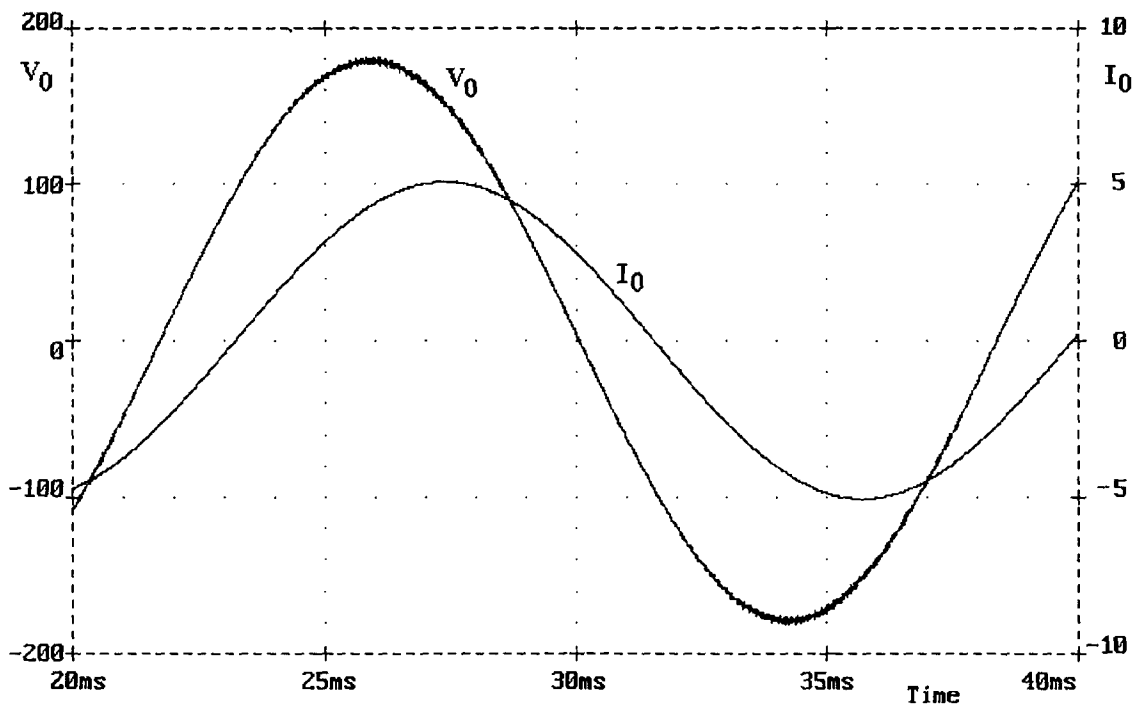


Fig. 5.19 Tensão e corrente na carga.

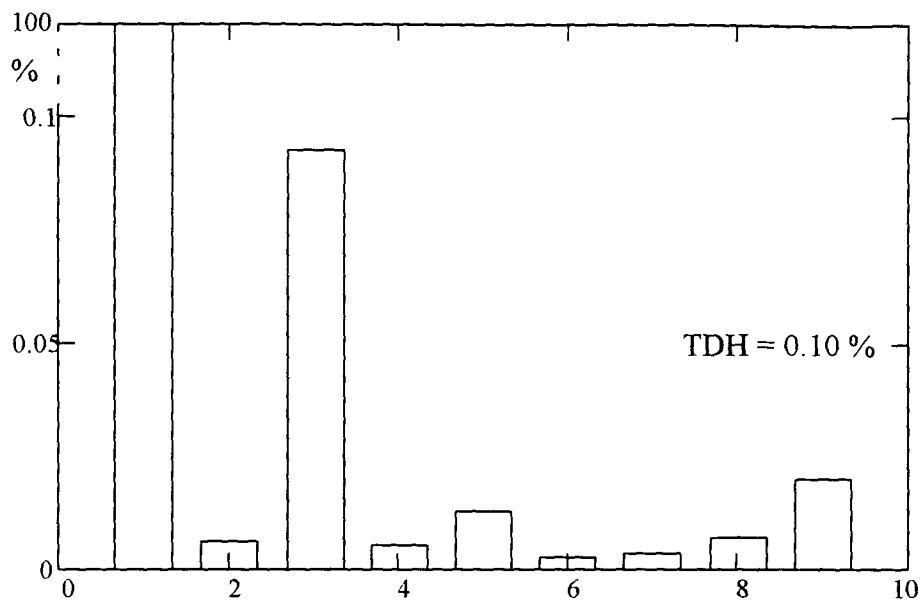


Fig. 5.20 Análise harmônica da tensão na carga com o inversor operando com carga indutiva, somente considerando as primeiras nove harmônicas.

A Fig. 5.22 mostra que a tensão na capacitor V_1 , é similar à obtida com carga resistiva. Estes resultados levam a concluir que o controle proposto tem um comportamento similar para cargas resistivas e indutivas.

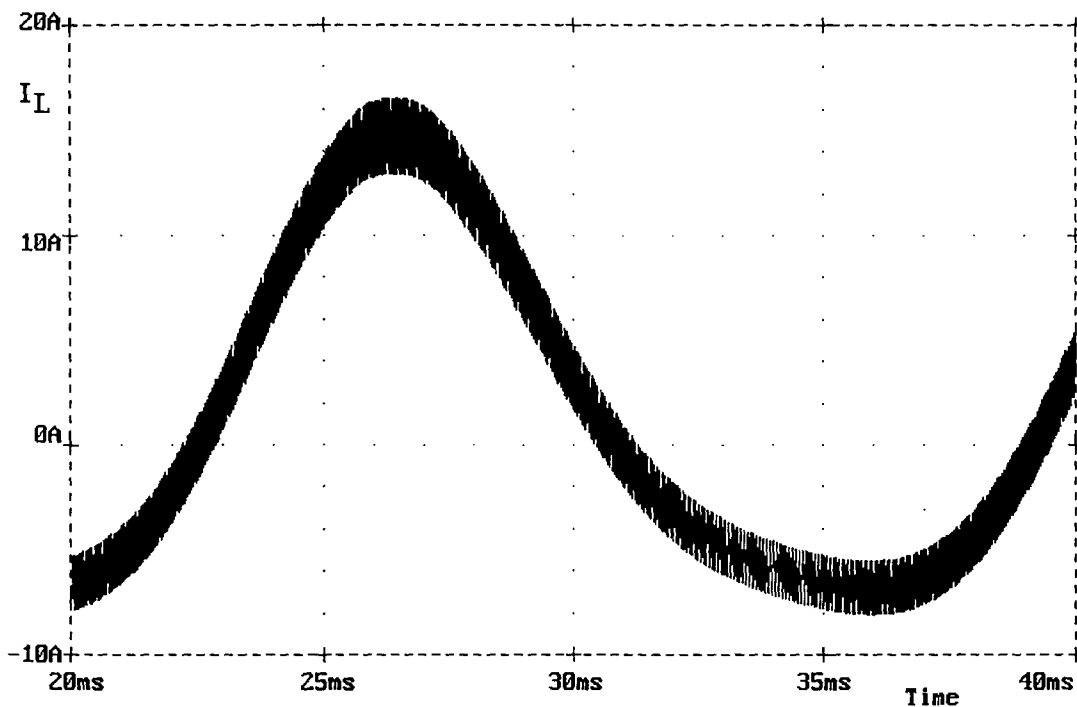


Fig. 5.21 Corrente no indutor L_1 .

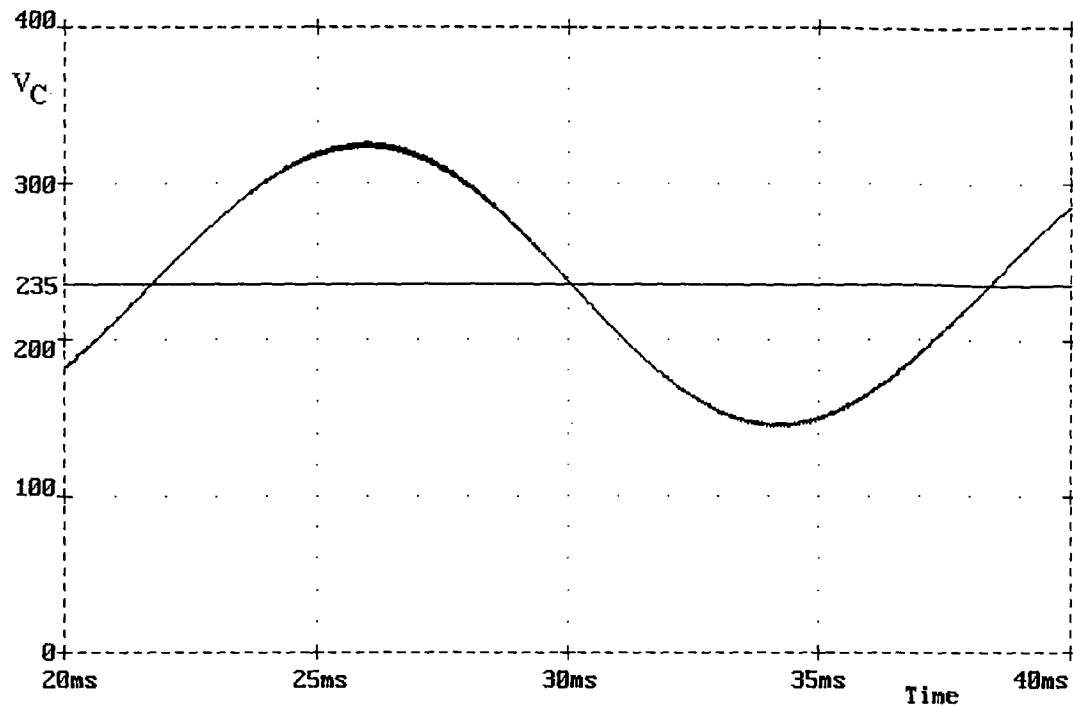


Fig. 5.22 Tensão no capacitor C_1 .

5.8.3 Simulação com carga não-linear.

O conversor CC - CA boost controlado por modos deslizantes e trabalhando com uma carga não linear do tipo retificador, mostrado na Fig. 5.23, foi simulado com os seguintes parâmetros:

- $V_{in} = 100 \text{ V}$
- $V_0 = 180\text{Sen}(377t)$
- $L_1 = L_2 = 800 \mu\text{H}$
- $C_1 = C_2 = 40 \mu\text{F}$
- $K_1 = 0.208$
- $K_2 = 0.040$
- $R_L = 170 \Omega$
- $C_f = 80 \mu\text{F}$
- $L_f = 550 \mu\text{H}$

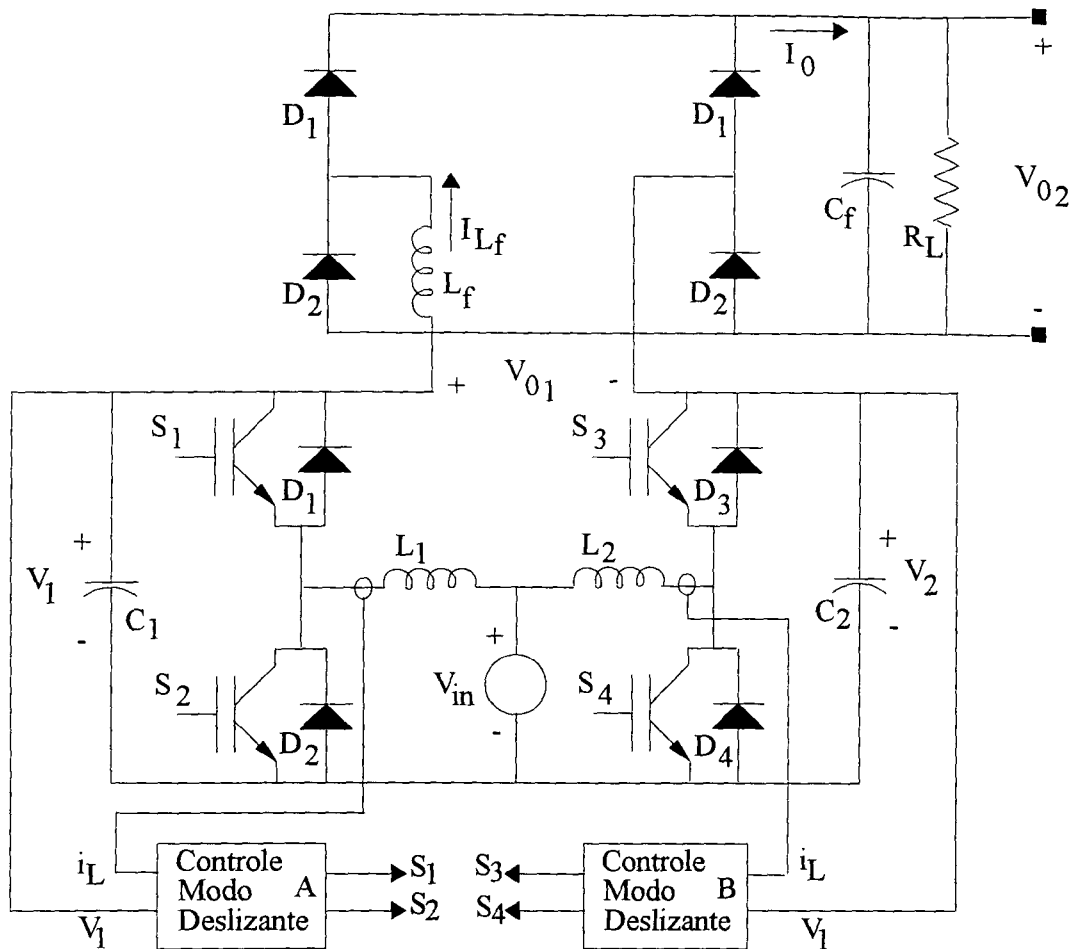


Fig. 5.23 O inversor boost operando com carga não-linear do tipo retificador.

A Fig. 5.24 mostra a tensão de saída do inversor V_{01} e a corrente pelo indutor L_f . Embora a forma de onda da tensão V_{01} apresente distorção, ela é menor que 5%, como observado na análise harmônica mostrada na Fig. 5.25, na qual a TDH obtida foi de 4.16%.

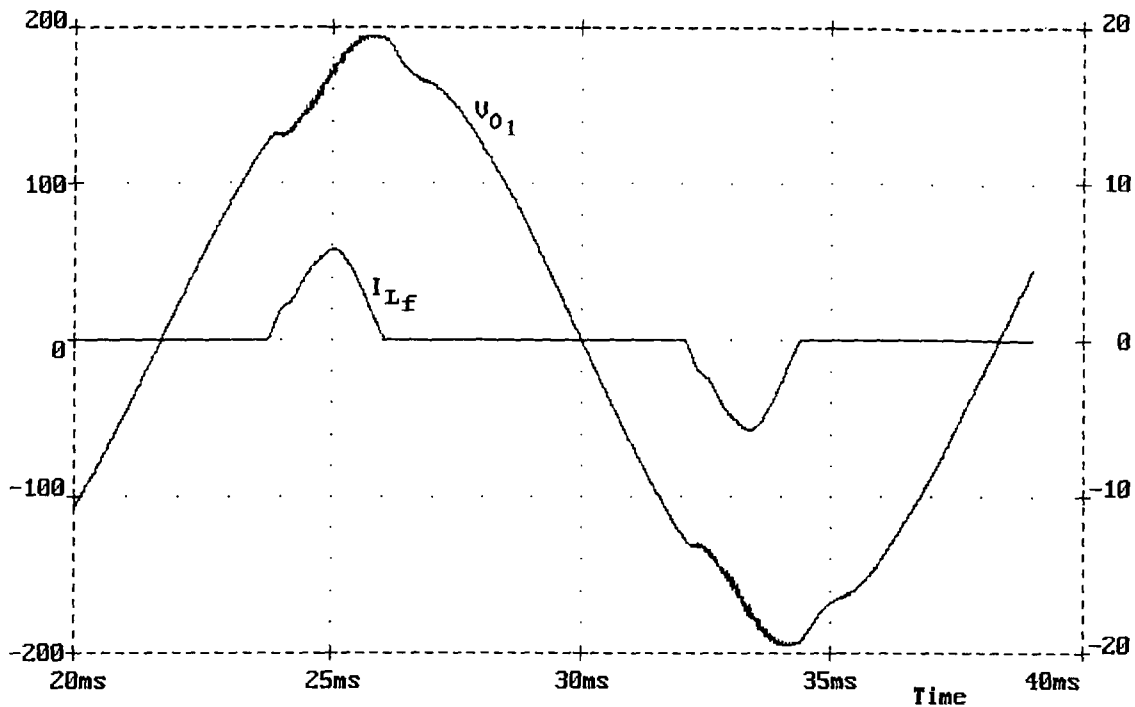


Fig. 5.24 Tensão V_{01} e corrente pelo indutor L_f .

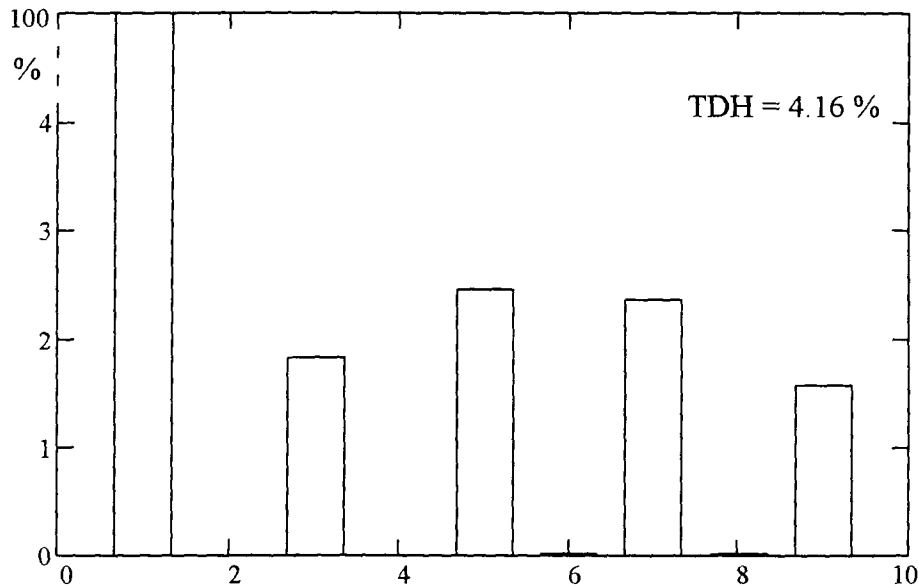


Fig. 5.25 Análise harmônica da tensão de saída V_{01} , o inversor operando com carga não-linear.

Na Fig. 5.26 é mostrada a corrente no indutor L_1 . Ainda que a carga é pequena, aproximadamente 150 W, a corrente máxima pelo indutor atinge os 25 A.

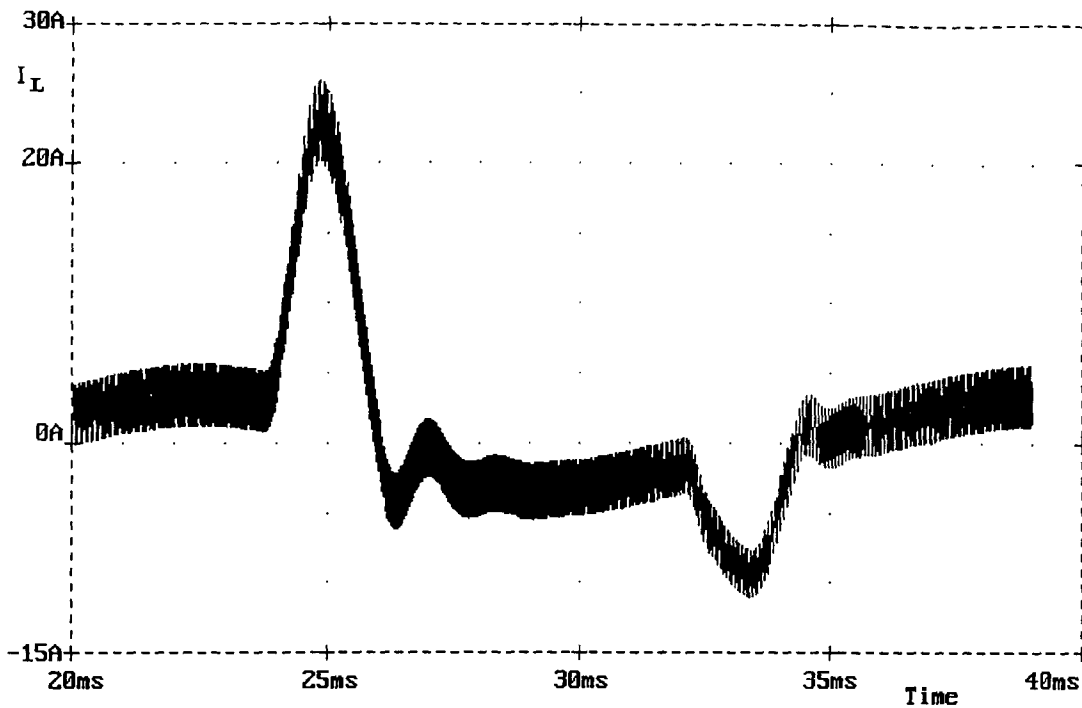


Fig. 5.26 Corrente no indutor L_1 .

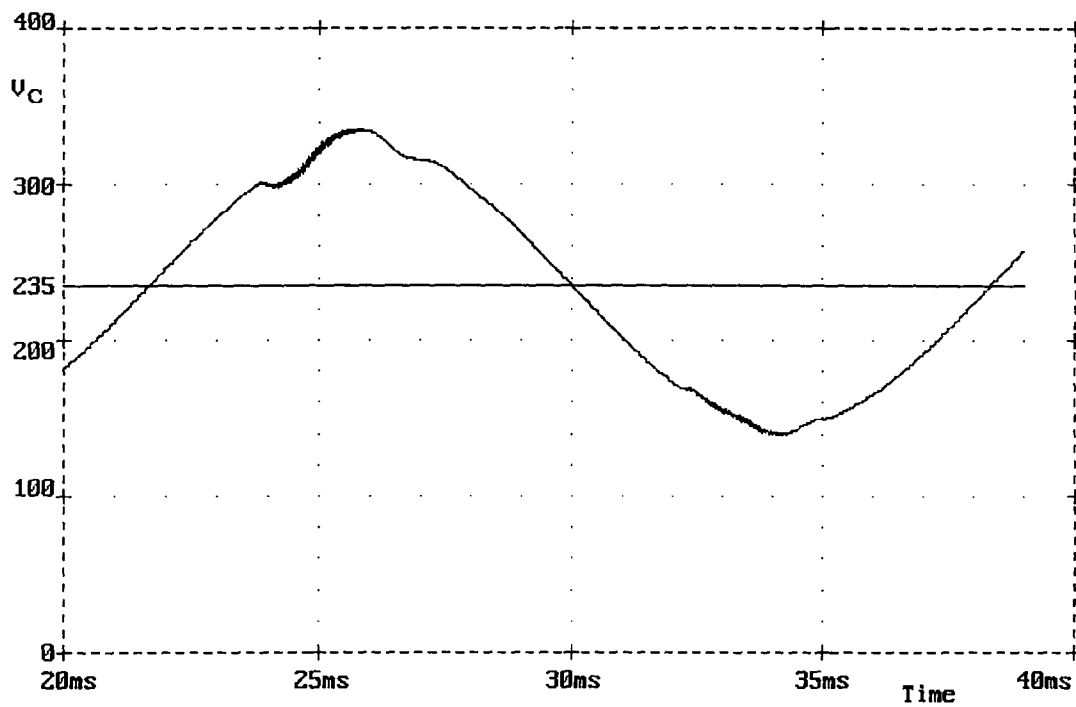


Fig. 5.27 Tensão no capacitor C_1 .

Na Fig. 5.28 são mostradas a corrente e tensão na carga. A tensão média na carga é de 160 V e a corrente média é de 0.9 A.

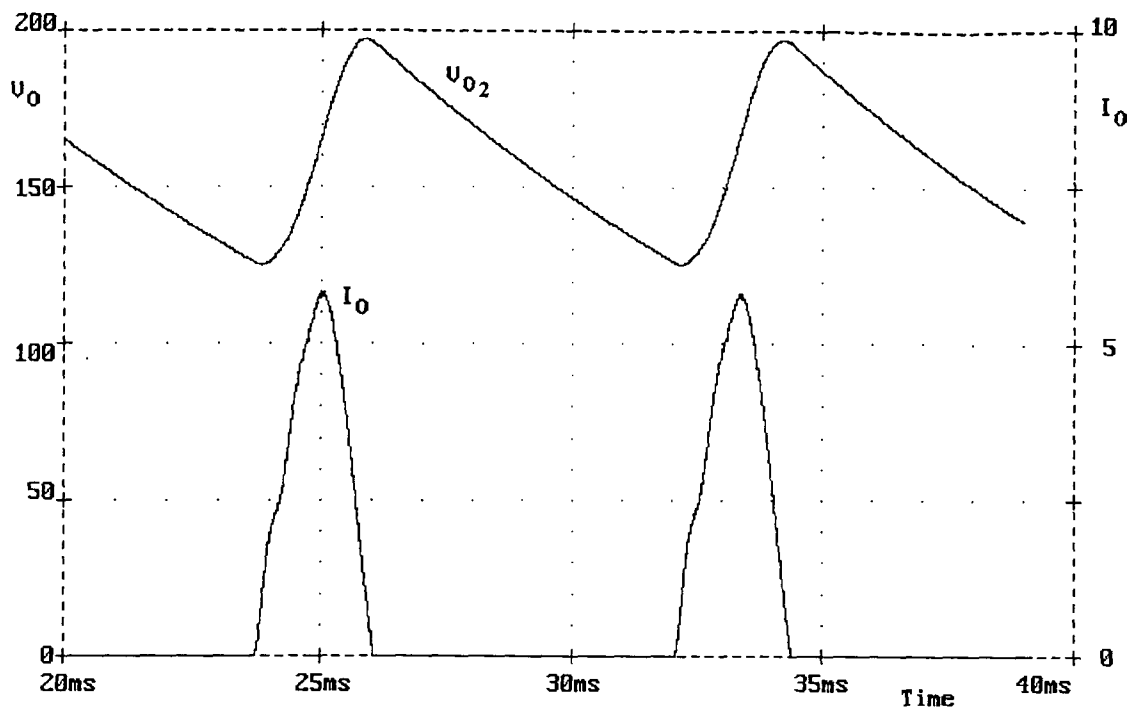


Fig. 5.28 Tensão e corrente na carga não-linear.

5.9 Resultados Experimentais

Para verificar o funcionamento, confirmar a análise teórica e o comportamento do controlador, realizou-se um protótipo de 500 W, com as especificações apresentadas no exemplo de projeto da seção 5.6.1. Os parâmetros empregados foram os seguintes:

$S_1 - S_4$: IRGBC40U (IGBT)

$D_1 - D_4$: MUR850 (DIODOS)

C_1 e C_2 : 40 μ F / 440 V

L_1 e L_2 : 800 μ H

K_1 : 0.208

K_2 : 0.040

δ : 0.30

5.9.1 Resultados com o inversor a vazio.

A operação a vazio está apresentada nas Figs. 5.29, 5.30, 5.31, e 5.32. A tensão de saída do inversor é mostrada na Fig. 5.29, onde se pode observar uma forma de onda livre de ondulação da frequência de comutação e com baixa distorção

harmônica. Da análise harmônica, apresentada na Fig. 5.30, a distorção harmônica total resultou menor do que 0.8 %.

Na Fig. 5.31 é mostrada a corrente no indutor L_1 . Observa-se que a ondulação da corrente permanece aproximadamente constante em 3 A, num período da tensão de saída.

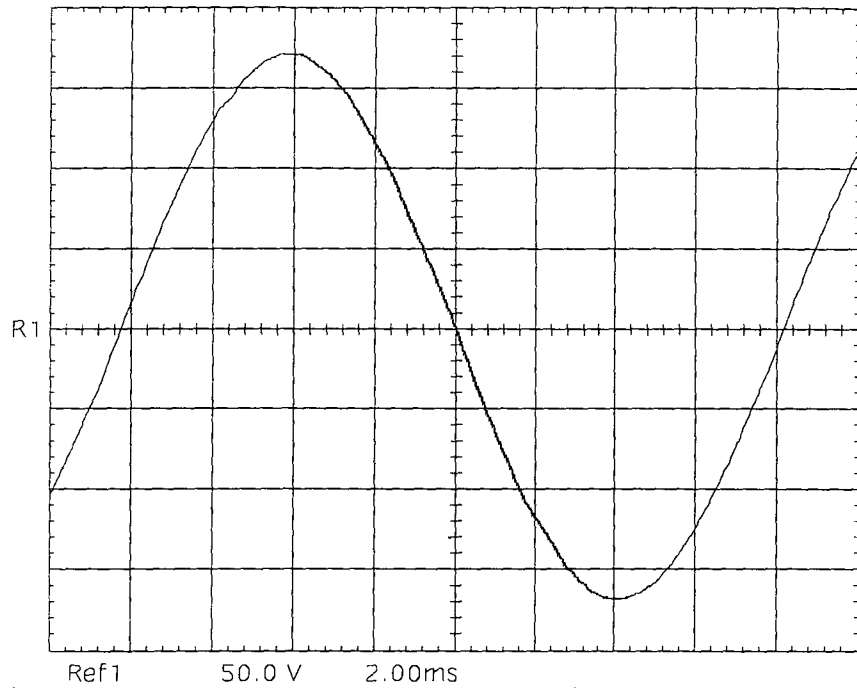


Fig. 5.29 Tensão de saída V_0 , inversor a vazio.

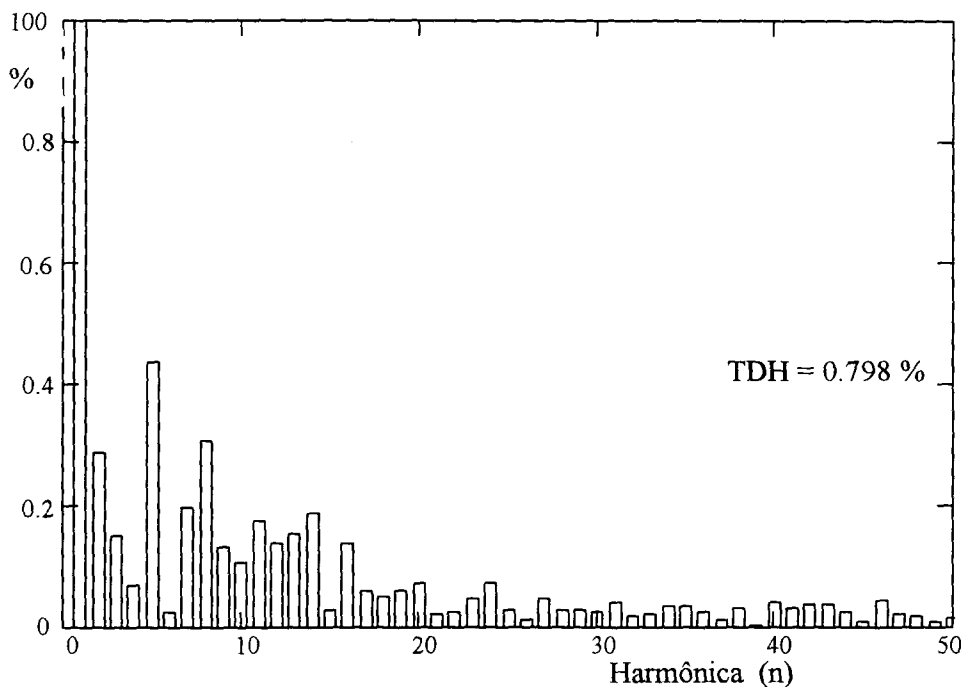
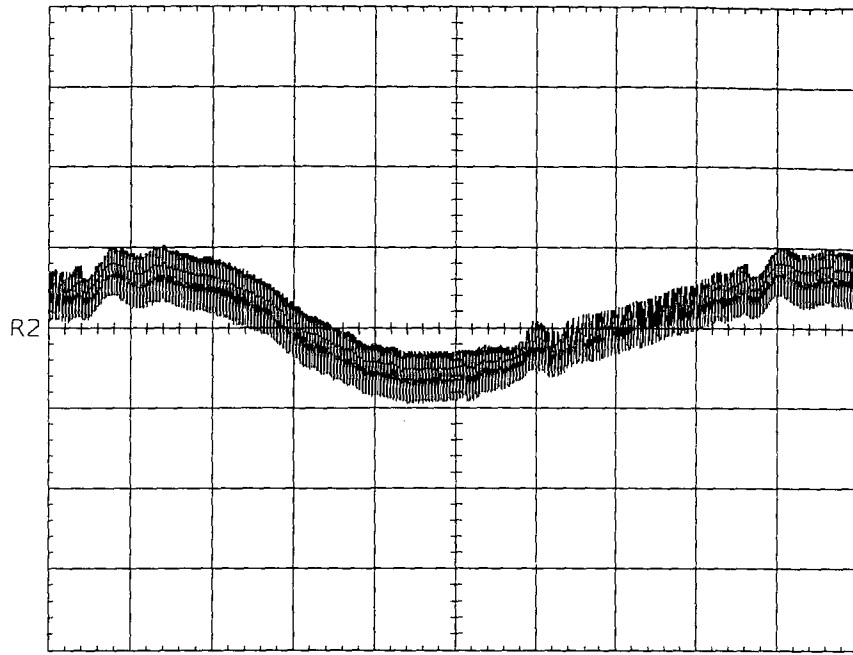
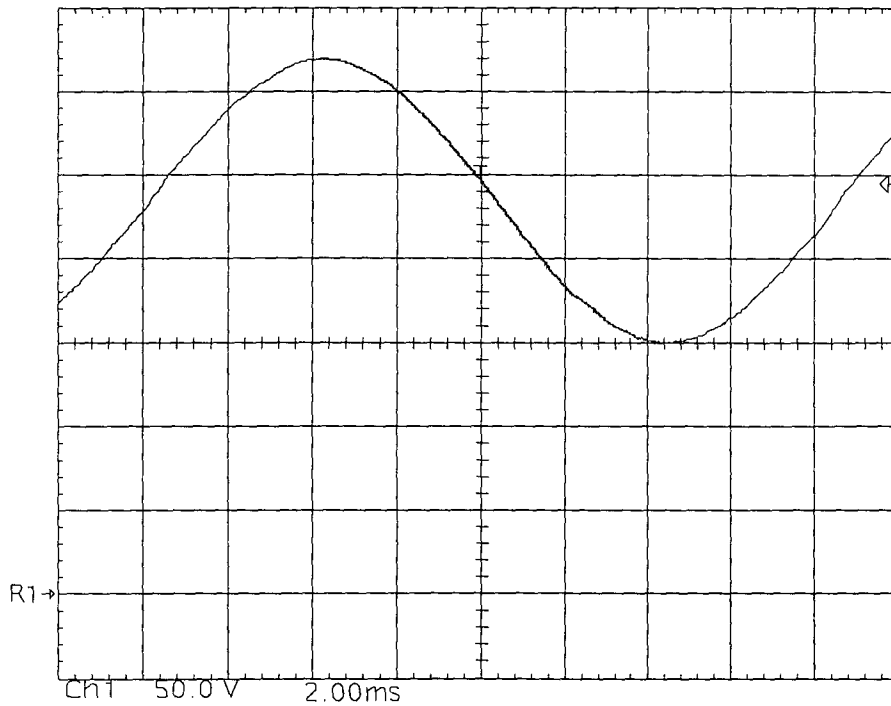


Fig. 5.30 Análise harmônica da tensão na carga com o inversor operando a vazio.



Ref2 5.00 A 2.00ms
 Fig. 5.31 Corrente na indutor L_1 , inversor a vazio.

A Fig. 5.32 mostra a tensão no capacitor C_1 . A máxima tensão no capacitor é de 330 V. A tensão mínima é de 150 V e livre de ondulação à frequência de comutação.



Ch1 50.0 V 2.00ms
 Fig. 5.32 Tensão no capacitor, inversor a vazio.

Um dado que deve levar-se em conta é a tensão de referência empregada para o controle do conversor, mostrada na Fig. 5.33, a qual apresentou uma distorção harmônica de 0.59%, como pode-se observar da análise harmônica apresentada na Fig. 5.34.

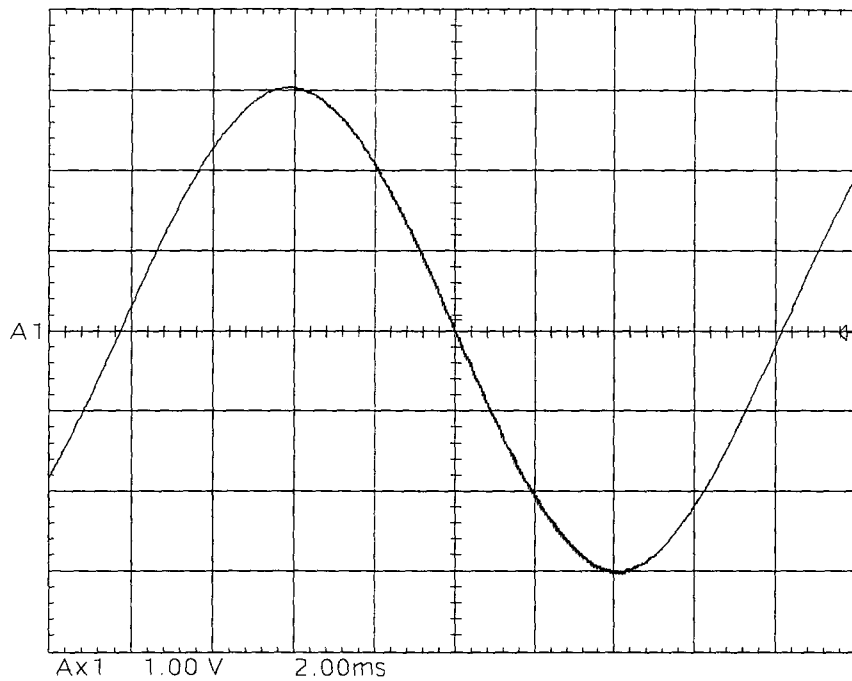


Fig. 5.33 Tensão de referência.

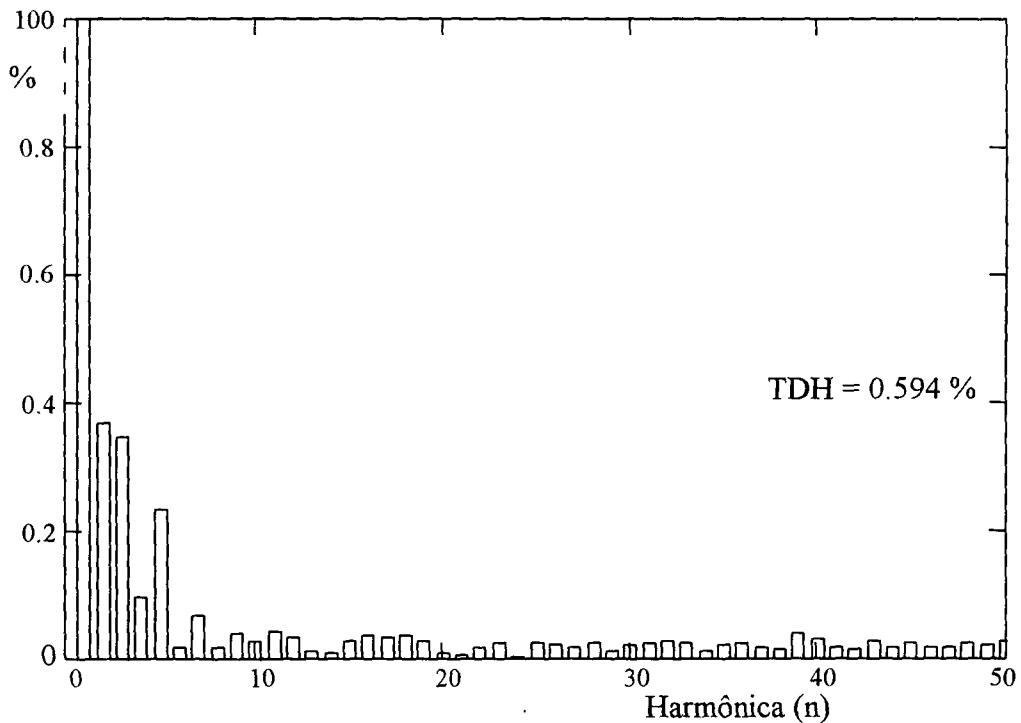


Fig. 5.34 Analise de harmônica da tensão de referência V_{ref} .

A Fig. 5.35 apresenta em detalhe a comutação dos interruptores S_2 e D_1 . Observa-se que o interruptor S_2 passa da condução ao bloqueio e o diodo D_1 do bloqueio à condução. Este último fato ocorre na presença de corrente pelo indutor L_1 , o que caracteriza uma comutação com perdas.

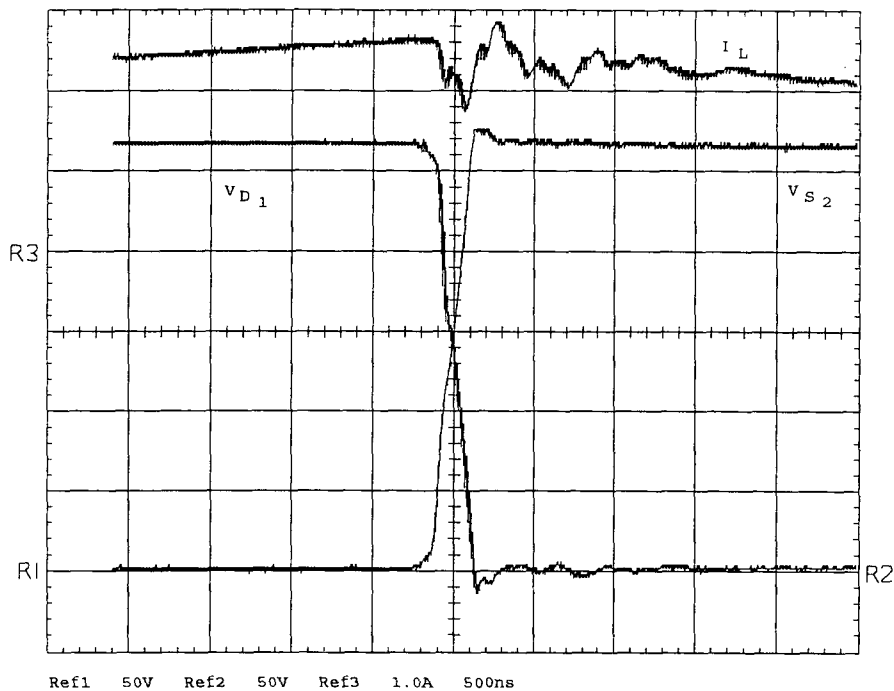


Fig. 5.35 Detalhe da comutação.

5.9.2 Resultados com carga resistiva.

As Figs. 5.36, 5.37, 5.38 e 5.39 mostram as formas de onda experimentais do conversor para carga resistiva de 500 W. Os resultados experimentais estão de acordo com os resultados por simulação.

A Fig. 5.36 apresenta corrente e tensão de saída do inversor. A corrente eficaz de saída é de 4.24 A, e a tensão eficaz é de 127 V, o que resulta numa potência de saída de aproximadamente 540 W. A Fig. 5.37 mostra a análise harmônica da tensão de saída V_0 com carga resistiva. A distorção

harmônica total é de 1.24%, sendo a terceira harmônica a mais importante, com 0.95%.

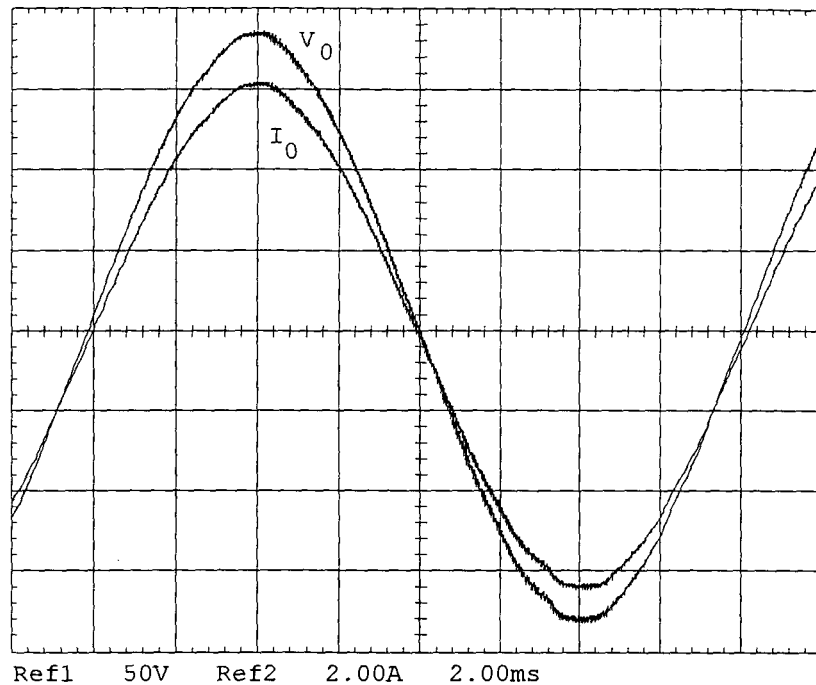


Fig. 5.36 Tensão e corrente na carga, $P = 500 \text{ W}$.

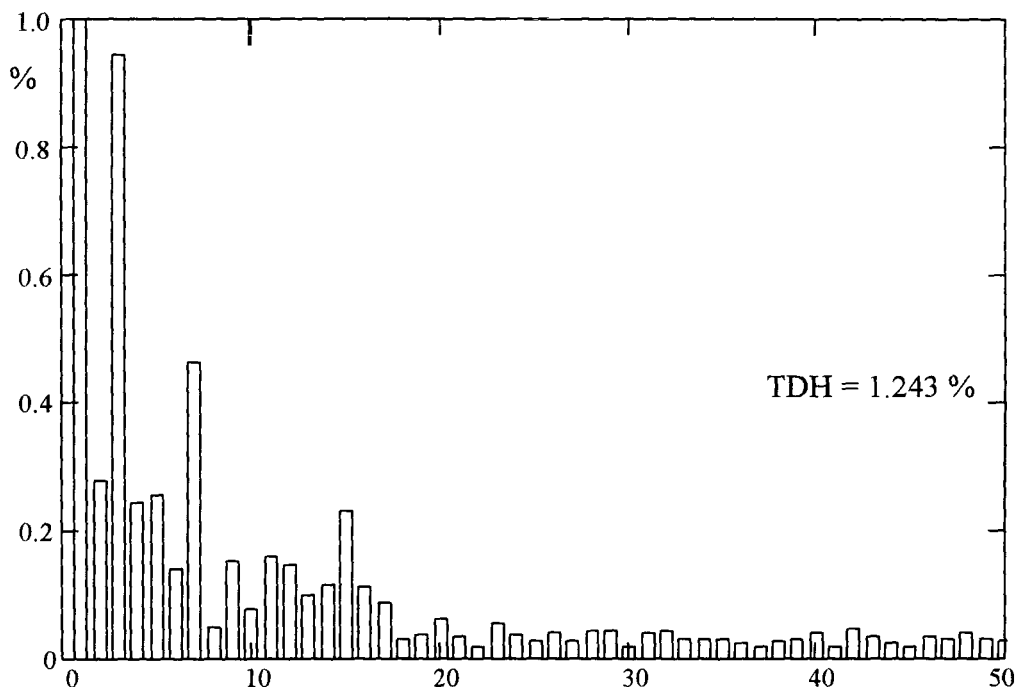


Fig. 5.37 Análise harmônica da tensão na carga com o inversor operando com carga resistiva, $P_0 = 500 \text{ W}$.

Na Fig. 5.38 é mostrada a corrente no indutor L_1 . A Fig. 5.39 mostra a tensão no capacitor C_1 . Estas formas de onda são muito parecidas às obtidas por simulação, o que comprova a operação do conversor para carga resistiva.

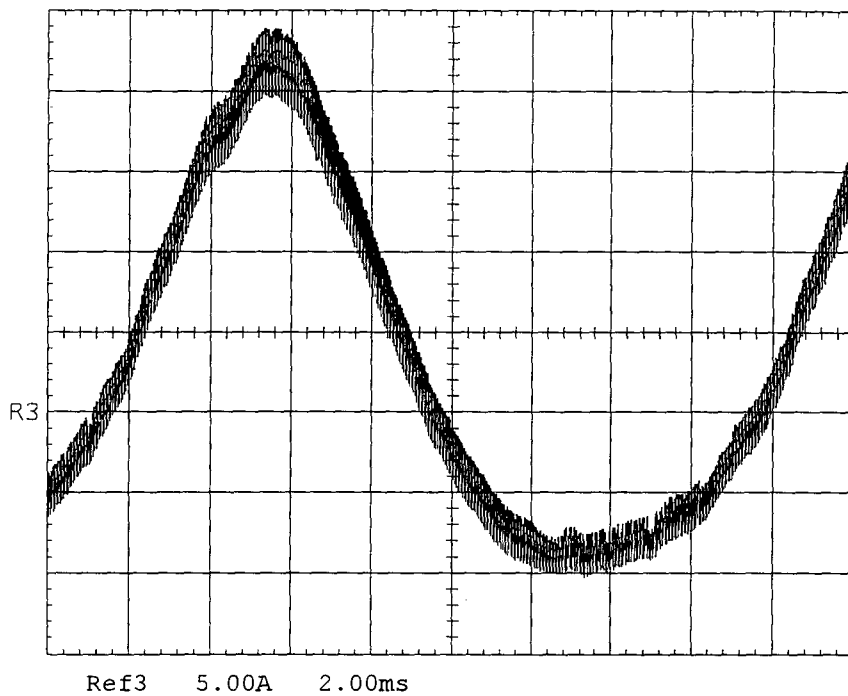


Fig. 5.38 Corrente no indutor, $P = 500 \text{ W}$

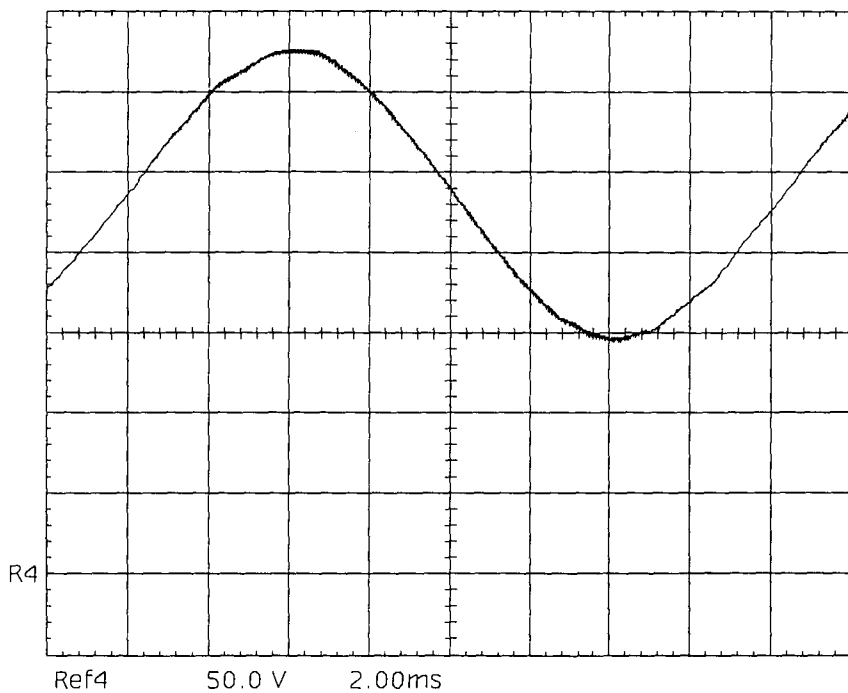


Fig. 5.39 Tensão no capacitor, $P = 500 \text{ W}$.

As Figs. 5.40, 5.41 e 5.42 mostram detalhes da corrente no indutor para vários pontos bem definidos. Na Fig. 5.40 é apresentado o caso em que a corrente por L_1 é máxima, com frequência de operação de 21.3 KHz.

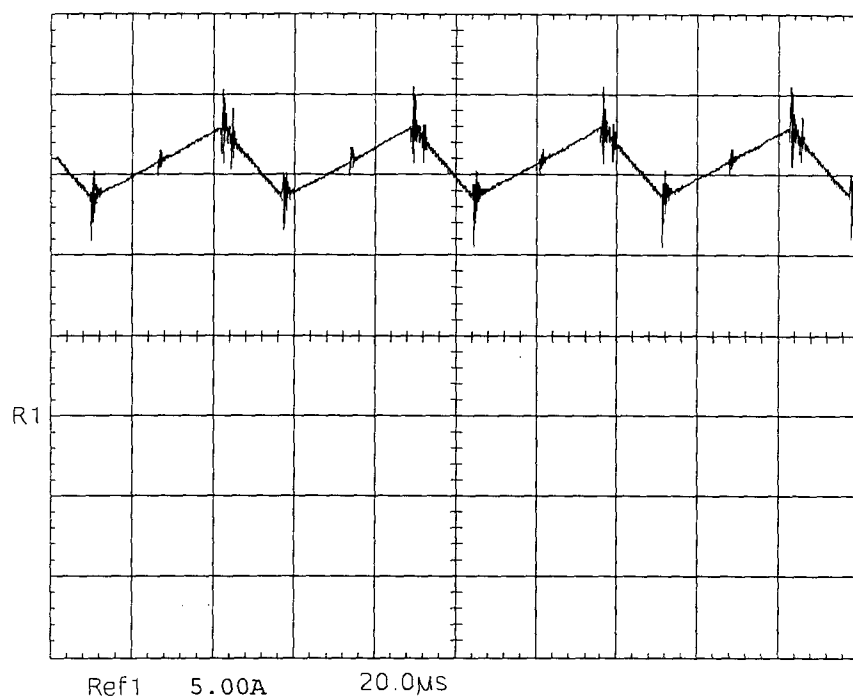


Fig. 5.40 Detalhe da corrente no indutor, I_{Lmax} .

A Fig. 5.41 mostra quando a corrente passa por $I_L = 0$. Neste caso a frequência de operação é de 23.8 KHz.

Na Fig. 5.42 é apresentada a situação quando I_L é mínima, com frequência de operação de 19.8 KHz. Como se pode observar a frequência e razão cíclica variam e dependem do ponto de operação.

Também observa-se das Figs. 5.40 - 5.42, que a forma de onda da corrente é linear entre as comutações. Isto comprova o que foi assumido no projeto do controlador.

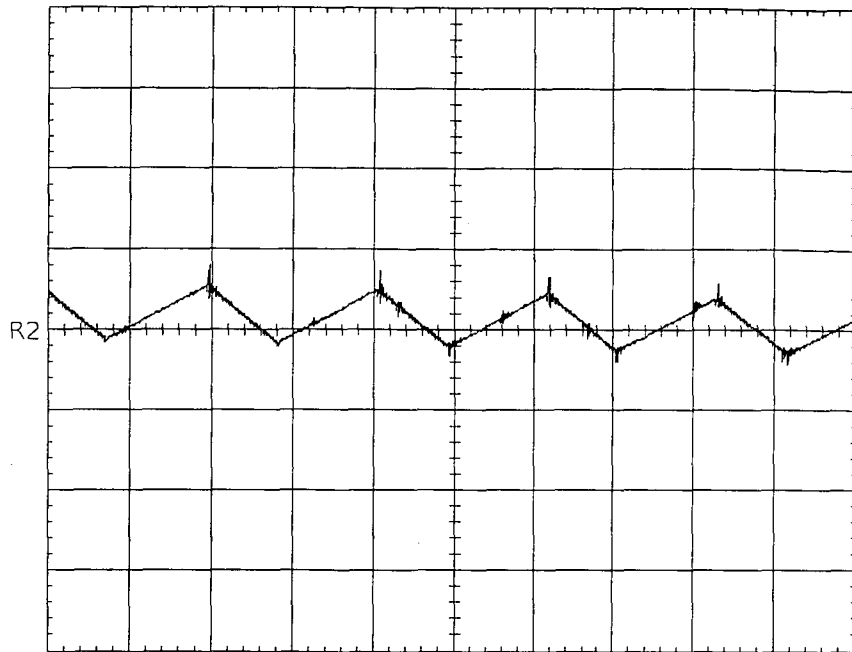


Fig. 5.41 Detalhe da corrente no indutor, $I_L=0$.

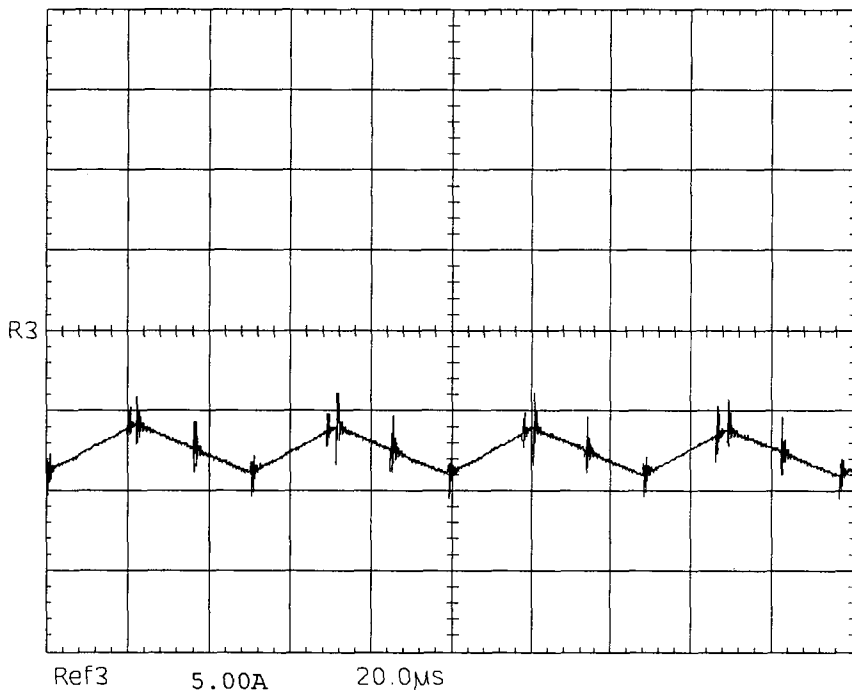


Fig. 5.42 Detalhe da corrente no indutor, I_{Lmin} .

Uma condição na qual pode-se visualizar a dinâmica do inversor é apresentada nas Figs. 5.43, 5.44, 5.45 e 5.46. Neste ensaio o inversor trabalha com diferentes frequências para a tensão de saída V_0 . A Fig. 5.43 mostra a tensão V_0 para uma

freqüência de 10 Hz, a qual apresenta uma distorção harmônica total TDH = 1.01%. Na Fig. 5.44 é apresentado o caso em que a freqüência da tensão V_0 foi de 30 Hz, para este ensaio a TDH = 1.03%.

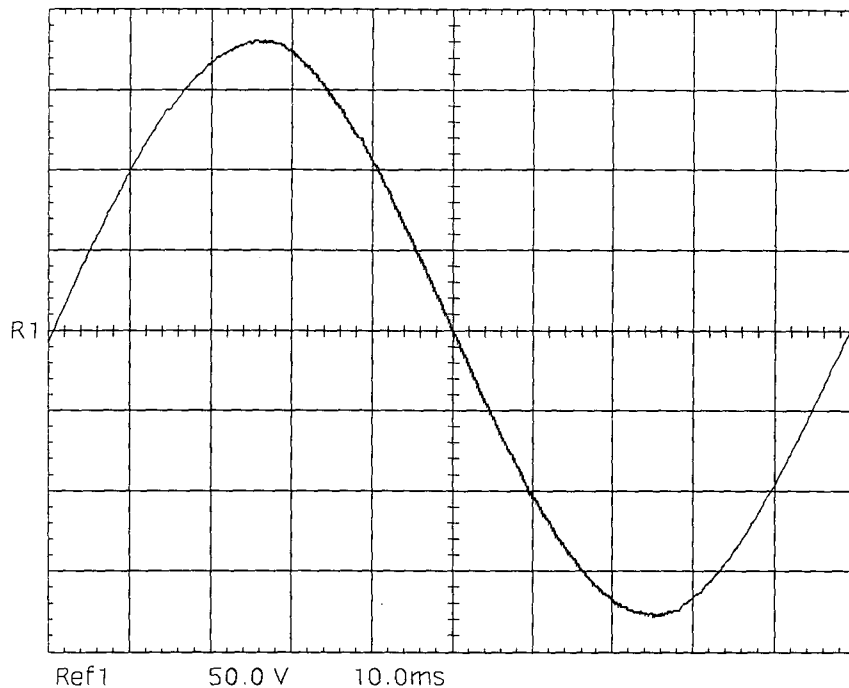
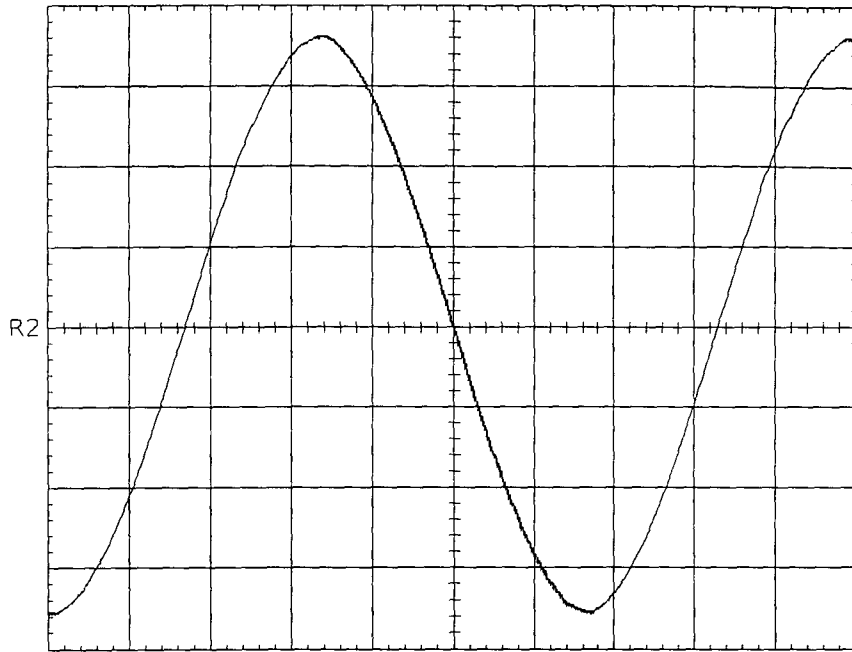


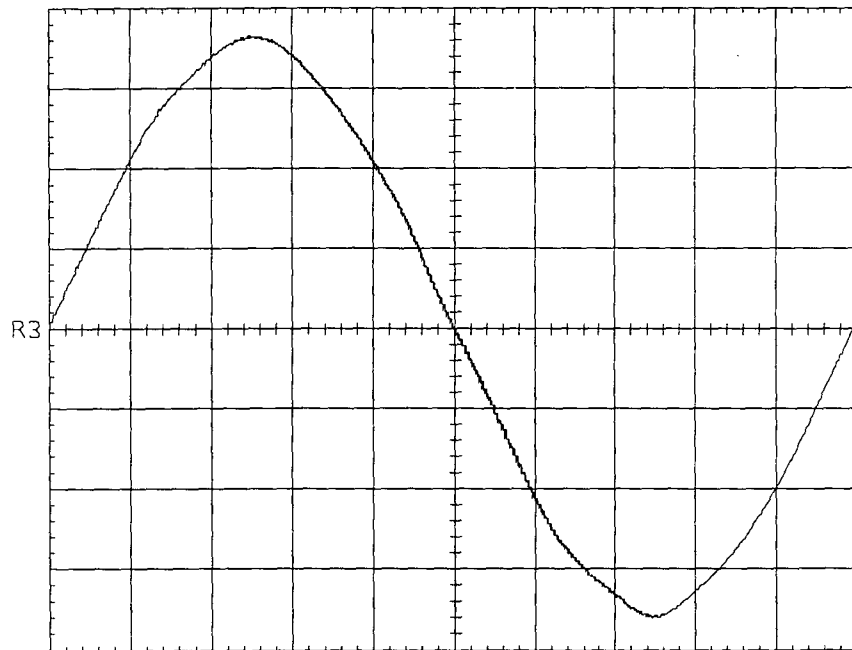
Fig. 5.43 Tensão na carga, $f = 10$ Hz. TDH = 1.011 %

A Fig. 5.45 mostra a tensão V_0 para uma freqüência de 100 Hz. Nesta oportunidade a TDH foi de 1.51%. Por último, na Fig. 5.46 é mostrada a tensão V_0 com uma freqüência de 120 Hz e para este ensaio a TDH foi de 1.99%.

Como se pode observar, com o aumento da freqüência da saída impõe-se maior esforço dinâmico ao conversor, o que ocasiona um sinal com uma maior distorção harmônica.



Ref2 50.0 V 5.00ms
 Fig. 5.44 Tensão na carga, $f = 30$ Hz. TDH = 1.033 %



Ref3 50.0 V 1.00ms
 Fig. 5.45 Tensão na carga, $f = 100$ Hz. TDH = 1.505 %

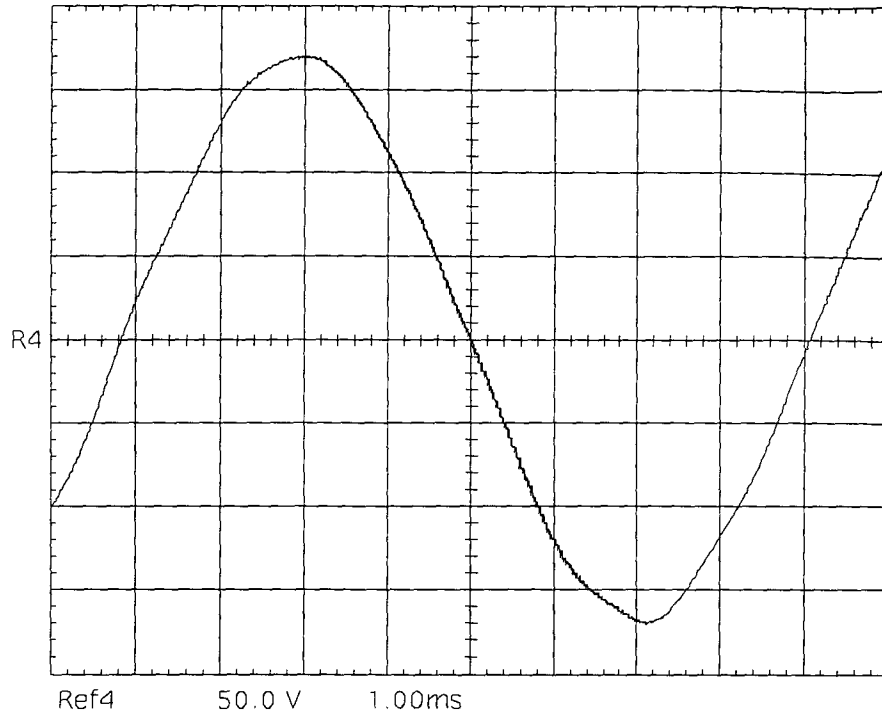


Fig. 5.46 Tensão na carga, $f = 120 \text{ Hz}$. TDH = 1.99 %

5.9.3 Resultados com carga indutiva.

O Conversor CC - CA boost mostrado na Fig. 5.18 foi implementado com uma carga indutiva de $R_L = 30\Omega$ e $L_L = 50 \text{ mH}$, e as Figs. 5.47, 5.48, 5.49 e 5.50 mostram as formas de onda medidas. Os resultados experimentais estão em conformidade com os resultados por simulação.

A Fig. 5.47 mostra a tensão e corrente na carga. Nela pode-se observar o tempo de atraso entre a corrente e a tensão, o qual é aproximadamente de 1.8 ms, que representa um $\cos\phi = 0.78$, um pouco menor do que o obtido por simulação. A distorção harmônica total é menor do que 1.28%, como pode-se observar da análise harmônica apresentada na Fig. 5.48, sendo a terceira harmônica a mais importante, com 0.8%.

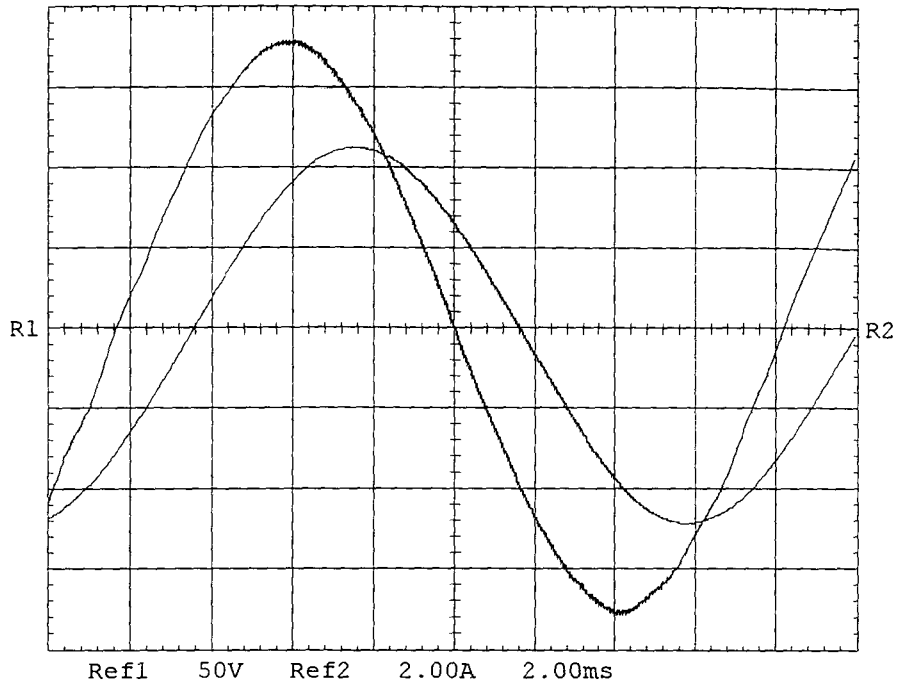


Fig. 5.47 Tensão e corrente de saída, carga indutiva.

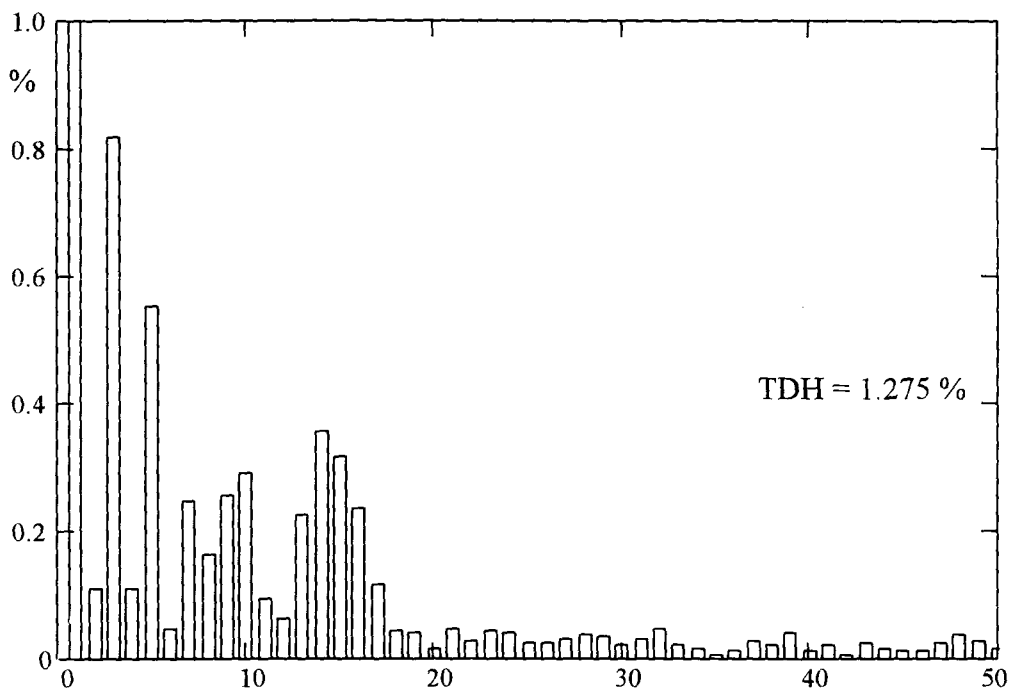


Fig. 5.48 Análise harmônica da tensão na carga com o inversor operando com carga indutiva.

Na Fig. 5.49 e 5.50 são mostradas a tensão no capacitor C_1 e a corrente no indutor L_1 respectivamente. Estas formas de onda estão de acordo com as obtidas por simulação, o que verifica a operação do conversor para carga indutiva.

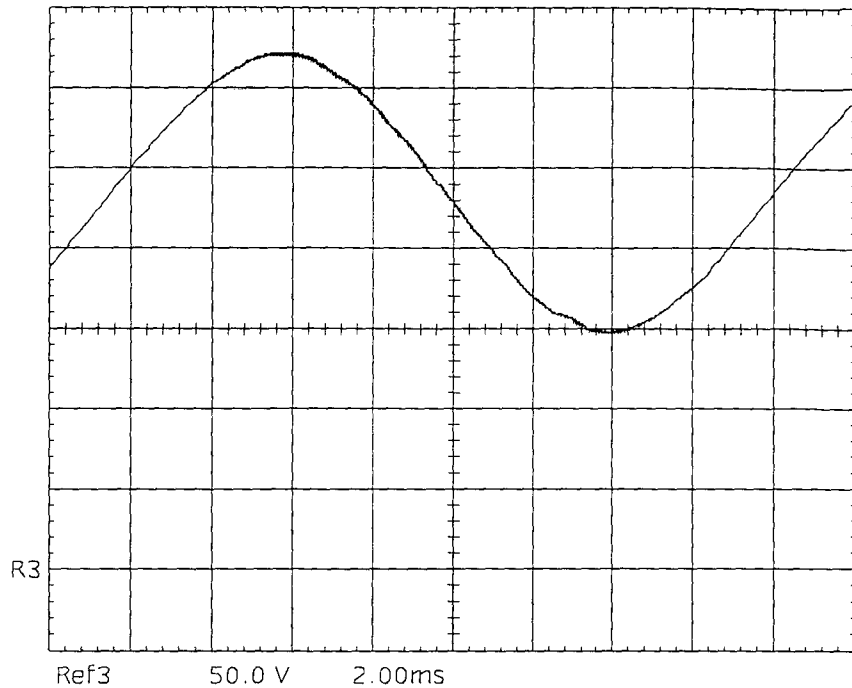


Fig. 5.49 Tensão no capacitor C_1 , carga indutiva.

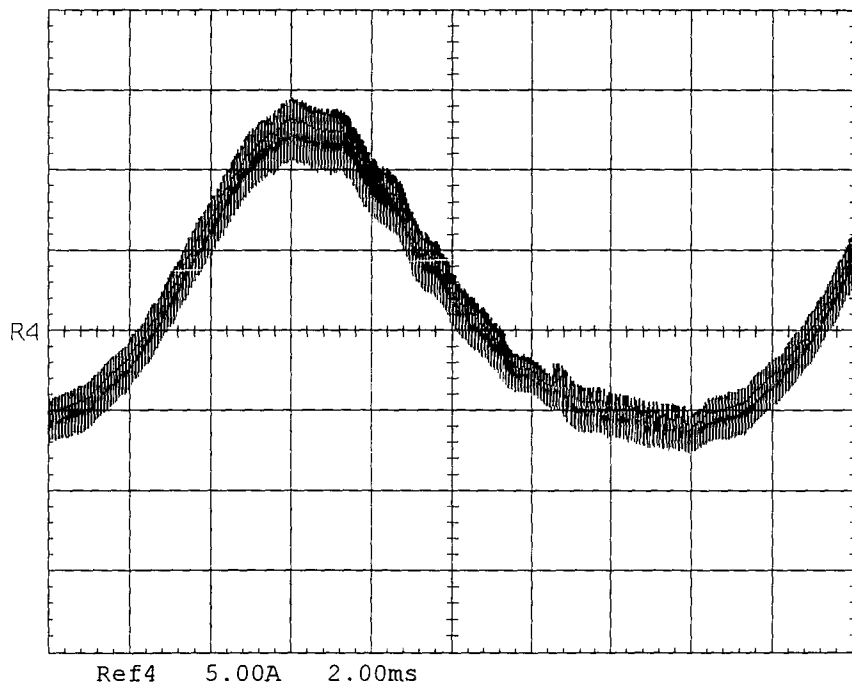


Fig. 5.50 Corrente no indutor L_1 , carga indutiva.

5.9.4 Resultados com carga não linear.

O conversor CC - CA boost controlado por modos deslizantes e trabalhando com uma carga não linear do tipo retificador,

mostrado na Fig. 5.23, foi implementado com os seguintes parâmetros:

- $R_L = 170 \Omega$
- $C_f = 80 \mu\text{F}$
- $L_f = 550$

A Fig. 5.51 mostra a tensão de saída do inversor V_{01} e a corrente pelo indutor L_f . Pode-se observar a distorção produzida em V_{01} pelo esforço de corrente exigido pela carga ao conversor. Contudo a distorção não alcançou 5%, como observado da análise harmônica mostrada na Fig. 5.52, a TDH = 4.74%.

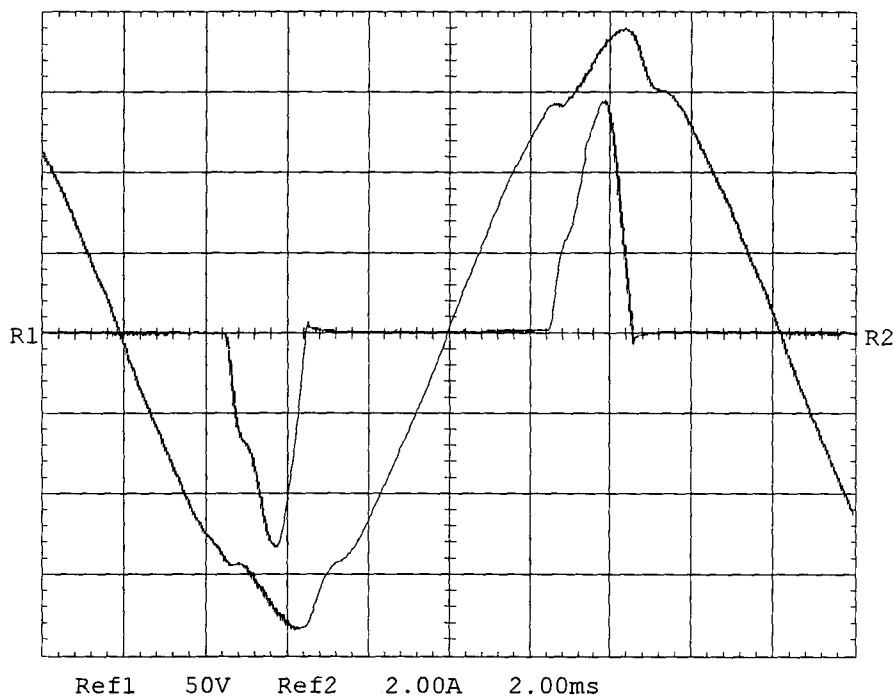


Fig. 5.51 Tensão V_{01} e corrente pelo indutor L_f .

As Figs. 5.53 e 5.54 apresentam as formas de onda da corrente pelo indutor L_1 tensão no capacitor C_1 , respectivamente. Um condição que limita a carga que pode ser conetada ao inversor é dada pelo valor máximo da corrente I_{L1} . Da Fig. 5.53 pode-se observar que a corrente aproxima-se dos

25 A, mesmo para uma carga relativamente pequena, de aproximadamente 150 W.

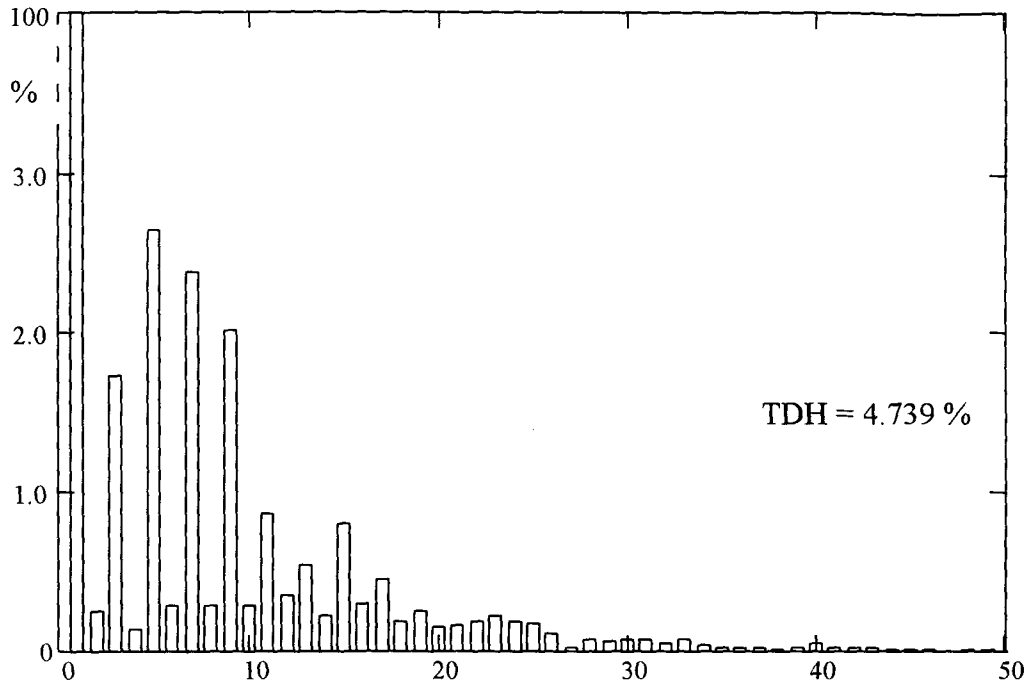
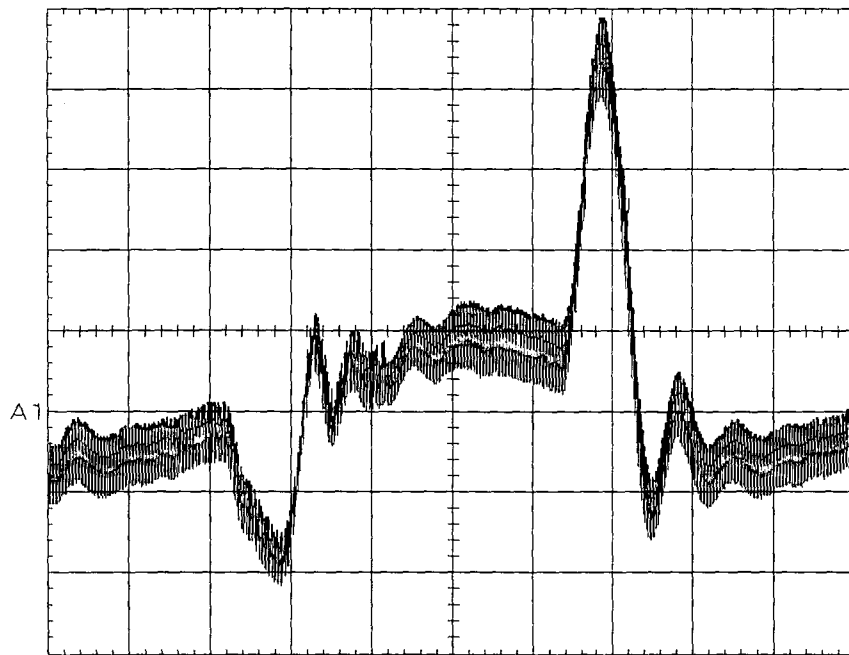


Fig. 5.52 Análise harmônica da tensão de saída V_{01} , com inversor operando com carga não-linear.



A1 5.00A 2.00ms
Fig. 5.53 Corrente no indutor L_1 .

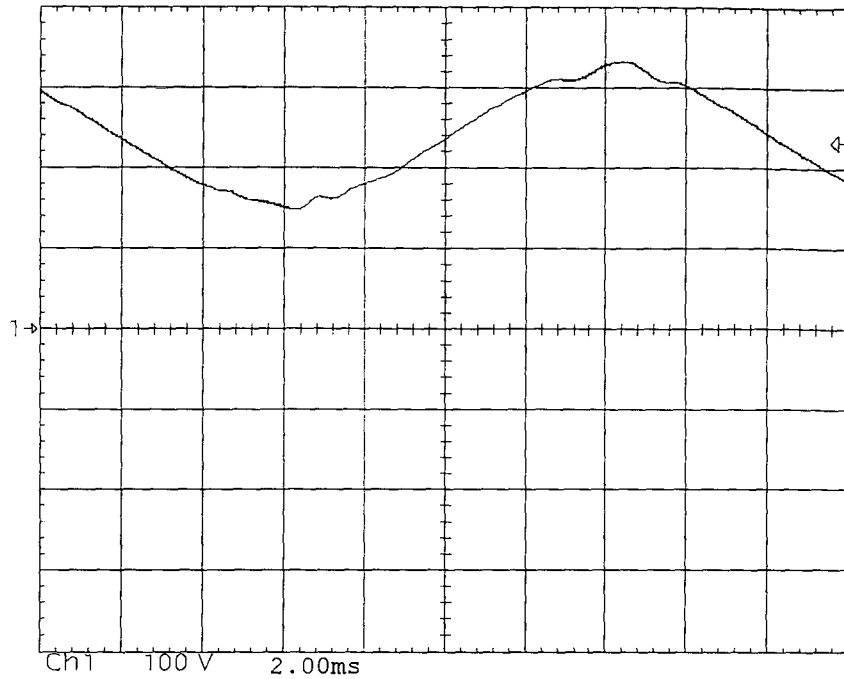


Fig. 5.54 Tensão no capacitor C_1 .

Na Fig. 5.55 é mostrada a corrente e tensão na carga não linear, do tipo retificador. A tensão média na carga é de 165 V e a corrente média é de 0.9 A. Estas formas de onda estão de acordo com as obtidas por simulação, o que comprova a operação do conversor para carga não-linear.

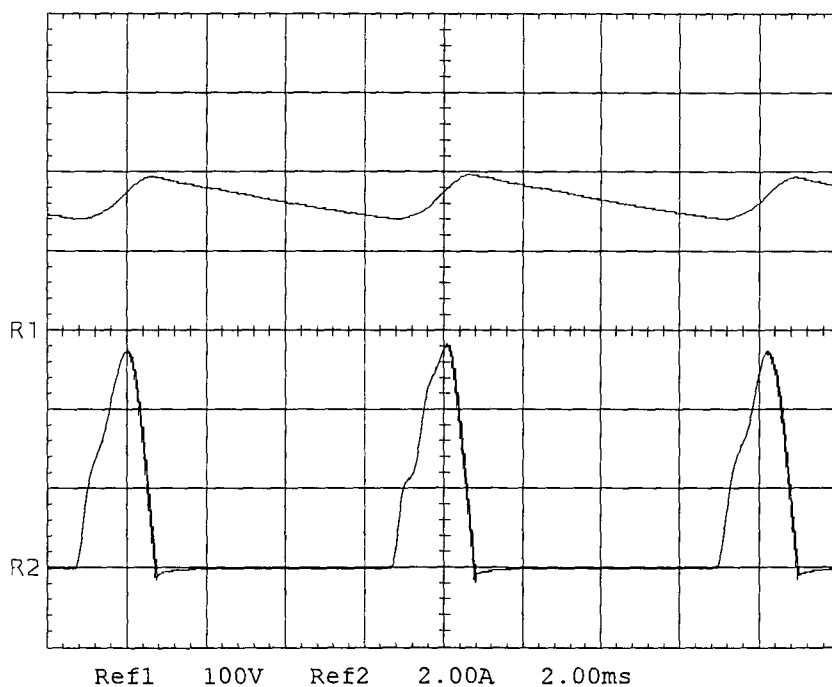


Fig. 5.55 Tensão e corrente na carga não-linear.

5.10 Conclusões

Este capítulo apresentou o inversor boost controlado por modos deslizantes. Com este tipo de controle o inversor boost alcançou estabilidade, robustez e um bom comportamento estático frente a variações dos parâmetros da carga. O controlador tem uma rápida resposta dinâmica, quase instantâneo. Estas características foram obtidas com uma simples implementação do controle, sem a necessidade de usar circuitos multiplicadores ou outros tipos de circuitos especiais.

Neste caso, o inversor boost opera com frequência variável; a frequência de comutação varia de acordo com o ponto de operação.

Demonstrou-se que o conversor pode gerar uma tensão de saída senoidal maior do que a tensão CC de entrada, com uma distorção harmônica total menor que 2% para o caso de cargas resistivas ou indutivas e menor que 5% quando a carga é não-linear, do tipo retificador.

O desempenho foi verificado experimentalmente para um protótipo de 500 W. Os resultados experimentais e de simulação validam a proposta da estratégia de controle e a função superfície de deslizamento.

Capítulo 6

Uma Família de Conversores CC - CA Trifásicos.

Neste capítulo é apresentada uma nova família de conversores CC - CA trifásicos, com o mesmo princípio de funcionamento que a família de inversores monofásicos mostrados no capítulo 2. Em seguida efetua-se um estudo do inversor derivado do conversor CC - CC boost com a técnica de controle por modos deslizantes. Também são apresentados uma modelagem, e os resultados obtidos por simulação.

6.1 Introdução.

O conversor CC - CA trifásico alimentado em tensão, apresentado na Fig. 6.1, referido neste trabalho como inversor buck trifásico, é o inversor comutado trifásico mais empregado. Ele tem sua principal área de ação em acionamento elétrico ou controle de velocidade de motores. Também pode ser empregado em sistemas de fontes ininterruptas de energia ou No-break trifásicos.

A principal característica deste conversor é a tensão CA instantânea entre fases sempre menor do que a tensão CC de entrada, necessitando de um estágio adicional entre a fonte CC e o inversor para se obter uma tensão de saída mais elevada.

Neste capítulo é proposta uma família de inversores trifásicos, onde a tensão de saída entre fases pode ser maior ou menor que a tensão CC de entrada, somente dependendo da razão cíclica, como uma extensão da família de inversores monofásicos apresentada no capítulo 2. Além disso, é proposto

um controlador por modos deslizantes para o inversor boost trifásico. Detalhes sobre princípio de operação, análise e resultados por simulação são apresentados nas seções seguintes.

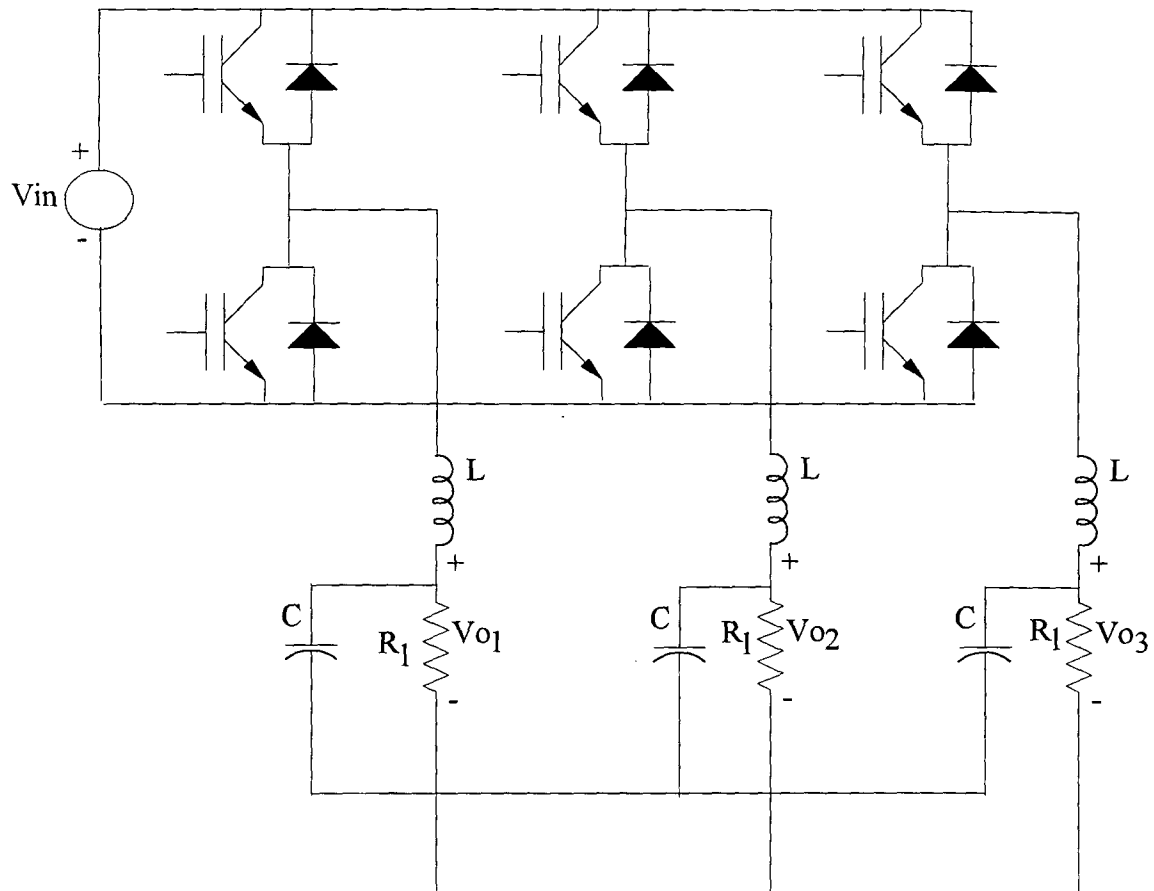


Fig. 6.1 Inversor trifásico alimentado em tensão.

6.2 Princípio de operação.

A configuração para obter inversão trifásica é mostrada na Fig. 6.2. Esta família de inversores utiliza três conversores CC - CC. Cada conversor produz uma tensão de saída senoidal com uma componente contínua, unipolar. A carga é conectada em forma diferencial entre as fases, em estrela ou delta, sem componente contínua na carga. Para formar o sistema trifásico, a modulação em cada conversor encontra-se defasada de 120 graus em relação aos outros conversores.

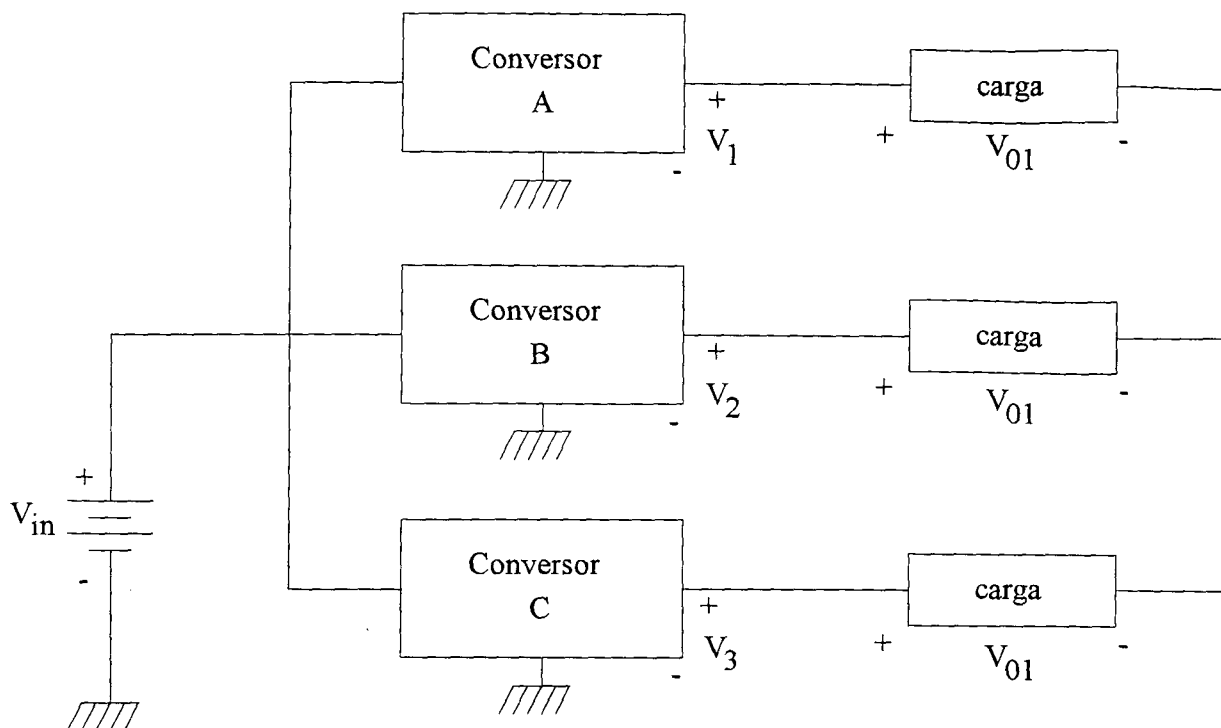


Fig. 6.2 Configuração básica para obter inversão trifásica.

6.3 Família de conversores CC - CA trifásicos proposta.

Na literatura, a idéia exposta no item anterior, aparece aplicada apenas ao inversor buck trifásico. Este conceito pode ser utilizado para gerar toda uma família de inversores trifásicos, com os restantes conversores CC - CC fundamentais: boost, buck/boost, Ćuk, sepic e zeta. Estes membros da família são apresentados na Fig. 6.3.

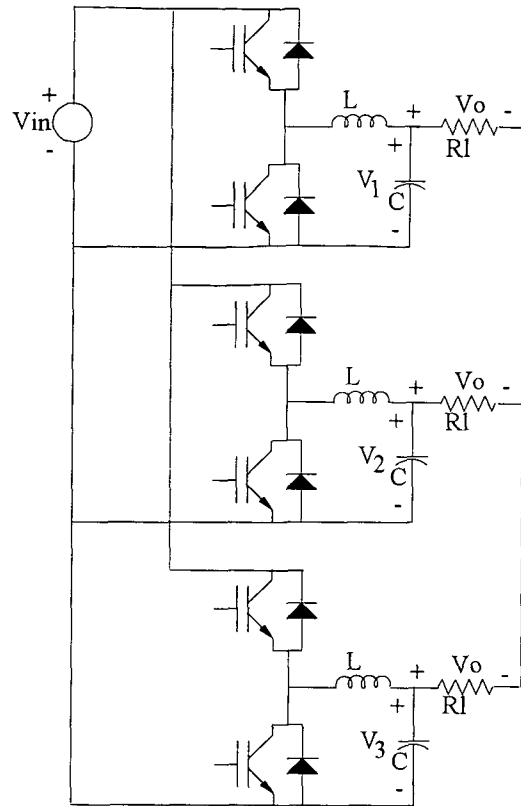


Fig. 6.3.a Inversor buck trifásico.

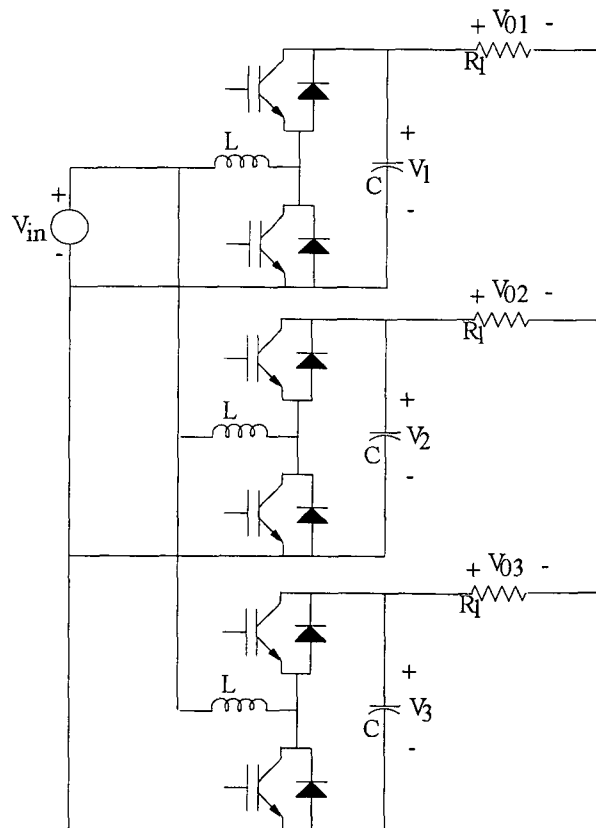


Fig. 6.3.b Inversor boost trifásico.

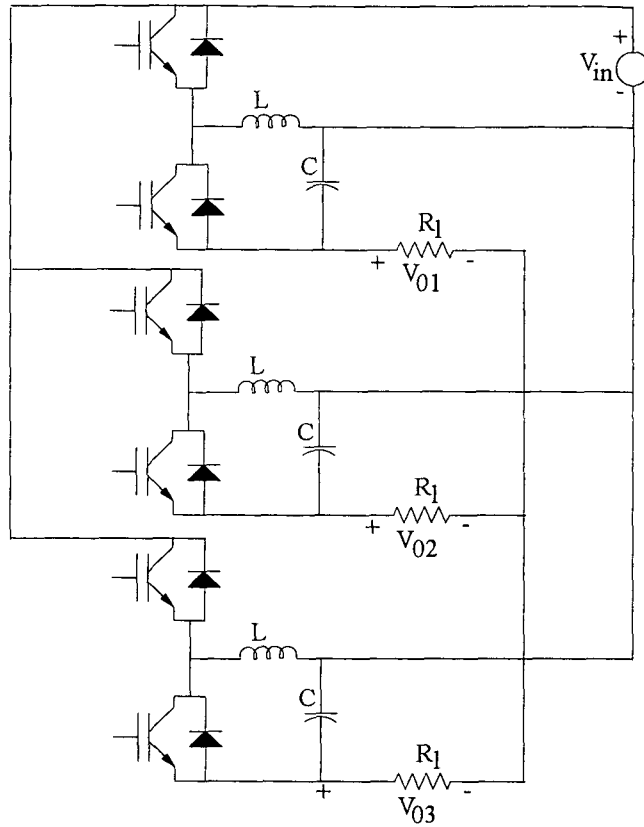


Fig. 6.3.c Inversor buck-boost trifásico.

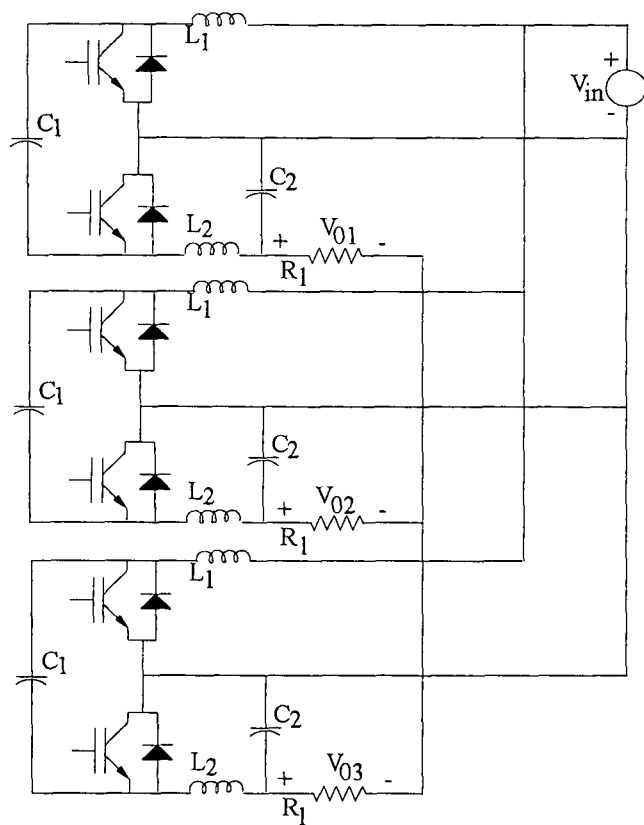


Fig. 6.3.d Inversor Ćuk trifásico.

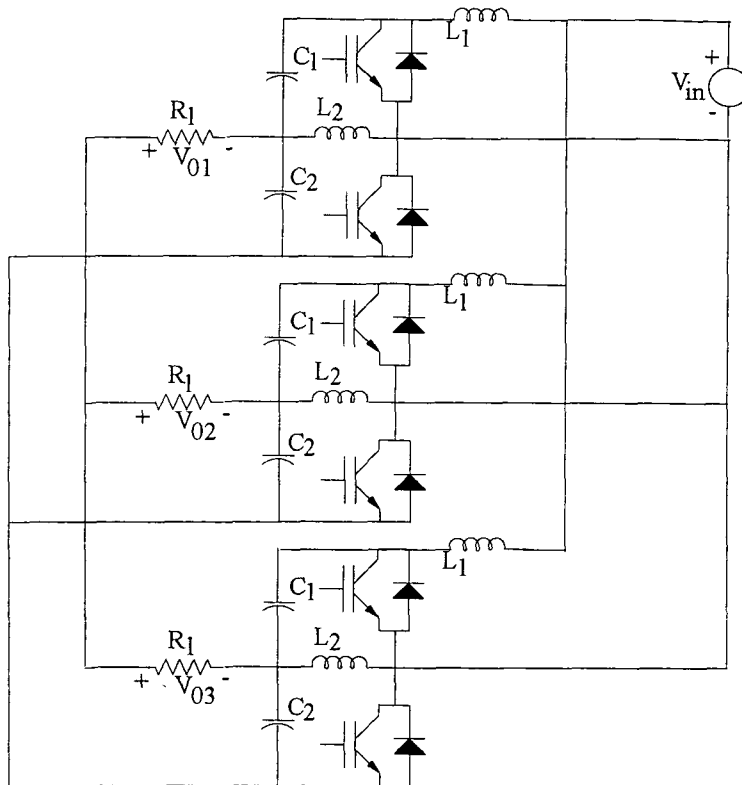


Fig. 6.3.e Inversor sepic trifásico.

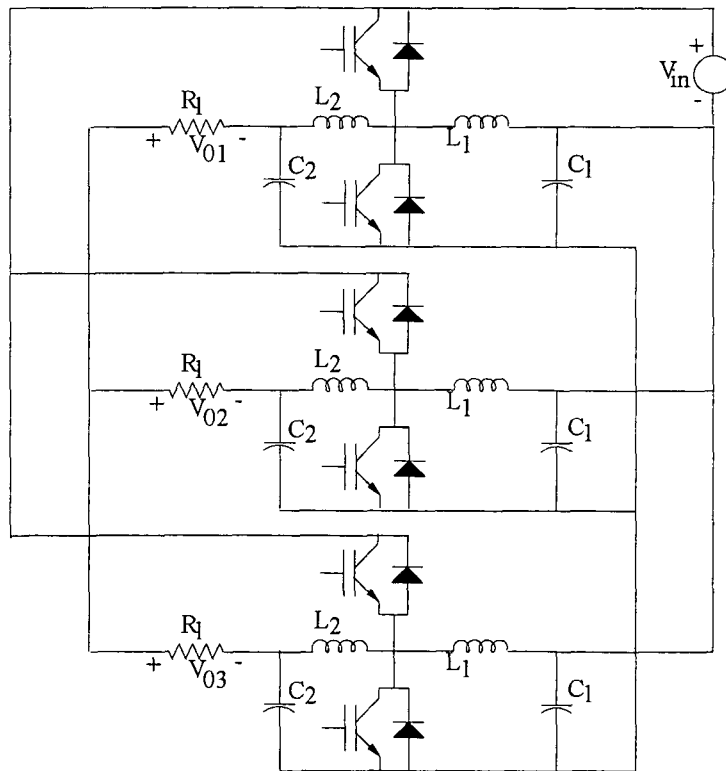


Fig. 6.3.f Inversor zeta trifásico.

6.4 O inversor boost trifásico controlado por modos deslizantes.

A mesma filosofia de controle proposta no capítulo 5, pode ser utilizada para controlar o inversor boost trifásico. Cada conversor CC - CC boost individual será acionado por um controlador por modos deslizantes, para que as tensões de saída V_1 , V_2 e V_3 sigam uma referência senoidal da maneira mais fiel possível. Na Fig. 6.4 é apresentado o circuito equivalente monofásico para o inversor boost.

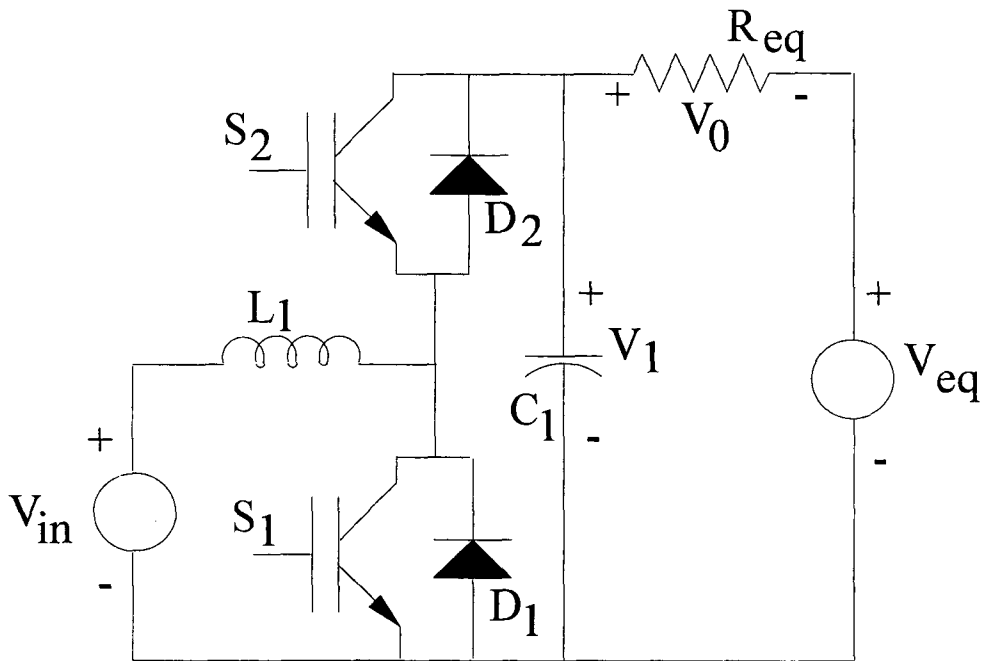


Fig. 6.4 Circuito equivalente para o inversor boost trifásico.

Como se pode observar da Fig. 6.4, o circuito equivalente é similar ao obtido na seção 5.3. Para o caso de uma carga balanceada conectada em estrela a resistência e a tensão equivalente podem ser obtidas por:

$$R_{eq} = \frac{3}{2} R_L \tag{6.1}$$

$$V_{eq} = \frac{V_2 + V_3}{2} \tag{6.2}$$

Onde R_1 é o valor de uma das resistências da carga trifásica, e V_2 e V_3 são as tensões geradas pelos outros conversores.

Modelando desta forma o inversor trifásico, pode-se aplicar um procedimento similar ao apresentado na seção 5.6 para a seleção dos parâmetros do controle e projeto do estágio de potência.

6.5 Resultados por simulação

Com a finalidade de comprovar os princípios de funcionamento e a eficiência da estratégia de controle por modos deslizantes, foram efetuadas uma série de simulações. Neste estudo por simulação foram assumidos interruptores ideais, capacitores de saída ideais, tensão de alimentação sem ondulação e indutores com uma resistência interna R_a .

O inversor boost trifásico controlado por modos deslizantes foi simulado com os seguintes parâmetros:

$$V_{in} = 100 \text{ V}$$

$$\text{Tensão entre fases, exemplo } (V_1 - V_2) = 170\text{Sen}(377t)$$

$$f_{s\max} = 30 \text{ kHz}$$

$$\Delta I_{L\max} = 20\% I_{L\max}$$

Os parâmetros calculados para o estágio de potência e o controle foram os seguintes:

$$L_1 = L_2 = L_3 = 800 \text{ } \mu\text{H}$$

$$C_1 = C_2 = C_3 = 40 \text{ } \mu\text{F}$$

$$K_1 = 0.100$$

$$K_2 = 0.015$$

$$\delta = 0.3$$

6.5.1 Simulação com carga resistiva e tensão de entrada constante.

O inversor boost trifásico mostrado na Fig. 6.5 foi simulado para uma carga resistiva $R_L = 16 \Omega$.

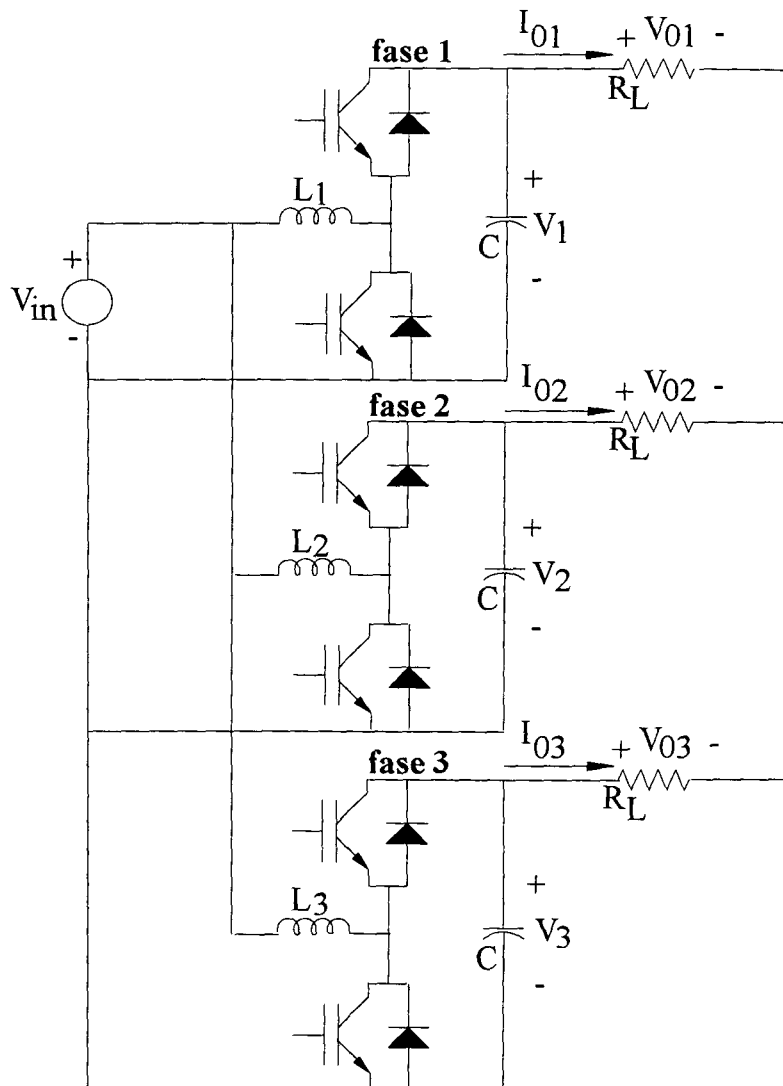


Fig. 6.5 Inversor boost trifásico, carga resistiva.

A Fig. 6.6 mostra as tensões entre fases. A tensão CA instantânea é de 162 V, de modo que o valor eficaz é igual a 115 V. Estas tensões apresentam uma ondulação na tensão de aproximadamente 10 V.

Na Fig. 6.7 é mostrada a tensão e corrente na carga, V_{01} e I_{01} . A Fig. 6.8 mostra a análise harmônica da tensão V_{01} . A taxa de distorção harmônica (TDH) é igual a 1.49%, para as primeiras nove harmônicas.

A Fig. 6.9 mostra a tensão nos capacitores. Estas tensões variam entre 140 V e 330 V e a máxima ondulação de tensão é de 10 V.

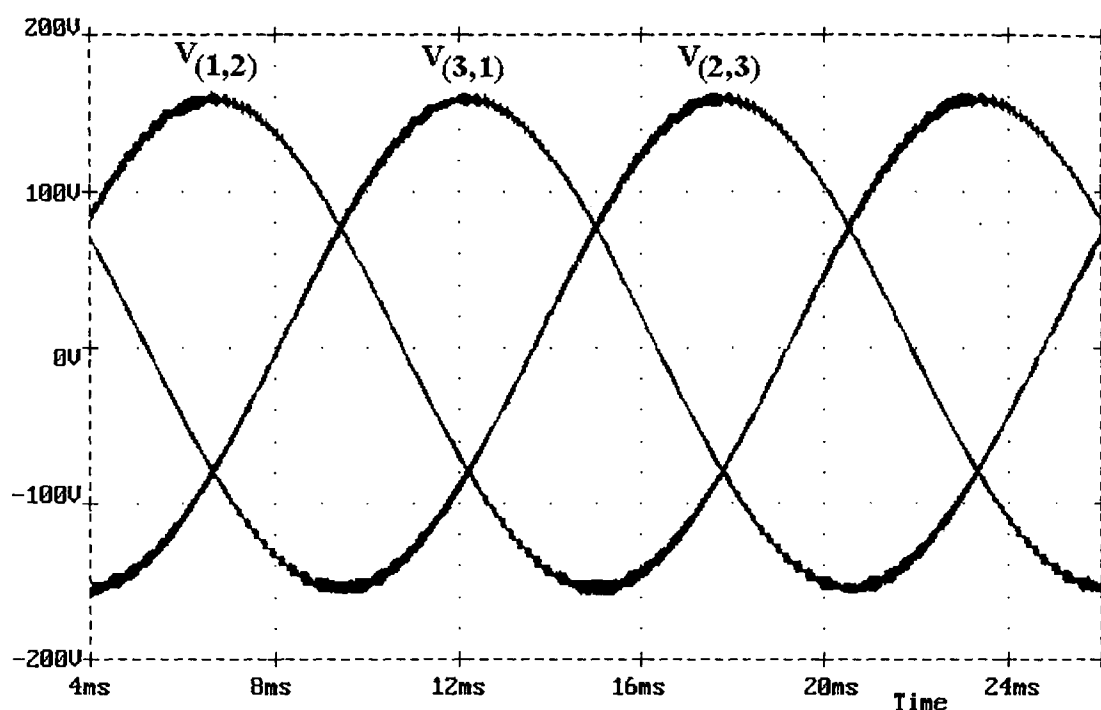


Fig. 6.6 Tensões entre fases, carga resistiva.

Na Fig. 6.10 são mostradas as correntes nos indutores. Os valores máximos da corrente e ondulação no indutor são de 21 A e 4 A respectivamente, e ocorre quando a tensão na fase é máxima.

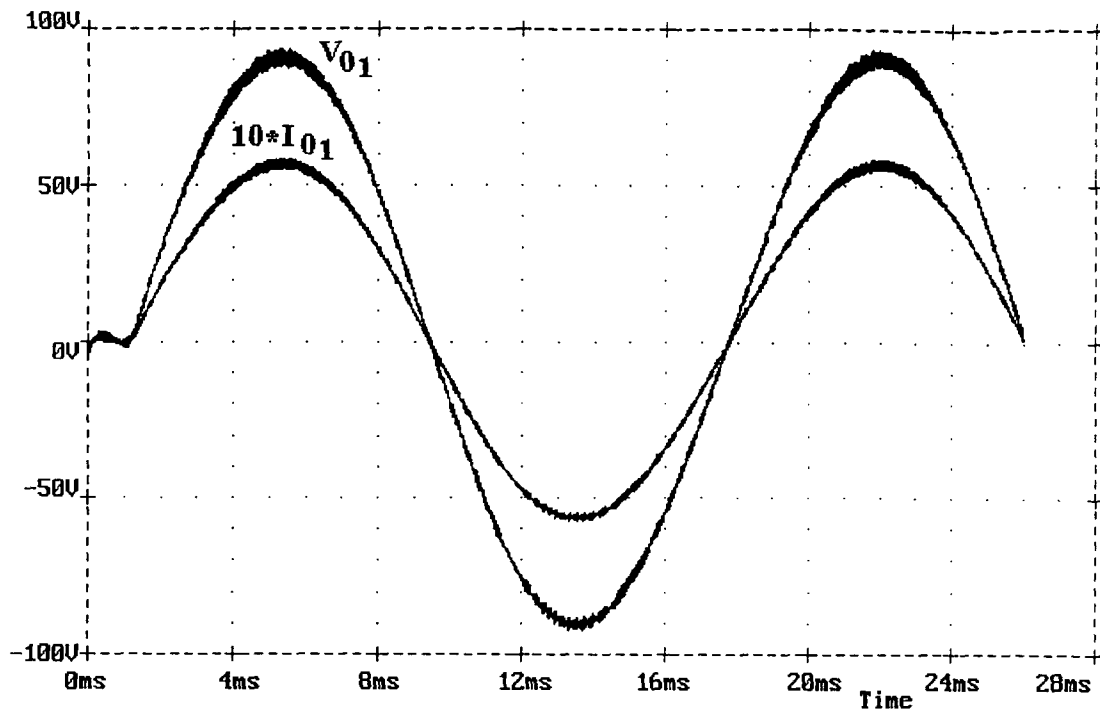


Fig. 6.7 Tensão e corrente na carga.

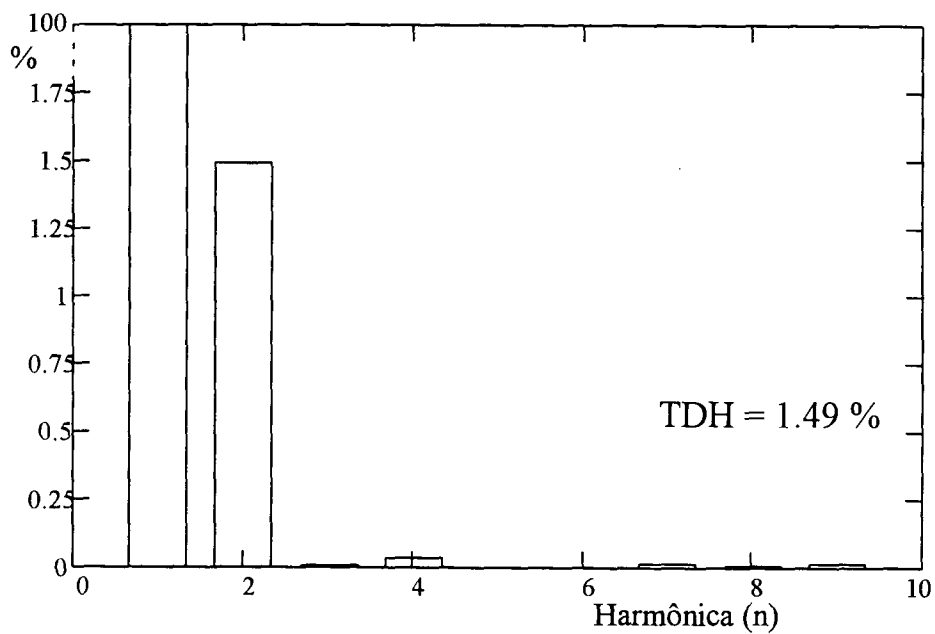


Fig. 6.8 Análise harmônica da tensão de saída, V_{01} .

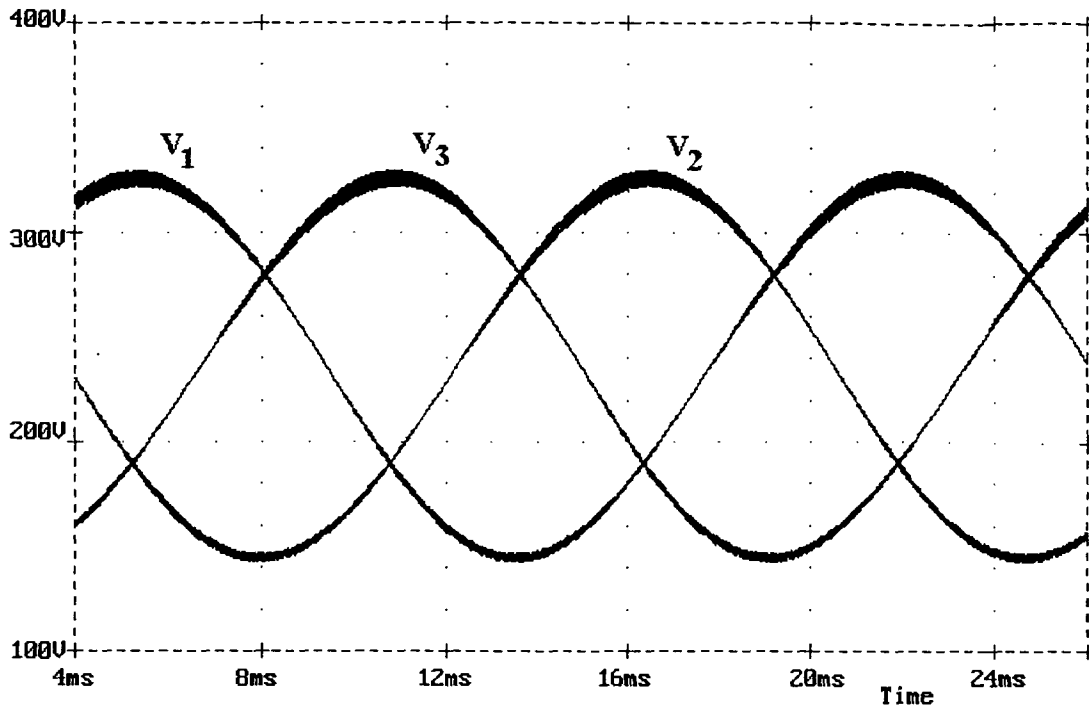


Fig. 6.9 Tensões nos capacitores, carga resistiva.

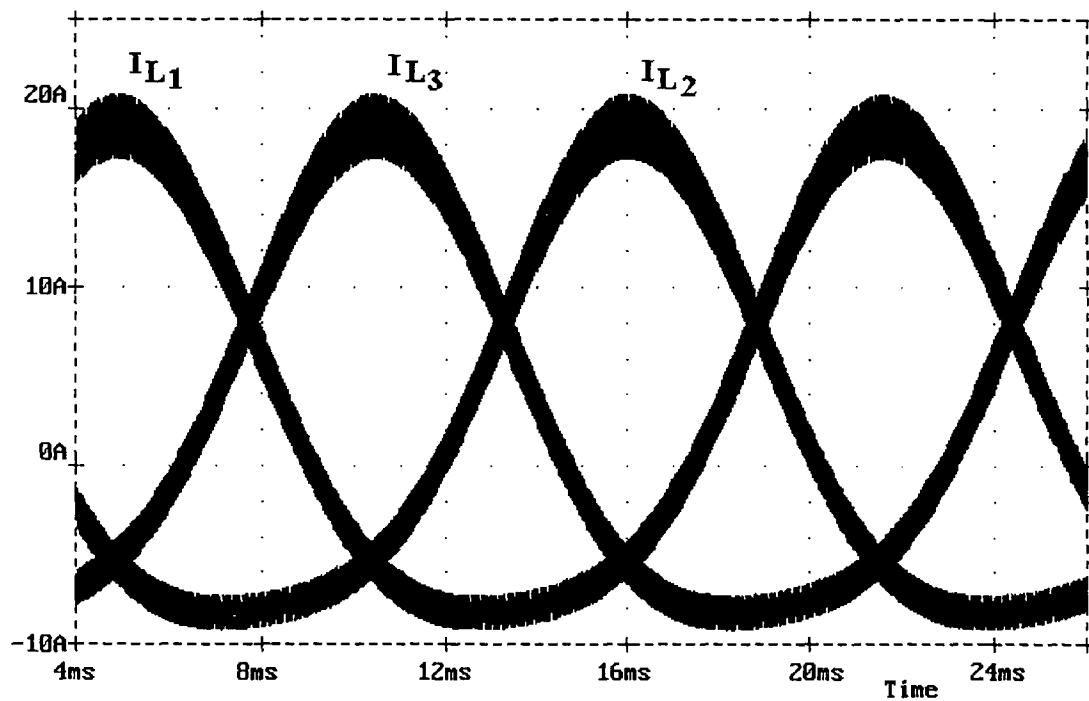


Fig. 6.10 Corrente nos indutores, carga resistiva.

6.5.2 Simulação carga resistiva e perturbação na tensão de entrada.

Nesta simulação estuda-se o efeito de uma perturbação na tensão de entrada. A perturbação é um degrau de +15% da tensão de entrada inicial. A tensão de entrada é perturbada em $t = 16.6$ ms.

Na Fig. 6.11 é mostrada a forma de onda das tensões entre fases, quando perturbada a tensão de entrada. Observa-se que a tensão máxima e a ondulação na tensão permanecem constantes, afetada a fase em que sua tensão era máxima, porém em um curto período de tempo ajustou-se a sua referência senoidal. Verifica-se desta forma o bom comportamento do controle por modos deslizantes, para o inversor boost trifásico.

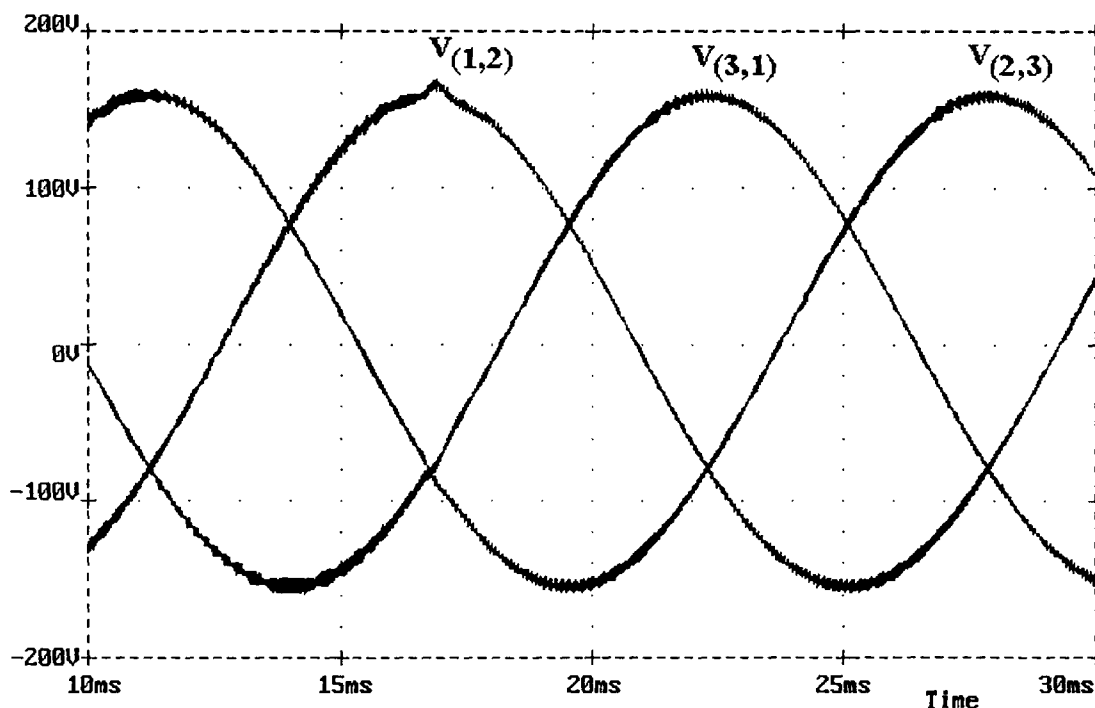


Fig. 6.11 Tensões entre fase, perturbação em V_{in} .

A Fig. 6.12 apresenta a tensão e corrente de carga, na fase mais afetada. Devido à ação do controlador, nota-se que o efeito sobre a carga, de uma perturbação na tensão de entrada, é muito pequeno,. A distorção harmônica total nesta situação foi de 1.21%, como pode-se observar da análise harmônica apresentada na Fig. 6.13.

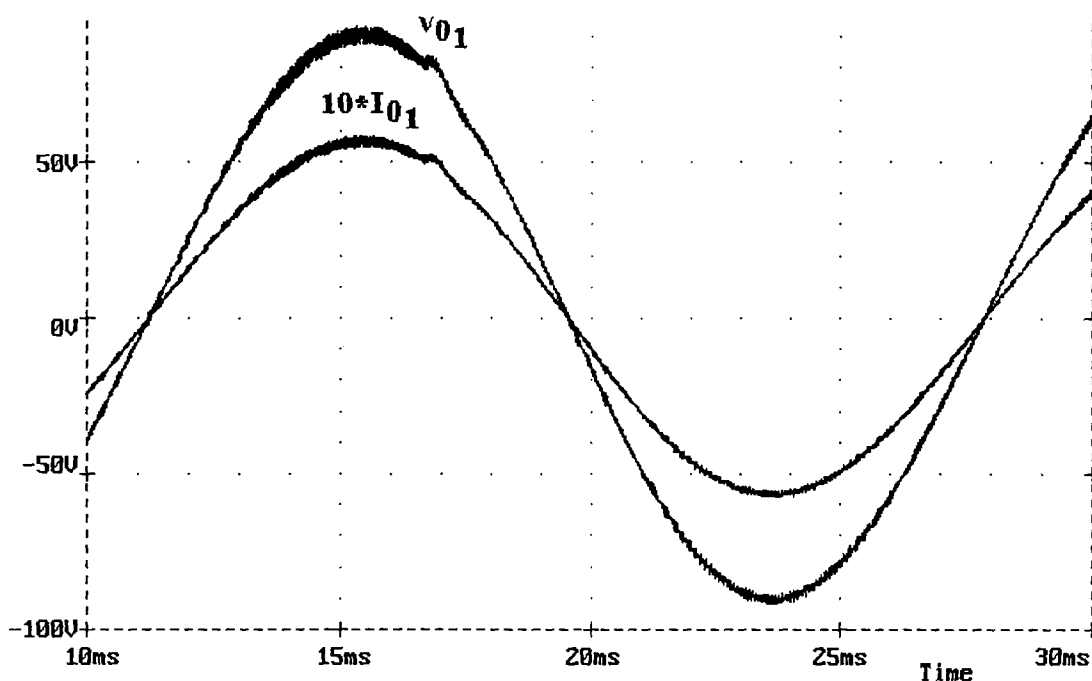


Fig. 6.12 Tensão e corrente na carga, perturbação em V_{in} .

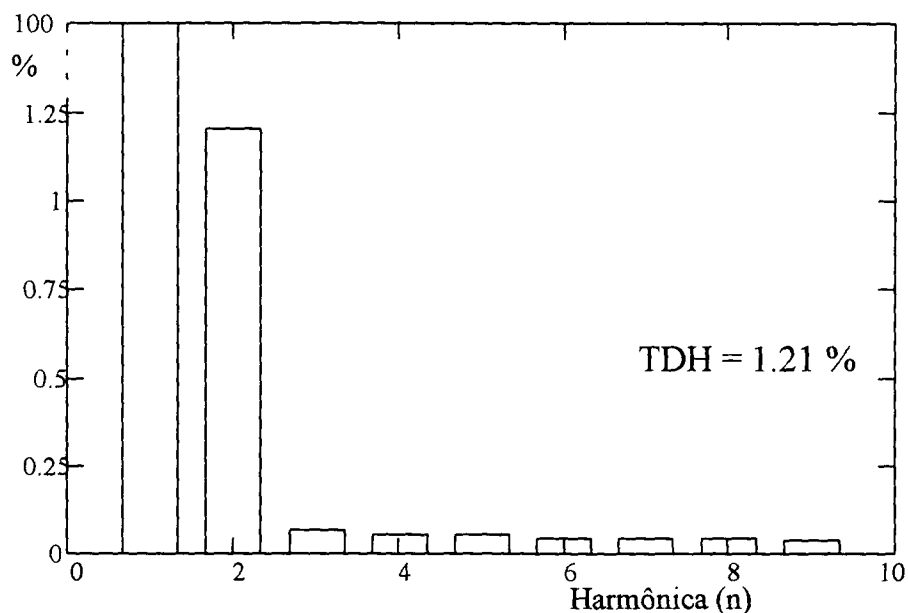


Fig. 6.13 Análise harmônica da tensão de saída, V_{01} .

A Fig. 6.14 mostra as tensões nos capacitores. Em geral permanecem idênticas ao caso sem perturbação na tensão de entrada, quanto ao valor máximo e ondulação de tensão.

Na Fig. 6.15 são apresentadas as correntes nos indutores. Verifica-se de forma apreciável o efeito da perturbação na tensão de entrada. A corrente máxima muda de 21 A para 18 A, sem oscilação e de uma forma rápida. Também é devido a esta diminuição na corrente que se produz uma pequena diminuição na distorção harmônica total, quando comparada com o caso sem perturbação.

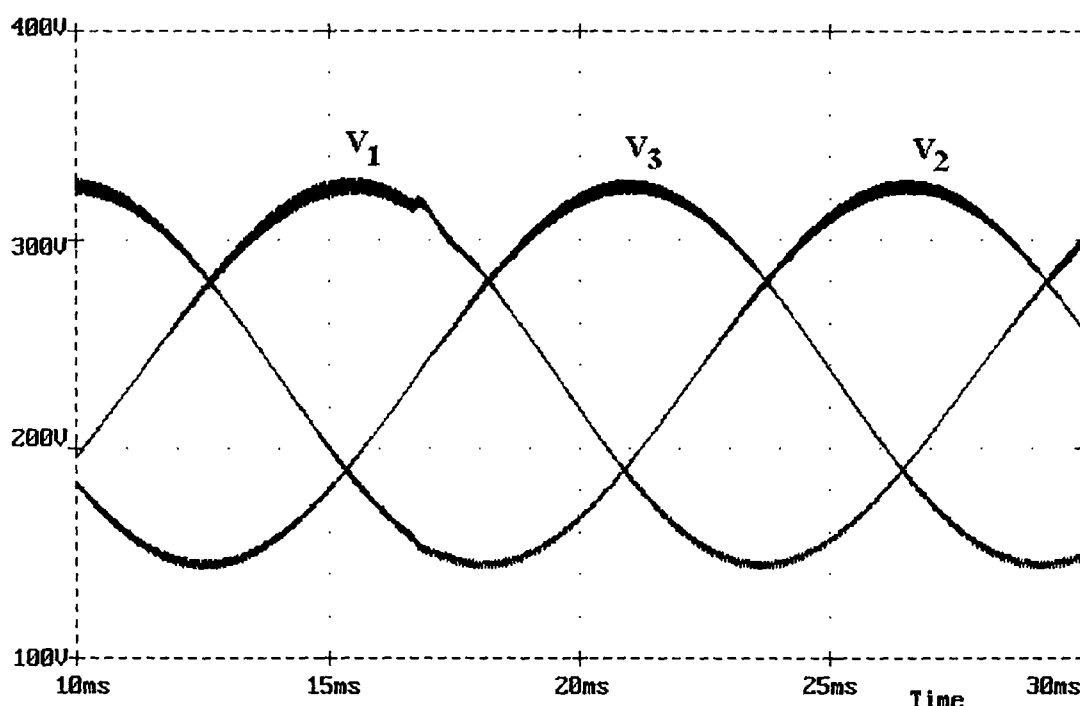


Fig. 6.14 Tensões nos capacitores.

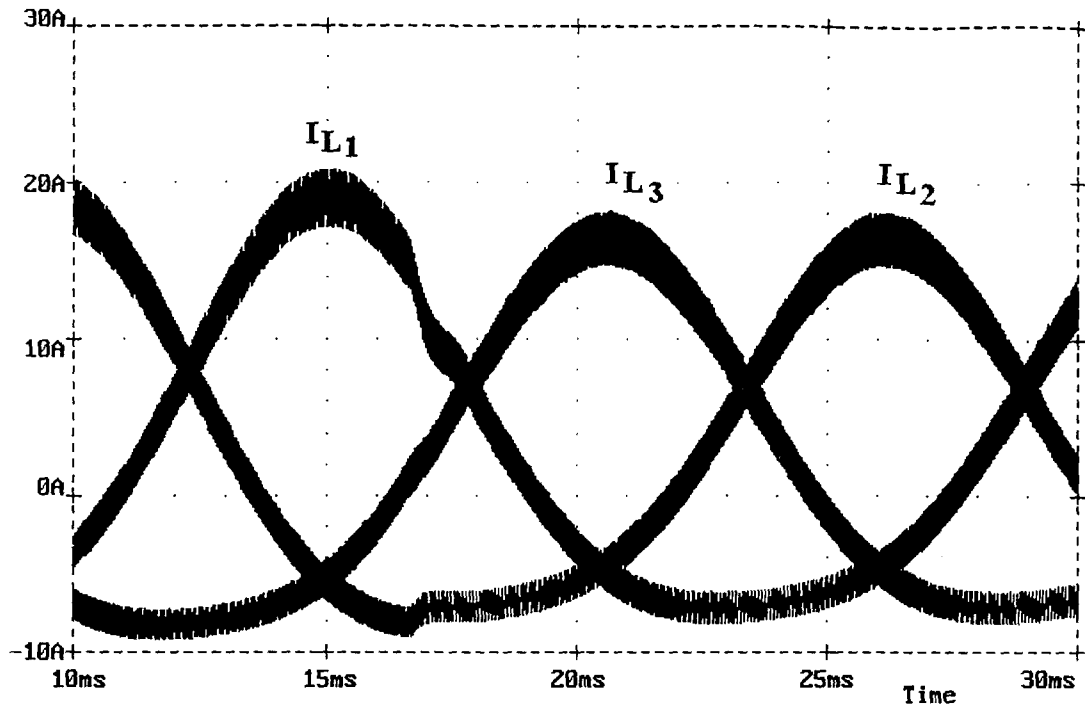


Fig. 6.15 Correntes nos indutores.

6.5.3 Simulação com carga indutiva e tensão de entrada constante.

Esta simulação foi feita para observar o efeito de uma carga indutiva sobre o inversor boost trifásico, empregando o controle por modos deslizantes.

O inversor boost trifásico foi simulado para uma carga indutiva com $R_L = 20 \Omega$ e $L_L = 42.8 \text{ mH}$, ou $\cos\phi = 0.8$

A Fig. 6.16 mostra as tensões entre fases. Na Fig. 6.17 são mostradas a tensão e corrente na carga, do tipo indutiva. A distorção harmônica total neste caso foi de 0.82%, como se observa da análise harmônica apresentada na Fig. 6.18.

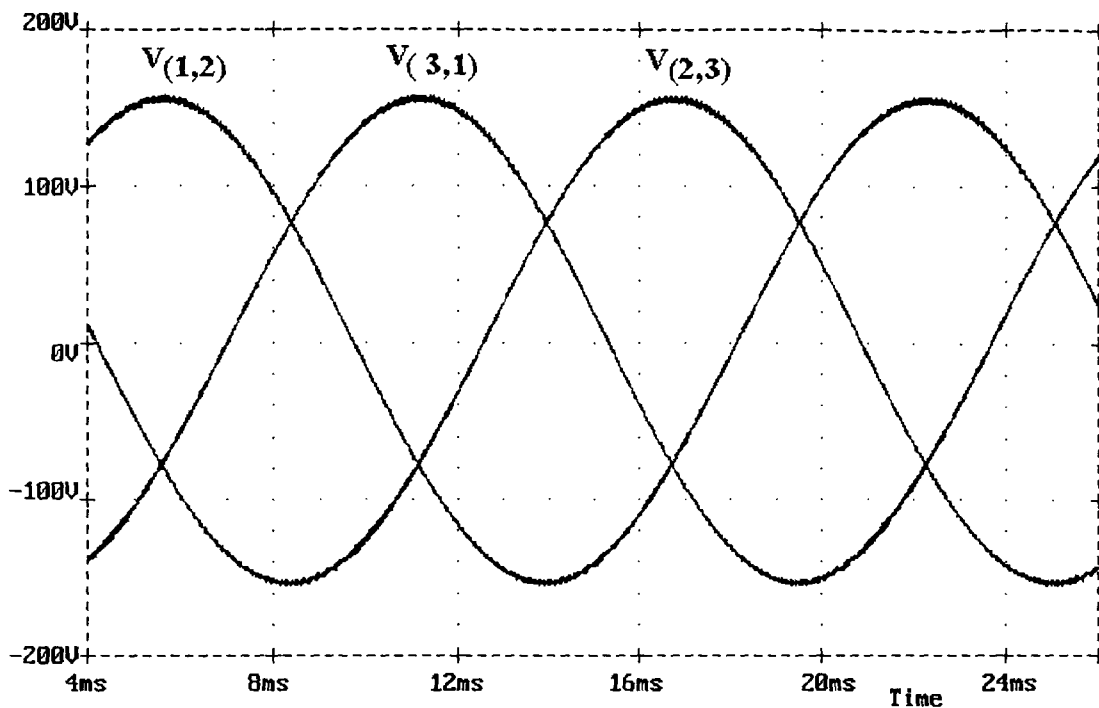


Fig. 6.16 Tensões entre fases, carga indutiva.

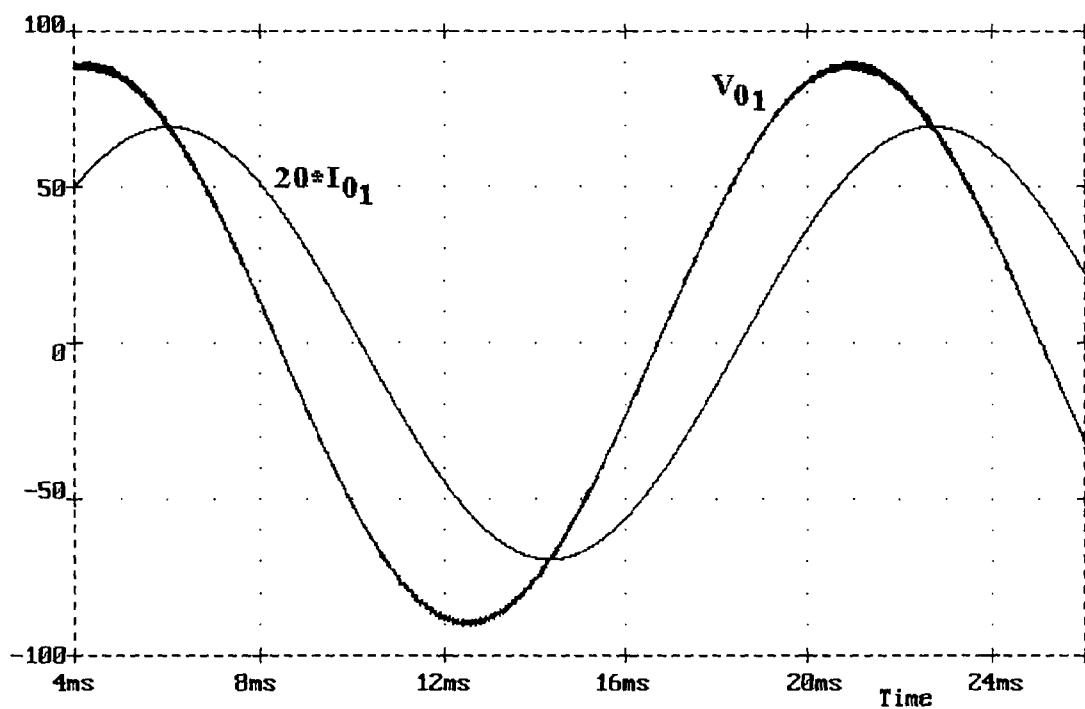


Fig. 6.17 Tensão e corrente na carga.

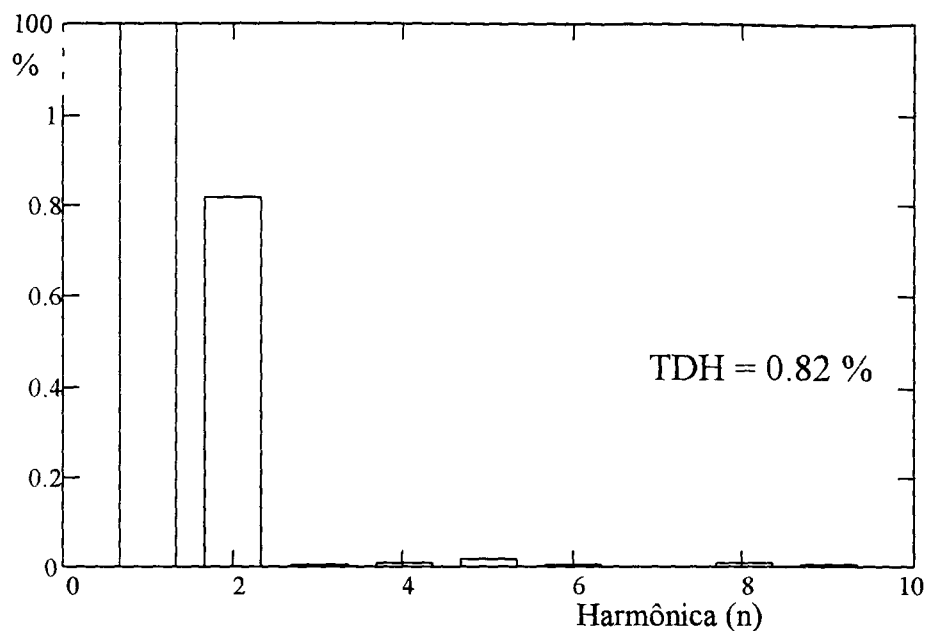


Fig. 6.18 Análise harmônica da tensão de saída V_{01} .

Na Fig. 6.19 são apresentadas as tensões nos capacitores e a Fig. 6.20 mostra as correntes nos indutores. Verifica-se que as formas de onda nas variáveis de estado são similares ao caso obtido com carga resistiva.

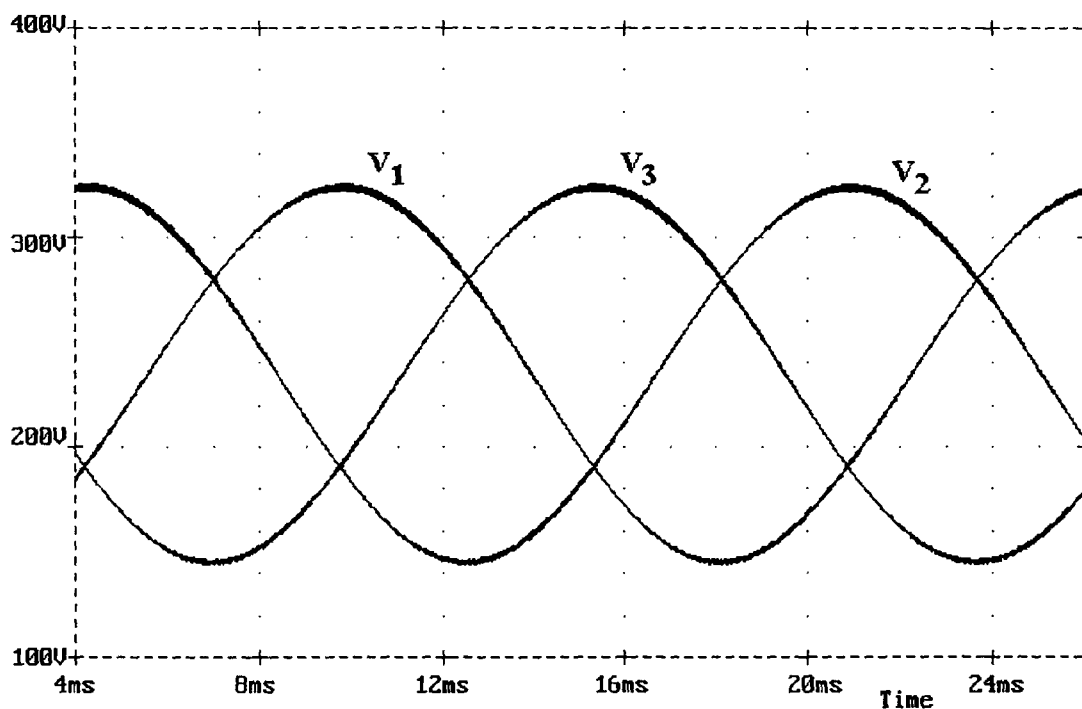


Fig. 6.19 Tensões nos capacitores.

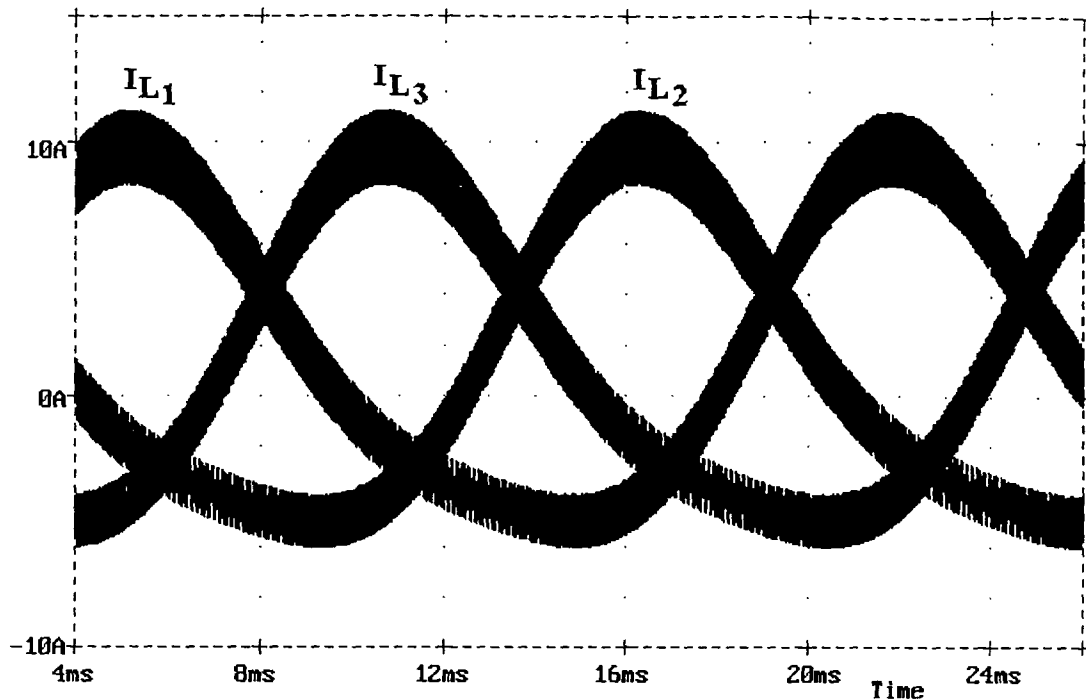


Fig. 6.20 Correntes nos indutores.

Conclui-se que o comportamento com carga resistiva e carga indutiva são similares. Também é possível afirmar que a estratégia de controle é válida para controlar o inversor boost trifásico.

6.6 Conclusões

Neste capítulo foi proposta uma nova família de inversores trifásicos, derivados dos conversores CC - CC fundamentais: buck, boost, buck/boost, Ćuk, sepic e zeta.

A operação do inversor boost trifásico foi estudada com a estratégia de controle por modos deslizantes; observando-se um bom comportamento dinâmico frente a variações na tensão de entrada e dos parâmetros da carga. Neste caso, o inversor opera com frequência variável. A frequência de

operação varia de acordo com o ponto de operação, porém foi projetada uma frequência máxima de 30 kHz.

Demonstrou-se que o inversor boost trifásico pode gerar tensões de saída senoidais maiores do que a tensão CC de entrada, com uma distorção harmônica baixa, seja com carga resistiva ou indutiva.

O comportamento do conversor, assim como a validação da estratégia de controle adotada, foi verificado por simulação.

Capítulo 7

Conclusões Gerais.

Uma família de inversores monofásicos e sua versão trifásica foi proposta neste trabalho, baseada no uso de conversores CC - CC fundamentais: buck, boost, buck/boost, Cuk, sepic e zeta.

O inversor boost foi escolhido para um estudo da viabilidade desta família de inversores. Demonstrou-se em primeiro lugar, na sua versão com modulação por largura de pulso PWM, que ele pode gerar uma tensão CA na saída maior ou menor do que a tensão CC de entrada, dependendo somente do valor instantâneo da razão cíclica. Esta propriedade não se encontra num inversor de tensão clássico, onde a tensão CA instantânea de saída produzida é sempre menor do que a tensão CC de entrada. Outro aspecto muito importante que apresenta o inversor boost é que ele exige da fonte de entrada corrente de baixa frequência. A frequência desta corrente é igual à frequência da tensão de saída empregada. No caso do inversor alimentado em tensão, ele faz circular corrente pulsante na fonte de entrada.

De acordo ao anteriormente exposto, o inversor boost é recomendado principalmente no projeto de fontes ininterruptas de energia UPS, quando tensão AC maior do que a tensão CC de entrada é necessária, sem a presença de um segundo estágio de processamento de energia. Aumentando desta forma a confiabilidade, eficiência e reduzido o volume, peso e custo.

Apesar das vantagens acima mencionadas, este conversor apresenta uma característica transferência controle - saída não linear. Variações na razão cíclica colocam ao inversor boost no limite da estabilidade. Como foi demonstrado neste trabalho, o problema da estabilidade do inversor boost PWM se deve ao fato de que a localização dos zeros na função de transferência do sistema a malha aberta é no semiplano direito do plano complexo, típico em configurações com o conversor boost trabalhando no modo de condução contínuo. Esta última consideração é complexa de compensar, e com um controle clássico modo tensão leva a empregar compensadores de resposta dinâmica lenta.

Nos inversores é muito importante que a tensão fornecida à carga seja de alta qualidade ou com um conteúdo harmônico baixo. Com a finalidade de melhorar a forma de onda da tensão na carga do inversor boost PWM foram estudadas outras alternativas de controle.

Demonstrou-se que uma estratégia de controle direto ou controle feedforward é uma estratégia interessante e viável para sua implementação sobre o inversor boost PWM. Com o controle feedforward foi possível eliminar a dependência da tensão de saída com variações na tensão de entrada e diminuir em 50% a distorção harmônica total, quando comparada com uma modulação PWM convencional. Isto foi obtido devido a uma estratégia de linearização agregada ao controle feedforward convencional.

Outra estratégia de controle proposta, nesta tese, foi um controle por modos deslizantes; com esta técnica obtiveram-se os melhores resultados. Uma distorção

harmônica total menor que 2% para o caso de cargas lineares, resistiva e indutiva; e menor que 5% quando a carga é não linear, do tipo retificador com filtro.

Demonstrou-se que o inversor boost controlado por modos deslizantes apresenta estabilidade, robustez e um bom comportamento estático frente a variações dos parâmetros da carga. Esta técnica de controle também apresenta uma resposta dinâmica rápida, e é devido a que o controle por modos deslizantes é considerado um controle quase instantâneo.

Apesar que o inversor boost, controlado por modos deslizantes, apresentou as vantagens mencionadas anteriormente, esta técnica de controle mostra alguns inconvenientes: devido a que sua natureza é um controle por histerese, a frequência de comutação é variável e dependente do ponto de operação; e a seleção dos parâmetros do controlador pode ser complexa.

Por último, foi possível verificar a viabilidade de operação de um inversor boost trifásico, com a estratégia de controle por modos deslizantes. Este demonstrou um bom comportamento dinâmico em relação a variações na tensão de entrada e dos parâmetros da carga, o que demonstra sua possibilidade de implementação prática.

Referências Bibliográficas

[1] Chin-Yuan Hsu "Stability Analysis of a Switched Mode Inverter Using Cuk Converter" Proc. of conference PESC 1994, pp 785, 795.

[2] R. Cáceres and Ivo Barbi, "A Boost DC - AC Converter: Operation, Analysis, Control and Experimentation", Proc. IECON 1995.

[3] R. Cáceres and Ivo Barbi, "A Boost DC - AC Converter: Design, Simulation and Implementation", Proc. COBEP 1995.

[4] G. Ioannidis, E. Xanthoulis, S.N. Manias, "A Novel Uninterruptible Power Supply System with Sinusoidal Input - Output Characteristics and Simplified Control Circuit". Proc. EPE - 1995, pp 2351 - 2356.

[5] M. Andersen, B. Alvsten, "200 W Low Cost Module Integrated Utility Interface for Modular Photovoltaic Energy System" Proc. IECON - 1995, pp 572 - 577.

[6] V. Herrmann, H.G. Langer, and H. VAN der Broeck, "Low Cost DC to AC Converter for Photovoltaic Power Conversion in Residential Applications" Proc. PESC - 1993 pp 588 - 594.

[7] V. Vorpérian, "Simplified Analysis of PWM Converters Using The Model of The PWM Switch Part I: Continuous Conduction", Proc. VPEC seminar 1989, pp 1 - 9.

[8] K.H. Billings, "Switchmode Power Supply Handbook, McGraw - Hill, New York, 1989.

[9] Dixon, Lloyd H. Unitrode Switching Regulated Power Supply Design Seminar Manual, 1986.

[10] Benjamin C. Kuo Sistemas Automáticos de Control, Prentice Hall, Inc, Englewood Cliffs, N.Y. 1986.

[11] A. Kislovski, R. Redl e N. Sokal, Dynamic Analysis of Switching - Mode DC/DC Converters, Van Nostrand Reinhold, New York, 1991.

[12] R. Cáceres, Ivo Barbi, "Sliding Mode Controller For The Boost Inverter" Proc. CIEP - 1996, pp 247 - 252.

[13] H. Sira-Ramirez, "Sliding Mode Control of AC to AC Converters", Proc. Brazilian Congress of Automatic (CBA'88), pp 452 - 457.

[14] M. Rios-Bolivar and H. Sira-Ramirez "An Extended Linearization approach to Sliding Mode Control of DC to DC Power Supplies", Proc. COBEP 1991, pp 21 - 26.

[15] M. Carpita, P. Farina, S. Tenconi "A single phase, Sliding Mode Controlled Inverter with three levels output voltage for UPS or Power Conditioning Applications" Proc. EPE 1993, pp 272 - 277.

[16] L. Malesani, L. Rossetto, G. Spiazzi, P. Tenti "Performance Optimization of Cuk Converter by Sliding Mode Control", Proc. APEC 1992, pp 395 - 402.

[17] P. Mattavelli, L. Rossetto, G. Spiazzi "General Purpose Sliding Mode Controller for DC - DC converter Applications", Proc. PESC 1993, pp 609 - 615.

[18] H. Pinheiro, A.S. Martins, J.R. Pinheiro "Single phase Voltage Inverters controlled by Sliding Mode" (in Portuguese), Proc. CBA 1994, pp 1177 - 1182.

[19] R.A. DeCarlo, S. H. Zak, and G.P. Matthews "Variable Structure Control of Nonlinear Multivariable System: A Tutorial" Proceedings of the IEEE, march 1988.

[20] J.H. Hung, W. Gao and J.C. Hung "Variable Structure Control: A Survey" IEEE Transactions on Industrial Electronics, February 1993.

[21] V.I. Utkin "Variable Structure System with Sliding Modes" IEE Transaction on Automatic Control, April, 1977