UNIVERSIDADE FEDERAL DE UBERLÂNDIA
FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA

PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA
NUPEP - NÚCLEO DE PESQUISAS EM ELETRÔNICA
DE POTÊNCIA

LUCAS SAMPAIO GARCIA

ESTRATÉGIA DE CONTROLE APLICADA A UM INVERSOR FONTE DE CORRENTE DE ÚNICO ESTÁGIO COM TENSÃO DE SAÍDA SENOIDAL AMPLIFICADA

UFU - 2010

LUCAS SAMPAIO GARCIA[1]

ESTRATÉGIA DE CONTROLE APLICADA A UM INVERSOR FONTE DE CORRENTE DE ÚNICO ESTÁGIO COM TENSÃO DE SAÍDA SENOIDAL AMPLIFICADA

Dissertação de mestrado submetida à Universidade Federal de Uberlândia – Núcleo de Pesquisas em Eletrônica de Potência (NUPEP), perante a banca de examinadores abaixo, como parte dos requisitos necessários para obtenção do título de Mestre em Ciências

Dr. Luiz Carlos Gomes Freitas (UFU) - Orientador

Dr. Marcos A. A. de Freitas (CEFET-GO)

Dr. Luiz Carlos de Freitas (UFU)

Dr. Ernane A. A. Coelho (UFU)

Dr. João Batista V. Junior (UFU)

UBERLÂNDIA – 2010

[1] A Bolsa de Estudos, para esta pesquisa, foi concedida pela CAPES, Brasil.

ESTRATÉGIA DE CONTROLE APLICADA A UM INVERSOR FONTE DE CORRENTE DE ÚNICO ESTÁGIO COM TENSÃO DE SAÍDA SENOIDAL AMPLIFICADA

LUCAS SAMPAIO GARCIA

Dissertação de mestrado apresentada por **Lucas Sampaio Garcia** à Universidade Federal de Uberlândia – Núcleo de Pesquisas em Eletrônica de Potência (NUPEP) como parte dos requisitos necessários para **obtenção do título de Mestre em Ciências no domínio da Engenharia Elétrica**

Prof. Luiz Carlos Gomes Freitas, Dr. Orientador	Prof. Alexandre Cardoso, Dr. Coordenador da Pós-Graduação

À minha mãe Isabel, que sempre acreditou; a razão do meu esforço e perseverança.

AGRADECIMENTOS

Ao meu orientador, prof. Luiz Carlos Gomes Freitas, pela disposição, dedicação e profissionalismo empregados para a conclusão deste trabalho.

Ao meu professor, Luiz Carlos de Freitas, pelos conselhos, ensinamentos e experiência de vida transmitida. Um inventor, a frente de seu tempo, que sempre primou pela liberdade de conhecimento.

Ao meu professor, Carlos Augusto Bissochi Junior, por ter me direcionado iluminando meu caminho diante das incertezas criadas pela mente.

Ao Diógenes Simão Rodovalho, doutorando junto ao grupo da eletrônica de potência, pela ajuda e conselhos prestados.

À Natália M. A. Costa, mestranda junto ao grupo da eletrônica de potência, pela ajuda e conselhos prestados.

Ao Henrique J. Avelar, doutorando junto ao grupo da eletrônica de potência, pela disposição à realização dos ensaios com a célula a combustível.

Aos meus amigos, elementos essenciais para a harmonização do estado de espírito.

À minha família, meus pais, meus irmãos, pelo amor que deles nunca me faltou.

RESUMO

Atualmente, a utilização de fontes renováveis, tais como, solar, eólica, hidrogênio e outras, têm atraído grande interesse na área de geração de energia, em decorrência dos problemas ambientais que assolam o planeta. O desenvolvimento de novas tecnologias para se condicionar a energia e transforme-la em de forma viável em energia elétrica convencional já é uma realidade.

Neste contexto, este trabalho de dissertação concentra-se, com o uso da eletrônica de potência, na concepção de um conversor estático de energia com uma nova proposta de controle. O trabalho proposto trata de um conversor CC-CA elevador\abaixador seguidor de tensão de único estágio. O uso deste conversor contribui para o uso de fontes de energia renováveis de forma barata e simples.

A estratégia de controle trata de um novo conceito que faz com que o conversor opere de forma independente como um inversor elevador de único estágio sem a presença de um transformador ou pré-regulador. O elevado ganho de tensão se dá pela imposição de duas variáveis, corrente de entrada de uma estrutura inversora CSI e tensão de saída. A versatilidade deste equipamento o torna capaz de operar em diversos cenários, desde o uso em uma zona remota até a co-geração de energia.

O desenvolvimento teórico e análise realizada por simulação computacional são apresentadas e comprovadas pelos resultados experimentais obtidos através da construção em laboratório de um protótipo de 180W.

ABSTRACT

Renewable energy sources has been attracting great interest due to well known environment issues and, hence, the development of power electronics converters to deal with the transformation of these sources into conventional energy forms has been the main challenge faced by many researches working in this area of expertise.

Within this subject, this paper focuses the establishment of a new control strategy applied to a step-down/step-up single-stage inverter with imposed waveforms of CSI inductor current and output voltage. The proposed control strategy provides high voltage gain without using high frequency transformer, which contributes to weigh and size reduction of the proposed DC-AC converter structure.

Theoretical and simulation analysis are presented and corroborated by experimental results of a 180W laboratory prototype.

SUMÁRIO

LISTA DE FIGURAS.....x
LISTA DE TABELAS.....xii
SIMBOLOGIA.....xiii
CAPÍTULO I..... 14
INTRODUÇÃO GERAL..... 14
1.1 GERAÇÃO DE ENERGIA E O IMPACTO AMBIENTAL.....14
1.2 ESTRUTURA DA DISSERTAÇÃO 20
1.2.1 CAPÍTULO II.....20
1.2.2 CAPÍTULO III.....20
1.2.3 CAPÍTULO IV.....21
1.2.4 CAPÍTULO V 21
CAPÍTULO II 22
ASPECTOS TECNOLÓGICOS DOS CONVERSORES ESTÁTICOS DE ENERGIA..... 22
2.1 INTRODUÇÃO.....22
2.2 CONVERSORES ESTÁTICOS DE ENERGIA 22
2.2.1 INVERSORES BÁSICOS.....23
2.2.2 INVERSOR FONTE DE CORRENTE (CSI).....26
2.2.3 INVERSORES DE MÚLTIPLOS ESTÁGIOS E INVERSORES DE ÚNICO ESTÁGIO.....28
2.3 CONCLUSÃO.....36
CAPÍTULO III 37
PROPOSTA DE UMA NOVA ESTRATÉGIA DE CONTROLE APLICADA A UM INVERSOR FONTE DE CORRENTE BUCK-BOOST..... 37
3.1 INTRODUÇÃO.....37
3.2 ESTRATÉGIA DE CONTROLE.....38
3.2.1 PRINCÍPIO DE OPERAÇÃO 39
3.2.1.1 CONTROLE DE CORRENTE 40
3.2.1.2 CONTROLE DE CICLO.....42
3.2.1.3 CONTROLE DE TENSÃO 45
3.2.2 MÓDULO DE GERAÇÃO DE SINAIS.....49
3.3 CONCLUSÃO.....50

CAPÍTULO IV 51

RESULTADOS DE SIMULAÇÃO DO CONVERSOR 51

4.1 INTRODUÇÃO 51
4.2 ESQUEMA GERAL DO CIRCUITO DE POTÊNCIA E CONTROLE 51
4.3 CONCLUSÃO 62

CAPÍTULO V 64

PROJETO DO INVERSOR ELEVADOR/ABAIXADOR DE ÚNICO ESTÁGIO E RESULTADOS EXPERIMENTAIS..... 64

5.1 INTRODUÇÃO 64
5.2 ESQUEMA DO PROTÓTIPO 64
5.3 MÓDULO MICROCONTROLADO 66
5.4 DIMENSIONAMENTO DO INDUTOR DO CSI 68
5.5 RESULTADOS EXPERIMENTAIS 69
5.6 CONCLUSÃO 74

CONCLUSÃO GERAL 75

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS 78

APÊNDICE A – CÓDIGO DE PROGRAMA DO MICROCONTROLADOR 82

LISTA DE FIGURAS

Figura 1. 1. Taxa de crescimento da capacidade de geração de energia GC e AS [3]. 17
Figura 1. 2. Diagrama de Inversores de mais de um estágio alimentados por fontes renováveis. 19

Figura 2. 1. VSI alimentando carga indutiva. 24
Figura 2. 2. Defasamento angular entre tensão e corrente na carga indutiva. 24
Figura 2. 3. Quadrantes de operação. 24
Figura 2. 4. *Half-Bridge*. 25
Figura 2. 5. *Full-Bridge* 25
Figura 2. 6. *Push-Pull*. 26
Figura 2. 7. Inversor de corrente, CSI. 27
Figura 2. 8. Formas populares de elevação de tensão CC [20]. 29
Figura 2. 9 Inversor de três estágios [23]. 31
Figura 2. 10. Inversor de dois estágios [24]. 31
Figura 2. 11. *Boost* CC-CA *inverter* [25]. 32
Figura 2. 12. *Buck-Boost inverter* [26]. 32
Figura 2. 13. *Buck-boost* CC-CA com duas fontes [27]. 33
Figura 2. 14. *Full-Bridge buck-boost inverter* [31]. 33
Figura 2. 15. Dois inversores *buck-boost* [29]. 34
Figura 2. 16. *Single-Stage buck-boost inverter* [22]. 34
Figura 2. 17. Condição para modo de operação [22]. 35
Figura 2. 18. Modos de imposição de corrente [22]. 35

Figura 3. 1. Inversor *Buck-Boost*. 38
Figura 3. 2. Modos de operação. 39
Figura 3. 3. Diagrama geral da lógica de controle. 40
Figura 3. 4. Forma de imposição da corrente no indutor do CSI. 41
Figura 3. 5. *Boost* semi-ciclo positivo. 41
Figura 3. 6. *Boost* semi-ciclo negativo. 42
Figura 3. 7. Ação do controle de ciclo. 43
Figura 3. 8. Exemplo da proteção das chaves de comutação. 44
Figura 3. 9. Ação de controle *V-* e *Cycle+*. 46
Figura 3. 10. Ação de controle *V+* e *Cycle-*. 47
Figura 3. 11. Ação de controle *V+* e *Cycle+*. 48
Figura 3. 12. Ação de controle *V-* e *Cycle-*. 48

Figura 4. 1. Circuito de potência do conversor simulado. 52
Figura 4. 2. Geração de sinais de referência. 53
Figura 4. 3. Sinais de referência. 53
Figura 4. 4. Circuitos comparadores para utilizados para o controle. 54
Figura 4. 5. Ação do controle de corrente. 55
Figura 4. 6. Detalhe de operação do controle de corrente. 55
Figura 4. 7. Controle de ciclo. 56
Figura 4. 8. Tensão de saída realimentada em comparação com a tensão de referência. 56
Figura 4. 9. Interação dos sinais de controle e grandezas medidas. 57

Figura 4. 10. Lógica de controle implementada em simulação. 58
Figura 4. 11. Circuito de gatilho das chaves.....59
Figura 4. 12. Interação da corrente do capacitor *C* devido à ação do controle. 60
Figura 4. 13. Tensão e corrente de saída para carga resistiva. 60
Figura 4. 14 Tensão e corrente de saída para referência triangular alternada de 200Hz. 61
Figura 4. 15. Circuito equivalente de um retificador sobre o semi-ciclo positivo. 61
Figura 4. 16. Comportamento do conversor sobre efeito de uma carga não linear. 62

Figura 5. 1. Diagrama geral de potência e controle. 64
Figura 5. 2. Circuito de Potência. 65
Figura 5. 3. Circuitos de controle e sensores. 66
Figura 5. 4. Diagrama de blocos do módulo microcontrolado. 66
Figura 5. 5. Diagrama de operação do conversor D/A. 68
Figura 5. 6. Operação do controle de corrente. 70
Figura 5. 7. Detalhe de funcionamento do controle de corrente. 70
Figura 5. 8. Detalhe de funcionamento do controle de tensão. 71
Figura 5. 9. Corrente I_L do indutor do CSI. 71
Figura 5. 10. Tensão e corrente de saída sob ação do controle de tensão. 72
Figura 5. 11. DHT_V da tensão de saída em função do controle de tensão e com rendimento de 78%. ..73
Figura 5. 12. DHT_I da corrente de saída em função do controle de tensão e com rendimento de 78%. 73
Figura 5. 13. Tensão e corrente de saída sem ação do controle de tensão. 74

LISTA DE TABELAS

Tabela 1. 1. Demanda Mundial de Energia Primária no Cenário de Política Alternativa [2].....15

Tabela 3. 1. Resumo da estratégia de controle. 49

Tabela 5. 1. Especificações do protótipo.....69

SIMBOLOGIA

CC	Corrente Contínua
CSI	Current source inverter
D/A	Digital to Analogic
DHT	Distorção Harmônica Total
GC	Grid-Connected
IEA	International Energy Agency
I_L	CSI inductor current
I_{LV}	CSI inductor current feedback signal
I_{REF}	CSI inductor current reference signal
MCU	Micro Controller Unit
SA	Stand-Alone
SPI	Serial Peripheral Interface
V_O	Output voltage
V_{OV}	Output voltage feedback signal
V_{REF}	Output voltage reference signal
VSI	Voltage Source Inverter
WEM	World Energy Model

CAPÍTULO I

INTRODUÇÃO GERAL

1.1 GERAÇÃO DE ENERGIA E O IMPACTO AMBIENTAL

Há alguns anos, em decorrência do crescimento populacional e acelerado desenvolvimento de países emergentes, a geração de energia elétrica tornou-se insuficiente, viabilizando uma grande produção de energia a partir de fontes primárias não renováveis como o carvão. Devido a seu baixo custo, esta prática resultou em graves problemas ambientais. Atualmente a maior fonte de energia provê da queima de combustíveis fósseis e carvão que produzem gases responsáveis pelo efeito estufa [1]. Os maiores responsáveis por esta prática são países altamente industrializados como China e EUA. China e Índia utilizam 45% do carvão mundial para produção de energia. No cenário global, entre 2000 e 2006, o carvão contou com 43% de aumento da demanda, 85% deve-se a estes países. O carvão é utilizado em abundância e continuará sendo por décadas, juntamente com o petróleo [2].

Haja vista a preocupação com a política de geração de energia elétrica, estudos recentes mostram algumas projeções e questionamentos sobre as transformações climáticas mundiais. Com a utilização de um modelo matemático, capaz de simular a produção de energia mundial, chamado *World Energy Model* (WEM) elaborado pela *International Energy Agency* (IEA), simulações computacionais foram realizadas a partir de variáveis macroeconômicas a fim de prover resultados, efeitos e transformações climáticas no âmbito mundial. Para tanto, cenários foram estabelecidos, refletindo possíveis condições mundiais. Um cenário criado a partir das políticas de geração de energia desde 2007, foi especificado e denominado de Cenário de Referência. Outro cenário foi criado baseado em políticas de sustentabilidade. Este, denominado de Cenário de Política de Energia Alternativa, tem como objetivo definir práticas de incentivos a geração de energia a partir de fontes renováveis [2].

Diante dos estudos levantados com base no Cenário de Referência, dados alarmantes foram constatados. A grande concentração de gases de efeito estufa em zonas industrializadas deve-se prioritariamente às emissões de CO_2, em primazia, pela queima do carvão, que nos últimos dez anos, se tornou a principal causa dos problemas. As emissões de CO_2 devido à

produção de energia saltarão de 27 Gigatonnes[1] (Gt) em 2005 para 42 Gt em 2030. Com relação ao aquecimento global, as regiões de maior índice de industrialização atingirão, em longo prazo, um aumento de cerca de 6 °C em sua temperatura. Isso se deve, em suma, pelos países altamente industrializados e emergentes. Os EUA, China, Índia e Rússia são responsáveis por cerca de 70% deste aumento. Já no Cenário de Políticas Alternativas as emissões de CO_2 se estabilizam com níveis de 34 Gt em 2030, graças às medidas que priorizam o meio ambiente, envolvendo a troca de combustíveis fósseis por recursos renováveis [2].

O modelo de energia mostra aspectos favoráveis em relação às práticas sustentáveis de geração de energia. Mesmo no Cenário de Referência a demanda por energia renovável possui a maior taxa de crescimento, mesmo que em reduzida proporção, representando 6,7% de seu valor inicial em 25 anos. A tabela 1.1 mostra a taxa de crescimento de demanda por energia mundial no Cenário de Políticas Alternativas. Nota-se, mais uma vez, o poder de crescimento das energias renováveis, representando 44%.

Tabela 1. 1. Demanda Mundial de Energia Primária no Cenário de Política Alternativa [2].

	Cenário de Política Alternativa				Diferença do Cenário de Referência em 2030	
	2005(Mtoe[2])	2015(Mtoe)	2030(Mtoe)	Aumento da demanda no período 2005-2030	Mtoe	%
Carvão	2892	3643	3700	1,0%	-1294	-26
Petróleo	4000	4512	4911	0,8%	-675	-12
Gás	2354	2938	3447	1,5%	-501	-13
Nuclear	721	850	1080	1,6%	226	27
Hidráulica	251	352	465	2,5%	48	12
Biomassa	1149	1359	1738	1,7%	122	8
Renováveis	61	165	444	8,2%	136	44
Total	11429	13818	15783	1,3%	-1937	-11

[1] Medida de massa utilizada para definir $1{,}0 \times 10^{12}$ kg
[2] Mtoe = 1,9814 Milhões de Tonnes

No âmbito das energias renováveis, indicadores baseados em dados captados dentro de um período de quatro anos, mostraram o potencial de crescimento da categoria. Devido aos investimentos neste setor, desde o final de 2004 ao final de 2008 a capacidade das células fotovoltaicas teve um acréscimo de seis vezes sua capacidade inicial de geração, correspondendo a mais de 16 GW. No total, as energias renováveis cresceram em torno de 75%, correspondendo a 280 GW [3]. A capacidade de geração a partir das plantas fotovoltaicas maiores que 200 kW triplicou em 2008, chegando a gerar 3 GW. A Espanha é responsável por metade da produção global a partir de geração por painéis fotovoltaicos, adicionando 2,6 GW à rede de suprimento [3].

Em 2008, a indústria de painéis fotovoltaicos evidenciou um recorde de produção correspondendo a um ganho de 90%, cerca de 6,9 GW. A China hoje lidera o mercado de produção de painéis fotovoltaicos e é responsável por grande parcela no mercado de produção de turbinas eólicas [3].

Neste contexto, percebe-se que há um crescimento dos investimentos em fontes alternativas de energia. A energia alternativa é um tipo de energia não convencional que, para o uso de forma convencional, necessita de uma adequação, tornando a utilizável tanto em aplicações residenciais e industriais. Diante disto, uma área específica na eletrônica de potência dedica-se ao estudo deste tipo de adequação energética, desenvolvendo dispositivos conhecidos como conversores estáticos de energia.

Há duas classes de conversores, são eles: conectados à rede GC (*Grid-Connected*) e sis-temas isolados SA (*Stand-Alone*). As estruturas conectadas à rede têm a função de gerar energia a partir das fontes alternativas disponíveis e transmiti-las para as centrais de distribuição, o que requer que as linhas de transmissão das centrais geradoras estejam acessíveis. As topologias que alimentam cargas isoladas são desenvolvidas para aplicação em zonas remotas, em áreas onde não se encontra presente uma rede de distribuição. Tipicamente estas estruturas, como nas conectadas à rede, obtém energia primária a partir de energia alternativa [8].

Em países de extensões continentais existe um problema ligado aos aspectos territoriais. Quando o sistema de distribuição de energia é feito de forma centralizada o custo para distribuição é alto, devido à grande extensão e pouca disponibilidade de consumidores finais. Uma solução é a descentralização, criando-se pequenos postos geradores de energia individuais para cada consumidor. Na Índia, onde 70% da população vive em zonas rurais

afastadas dos centros geradores de energia, 40% não tem acesso a eletricidade [4]. Com o processo de descentralização de energia, no começo de 2009 constatou-se um acréscimo de 435000 casas com sistema próprio de eletrificação a partir de células fotovoltaicas. Para que houvesse pleno suprimento de energia a tal taxa de crescimento da demanda por meio de rede centralizada, a produção de energia primária teria que triplicar e a rede de distribuição crescer em cinco vezes sua capacidade [5].

Os sistemas descentralizados de geração de energia, a partir de fontes alternativas, operam em baixa potência, na ordem de kW de potência e são capazes de suprir residências e áreas rurais. Além disso, não há perdas devido à distribuição, pela proximidade das zonas atendidas. Em 2004 a parcela de geração global de energia, em decorrência da descentralização obteve crescimento de 7,2% em dois anos, sendo que a capacidade de nova energia gerada subiu de 13% em 2001 para 25% em 2005. O impacto mercadológico e monetário que este tipo de geração de energia pode causar já pode ser estimado em U$2,7 Trilhões até 2030 [6] [7].

Em conjunto com eletrônica de potência, os sistemas SA e GC estão recebendo grande destaque no mercado mundial. Como mostrado no gráfico da figura 1.1, a maior taxa de crescimento deve-se a sistemas grid-connected alimentados por células fotovoltaicas. Pela figura 1.1 nota-se o elevado crescimento da categoria desde 2004 a 2008.

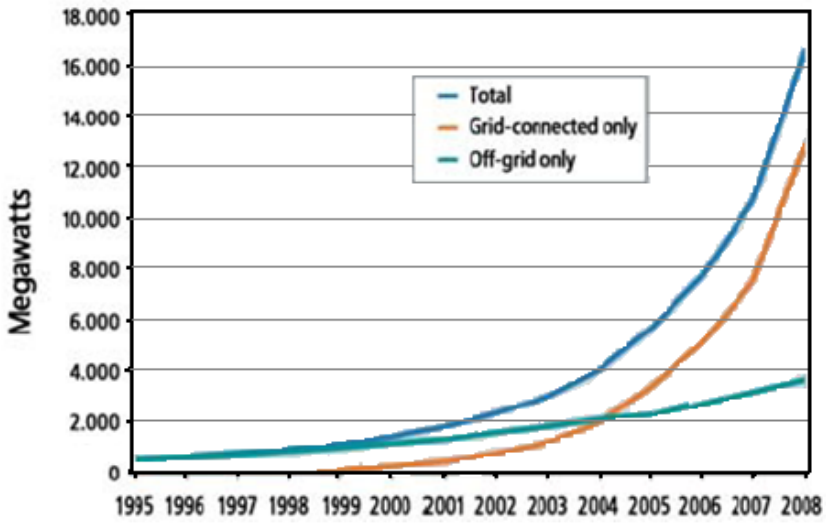

Figura 1. 1. Taxa de crescimento da capacidade de geração de energia GC e AS [3].

Existem atualmente diversos sistemas descentralizados em uso. Nestes sistemas a importância da eletrônica de potência encontra-se em destaque, contemplando os inversores. Um exemplo deste tipo de tecnologia é apresentado em [9], onde é mostrado um protótipo de

um inversor multifuncional instalado em uma indústria em que painéis fotovoltaicos são utilizados como fonte primária de energia. Este sistema é capaz de gerar 100kVA e possui um sofisticado controle, no qual o fator de qualidade de potência gerada é uma premissa. Esta tecnologia tem contribuído em vários segmentos no âmbito das fontes renováveis, tanto no controle de motores nas estações de turbinas eólicas, quanto na conversão estática de energia em que a fonte de alimentação prove uma tensão contínua [10].

Nesse sentido, a geração de energia por meio de fontes renováveis é vista hoje como uma excelente alternativa que irá contribuir com o Cenário de Política Alternativa. À luz deste contexto, este trabalho apresenta o protótipo de inversor elevador/abaixador seguidor de tensão de único estágio aplicado a uma estrutura de fonte renovável com sofisticada estratégia de controle.

A principal motivação para realização deste trabalho reside no fato de que uma fonte alternativa de energia não fornece um nível de tensão de saída adequado à ligação de um inversor, tornando necessário o emprego de um estágio de pré-regulador capaz de elevar o nível de tensão fornecido pela fonte. Portanto, inversores de dois estágios, como são conhecidos, geralmente apresentam, como estágio pré-regulador, um conversor *Boost* responsável pela adequação do link CC de conexão do estágio inversor para que as necessidades da carga sejam atendidas de forma satisfatória [11].

A figura 1.2 apresenta um diagrama de blocos simplificado da configuração comumente utilizada em sistemas baseados em fontes alternativas de energia. Nesta figura, são apresentados dois exemplos de sistemas típicos; o primeiro obtém energia de painéis fotovoltaicos (A) e o segundo obtém energia por meio de células a combustível (B). A configuração “A” faz conversão de energia solar em energia elétrica em corrente alternada CA. Observa-se que a conexão entre a fonte primária de energia e a carga propriamente dita é realizada por meio de três conversores estáticos. O primeiro conversor CC-CC representado, conhecido como conversor pré-regulador, é empregado para promover a elevação do nível de potencial do barramento CC de entrada do inversor. O segundo conversor CC-CC empregado tem a função de promover condições para que a energia elétrica excedente, disponibilizada pelos painéis fotovoltaicos, seja armazenada em bancos de baterias. Quando a quantidade de energia fornecida pelo painel for insuficiente para atender às necessidades da carga, esta complementa a quantidade de energia solicitada com a energia fornecida pelo banco de baterias, caracterizando um conversor estático bidirecional em potência. O terceiro conversor,

conhecido como inversor, é empregado para realizar a conversão da energia disponível em CC em CA com frequência e magnitude necessárias às condições de carga, conforme observado na maioria das aplicações em sistemas isolados e conectados à rede CA de distribuição. A configuração “B” faz a conversão de energia proveniente do hidrogênio em energia elétrica em CA por meio de dois conversores. O primeiro conversor é responsável pela elevação do nível de potencial do barramento CC de entrada do inversor e o segundo transforma a energia disponível em CC em CA.

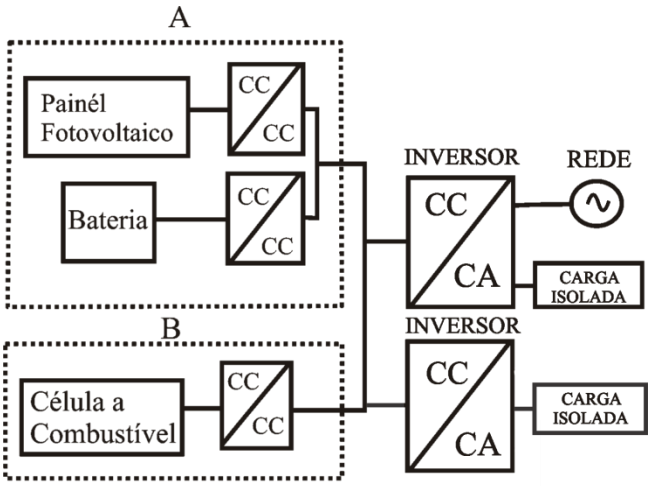

Figura 1. 2. Diagrama de Inversores de mais de um estágio alimentados por fontes renováveis.

Dentro deste contexto, este trabalho tem como principal objetivo contribuir com o desenvolvimento de conversores estáticos com tamanho e peso reduzidos por intermédio de uma nova estratégia de controle aplicada a um conversor CC-CA abaixador/elevador que opera com corrente de entrada e tensão de saída totalmente controladas. A estrutura de potência analisada é composta de um conversor Buck conectado a um inversor fonte de corrente, conhecido como CSI (*Current Source Inverter*), e foi direcionado para aplicação em sistemas isolados. Vale ressaltar que este conversor não apresenta restrição para conexão com a rede.

A principal característica observada na estrutura proposta é a capacidade de amplificação de tensão (48Vcc para 110Vca) sem a presença de um estágio pré-regulador e sem a presença de um transformador. O elevado ganho de tensão é possível graças à imposição de corrente no estágio de entrada do inversor fonte de corrente por meio de sinal de referência gerado pelo próprio conversor. A utilização de uma estrutura CSI decorre da possibilidade de se conseguir variações instantâneas de tensão de saída em função apenas da energia armazenada no indutor de entrada. Além disso, a estrutura CSI apresenta algumas

vantagens tais como, a geração de tensão senoidal de baixa distorção harmônica, o que viabiliza sua conexão com a rede.

1.2 ESTRUTURA DA DISSERTAÇÃO

Este trabalho está dividido em 5 capítulos, incluindo este capítulo introdutório, e um apêndice que apresenta o programa, em linguagem “c”, referente ao microcontrolador.

1.2.1 CAPÍTULO II

Este capítulo apresenta um estudo acerca das principais topologias de inversores tradicionalmente empregados. Em seguida o foco se prende ao estado da arte sobre o tema em relação aos trabalhos mais recentes que já foram desenvolvidos. São caracterizados aspectos de funcionamento das topologias de inversores. Por fim este capítulo apresenta vantagens e desvantagens da utilização de conversores estáticos com vários estágios de operação e com único estágio.

1.2.2 CAPÍTULO III

Neste capítulo é apresentado o conversor estático de energia que consiste num conversor CC/CA. A estrutura é constituída de um inversor de fonte de corrente CSI ligado a um conversor *Buck*. O inversor, prioritariamente, comporta-se como um inversor de baixa freqüência. Entretanto, o mesmo é parte essencial para que, devido à estratégia de controle, seja possível obter elevado ganho de tensão e reduzida taxa de distorção harmônica.

A estratégia de controle é mostrada neste capítulo e pretende-se demonstrar a importância do inversor e suas possíveis configurações no sentido de se obter o esperado funcionamento do sistema. O sistema baseia-se na imposição de duas variáveis sendo responsáveis por definir a corrente do indutor (amplitude e formato) do CSI e a tensão de saída (amplitude e formato).

1.2.3 CAPÍTULO IV

Neste capítulo são apresentados os circuitos utilizados para simulação para o protótipo. Cada módulo é apresentado de forma independente. Esta etapa do projeto serve de auxílio para consolidar a estratégia de controle concebida. É apresentada a completa análise de todas as etapas de operação, bem como a influência de cada ação de controle sobre as grandezas em questão, que são: corrente no indutor do CSI e tensão de saída. O estudo aplica-se a carga linear e não linear abrangendo de forma concisa o funcionamento do conversor através da imposição de uma tensão senoidal alternada na carga.

1.2.4 CAPÍTULO V

Neste capítulo são apresentados o protótipo do conversor proposto e os resultados experimentais que justificam e consolidam a idéia de uma estrutura inversora elevadora sem um estágio pré-regulador que se deve graças a uma sofisticada estratégia de controle aplicada a um CSI. É discutida também a razão para utilização de um microcontrolador para a geração de sinais de referência, que fazem do inversor uma estrutura versátil.

CAPÍTULO II

ASPECTOS TECNOLÓGICOS DOS CONVERSORES ESTÁTICOS DE ENERGIA

2.1 INTRODUÇÃO

Em decorrência do acelerado processo de busca por fontes de energia alternativa a eletrônica de potência confronta um paradigma evolutivo. Muitos trabalhos têm sido desenvolvidos e aperfeiçoados ao longo de anos. Graças à tecnologia dos conversores CC-CC e conversores CC-CA, é possível fornecer energia, a partir de qualquer fonte de corrente contínua, aos mais diversos tipos de cargas.

2.2 CONVERSORES ESTÁTICOS DE ENERGIA

Diferentemente dos geradores eletromecânicos, a conversão de energia realizada por conversores estáticos não depende de nenhum dispositivo móvel, ou girante. A transdução de energia propriamente dita ocorre por técnicas de chaveamento aplicadas a determinados circuitos eletrônicos de diferentes estruturas topológicas.

A conversão de energia extraída de fontes alternativas, tal como a de painéis fotovoltaicos e células a combustível, é feita pelo emprego de inversores de tensão e de corrente. O *Voltage Source Inverter* (VSI) constitui a classe de inversores mais estudada durante anos, entretanto, as mesmas técnicas de controle começaram a ser empregadas a outra classe de inversores conhecida como CSI. O CSI proporciona vantagens e desvantagens em relação ao VSI, uma delas é a condição de elevação de tensão sem o uso de um estágio pré-regulador que acarreta aumento de complexidade e custo. Por esta razão, o conversor proposto neste trabalho trata de uma estrutura baseada em CSI.

2.2.1 INVERSORES BÁSICOS

Os inversores são utilizados em sistemas de controle de velocidade de motores CA, em sistemas de fornecimento ininterrupto de energia, cuja aplicação é destinada ao fornecimento de tensão alternada senoidal e controle de freqüência.

O tipo de inversor mais encontrado e estudado é o VSI e é dividido em três categorias:

- *Pulse-width-modulated (PWM) inverters*.

Este tipo de inversor é encontrado em aplicações voltadas ao acionamento de motores, sistemas ininterruptos de energia e outros. Esta técnica mantém uma tensão CC constante na entrada e controla a tensão de saída por meio da largura de pulso imposta pela estratégia de modulação por largura de pulso. Esta técnica, feita por chaveamento, rege o formato e amplitude da tensão de saída.

- *Square-wave inverters.*

Neste tipo de inversor o controle da tensão de entrada é necessário para estabelecer a tensão de saída, que pode ser feito por meio de um conversor CC/CC controlado. O controle de saída do conversor opera variando apenas a freqüência da tensão. A tensão de saída é uma onda quadrada.

- *Single-phase inverters with voltage cancellation.*

Neste tipo de inversor a amplitude e freqüência da tensão de saída são controladas. Este combina as características dos dois tipos de inversores previamente citados.

Aspectos sobre o VSI tornam os inversores uma ferramenta muito utilizada no controle da velocidade de motores CA. A figura 2.1 mostra um inversor de apenas uma fase com chaves unidirecionais e diodos em antiparalelo alimentando uma carga indutiva. Considera-se que a tensão de saída V_O é senoidal, tal como a corrente i_O, mostradas na figura 2.2. O importante é identificar os intervalos 1 e 3 em que a corrente i_O está em sentido oposto ao da tensão devido ao atraso da corrente em relação a mesma. Neste momento, o fluxo de potência se inverte.

Considerando um circuito com carga indutiva, o modo de operação de chaveamento deste tipo de conversor deve ser capaz de operar nos quatro quadrantes do plano $I_O - V_O$ como

mostrado na figura 2.3. Geralmente, os inversores de freqüência operam nos quatro quadrantes.

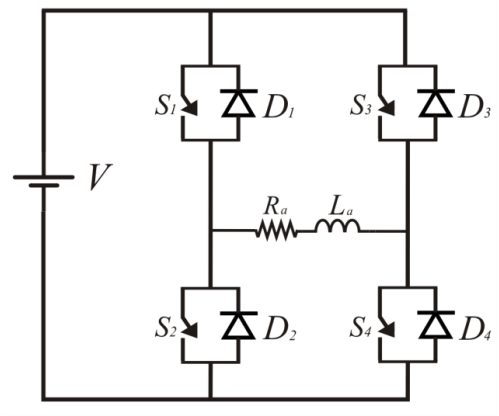

Figura 2. 1. VSI alimentando carga indutiva.

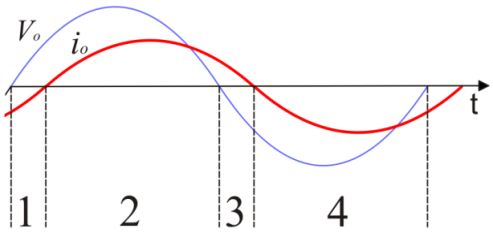

Figura 2. 2. Defasamento angular entre tensão e corrente na carga indutiva.

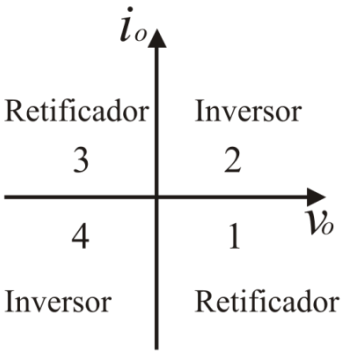

Figura 2. 3. Quadrantes de operação.

Os inversores que serão apresentados na sequência são conhecidos na literatura e constituem a base inicial de todos os estudos sobre inversores. Os inversores monofásicos mais comuns são [12]:

- *Half-Bridge*
- *Full-Bridge*
- *Push-Pull*

O inversor *Half-Bridge* é mostrado na figura 2.4. Dois capacitores são conectados em paralelo com a tensão de entrada, ambos então carregados com $V_C/2$. A partir desta configuração, quando apenas a chave S_1 é fechada estabelece-se um fluxo de corrente até a carga no sentido de i_O enquanto a chave S_2 permanece aberta, de forma complementar, quando a chave S_2 é fechada estabelece-se o fluxo inverso da corrente em relação a i_O. É importante destacar que para este inversor há de se prever um tempo de espera entre a abertura de uma chave e o fechamento da outra. Do contrário, se ambas as chaves se encontram fechadas, estabelece-se uma corrente de curto circuito determinada pela fonte *Vi*.

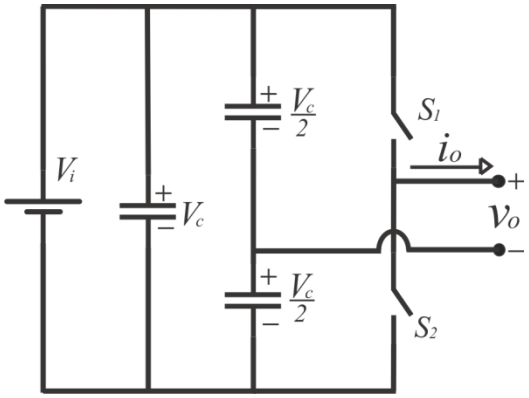

Figura 2. 4. *Half-Bridge*.

Outro inversor conhecido como *Full-Bridge* é mostrado na figura 2.5, e é preferido em relação *Half-Bridge* para altas potências. Fato que se justifica por ser capaz de gerar uma tensão de saída duas vezes maior com a mesma tensão de entrada. Um semi-ciclo é formado pelo acionamento das chaves S_1 e S_4 estabelecendo um sentido de corrente positivo em relação a i_O, e fluxo inverso de corrente a i_O é estabelecido pelo acionamento das chaves S_3 e S_2. O cuidado contra curto circuito, aplicado ao *Half-Bridge*, se faz necessário neste inversor. O controle deve prevenir que as chaves do braço inativo sejam ativadas sem que antes ocorra o desligamento das chaves do braço complementar.

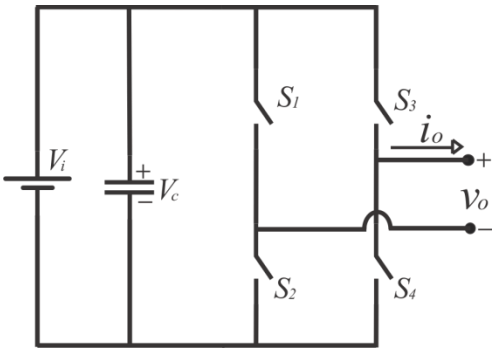

Figura 2. 5. *Full-Bridge*

O inversor *Push-Pull* é mostrado na figura 2.6. É possível notar a presença de um transformador com *tap* central em seu primário. Quando a chave S_1 está acionada, a corrente, devido à fonte CC, flui no primário dando origem a uma corrente de mesmo sentido de i_O no secundário. A inversão do sentido de corrente no secundário ocorre quando do desligamento da chave S_1 e acionamento da chave S_2. Devido à inversão de polaridade no transformador a corrente no secundário flui no sentido inverso de i_O. Este conversor é atrativo quando se pretende a isolação galvânica do circuito secundário do primário, porém apresenta alguns fenômenos associados ao seu circuito magnético. Quando ocorre um chaveamento, grande quantidade de energia é armazenada na indutância de dispersão do transforamdor sendo, posteriormente, dissipada nas chaves. Portanto, deve-se utilizar, juntamente com as chaves, circuitos de proteção chamados *Snubbers*. Esta energia deriva das condições do acoplamento magnético do transformador quando a corrente em um enrolamento é forçada a zero durante um chaveamento. Este fenômeno é reduzido desde que se tenha um bom acoplamento magnético.

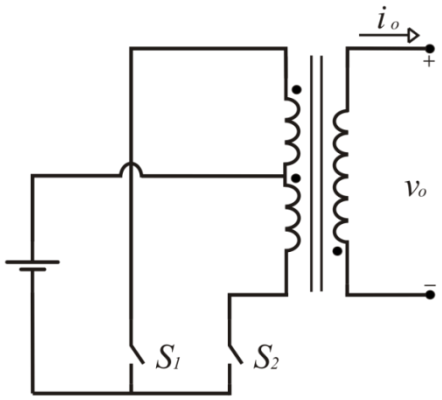

Figura 2. 6. *Push-Pull*.

2.2.2 INVERSOR FONTE DE CORRENTE (CSI)

Outro tipo de inversor conhecido é o *Current Source Inverter* (CSI) e é utilizado neste trabalho de dissertação. Em decorrência da estabilidade propiciada pelo controle em malha aberta do VSI, e pela simplicidade do link CC [13]; juntamente ligada a outros fatores, tal como, da necessidade de uma chave unidirecional, o CSI não foi tão estudado quanto o VSI durante décadas. Porém, a pesquisa dedicada a ele se intensificou e algumas características se apresentaram como vantagens, tanto do ponto de vista técnico quanto econômico.

O diagrama do circuito é mostrado na figura 2.7. Para que o circuito tenha a característica de um inversor fonte de corrente este deve conter um indutor de grande tamanho conectado ao link CC para que o mesmo se torne uma fonte de corrente assumindo variações de tensão instantâneas.

O CSI pode ser utilizado conforme modulação PWM, como tradicionalmente empregado ao VSI. Existem duas técnicas de modulação online, a analógica e a digital. A técnica analógica consiste na comparação entre um sinal portador (triangular, dente de serra e outros) com um sinal senoidal sintonizado na freqüência fundamental da tensão de saída. Esta comparação gera os pulsos que são enviados aos gatilhos das chaves de comutação. A técnica por modulação digital é baseada em vetor de espaço, na qual a seleção de uma sequência ótima de pulsos define um vetor de referência. Este vetor de referência define o estado das chaves de comutação [14].

Nos inversores de corrente, controlados por modulação PWM, duas situações são definidas. A primeira consiste em manter uma corrente CC de entrada constante e controlar a amplitude da tensão de saída por ação de controle na modulação. A segunda consiste em manter uma modulação fixa e variar a corrente no link CC de entrada. Ambas apresentam suas vantagens e desvantagens. A primeira apresenta perdas parasitas no link CC, mas apresenta uma resposta dinâmica mais rápida que a segunda. A segunda propicia a redução das perdas no link CC de entrada, porém, apresenta como resultado resposta dinâmica lenta [15].

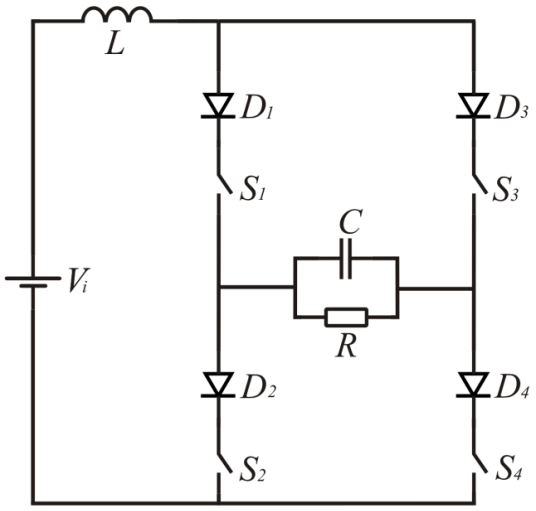

Figura 2. 7. Inversor de corrente, CSI.

A utilização do CSI proporciona uma série de vantagens que são exploradas neste trabalho. Em comparação com o VSI, o CSI apresenta proteção natural contra curto-circuito e é mais robusto [16], porém necessita de diodos em série com as chaves de comutação. Entretanto, com a evolução da eletrônica, esses diodos de potência se tornaram mais acessíveis economicamente. Um estudo recente mostra a criação de um protótipo de uma chave de comutação, baseada em *Insulated Gate Bipolar Transistor* (IGBT), que é unidirecional e que poderia ser empregado neste tipo de aplicação [17]. O CSI também oferece uma melhor definição de uma onda senoidal além de garantir uma tensão mais confiável, de maior estabilidade perante variações de carga [18].

Outra característica favorável em relação ao CSI diz respeito à operação do conversor quando conectado a rede. Nesta aplicação, a tensão de saída do VSI deve ser maior que a tensão da rede para que se possa estabelecer o fluxo de potência do conversor para a rede CA. Isto significa que, se uma fonte alternativa não oferecer esta condição, torna-se necessária a utilização de um estágio de elevação de tensão [19]. Em decorrência da natureza de uma fonte de corrente, o CSI não necessita de um estágio elevador uma vez que o controle de corrente no indutor de entrada impõe o fluxo de energia do conversor para a rede. Outra característica favorável é a condição de elevação de tensão, para utilização com carga isolada. Portanto, conclui-se que o inversor CSI é capaz de oferecer a elevação de tensão em apenas um único estágio, quando submetido a técnicas de controle adequadas, dispensando a utilização de um estágio pré-regulador para adequação do nível de tensão proveniente da fonte de energia alternativa utilizada.

2.2.3 INVERSORES DE MÚLTIPLOS ESTÁGIOS E INVERSORES DE ÚNICO ESTÁGIO

Em conversores estáticos de energia é comum a necessidade de adequação de níveis de tensão devido às limitações de certas fontes CC quando não são conectadas em grupos. Desta forma, muitos conversores estáticos utilizam técnicas de elevação conseguidas pela adição de mais estágios pré-reguladores conectados a um estágio inversor. Estes estágios são formados por conversores CC/CC que utilizam topologias conhecidas como: *Push-Pull*, *Forward*, *Flyback*, entre outras.

No geral, as topologias dos inversores elevadores de tensão podem ser listadas em: CC-CC-CA, CC-CA-CC-CA e CC-CA-CA. A figura 2.8 apresenta as formas mais populares, de elevação da tensão do link CC de entrada de um conversor estático de múltiplos estágios que utiliza transformadores isoladores. Neste contexto, há um paradoxo relacionado à eficiência e custo. Com transformadores elevadores de baixa frequência, uma boa eficiência é conseguida devido a pouca perda por chaveamento, entretanto, há um significativo aumento do peso e tamanho da estrutura devido ao uso do transformador, acarretando, adicionalmente, elevação dos custos.

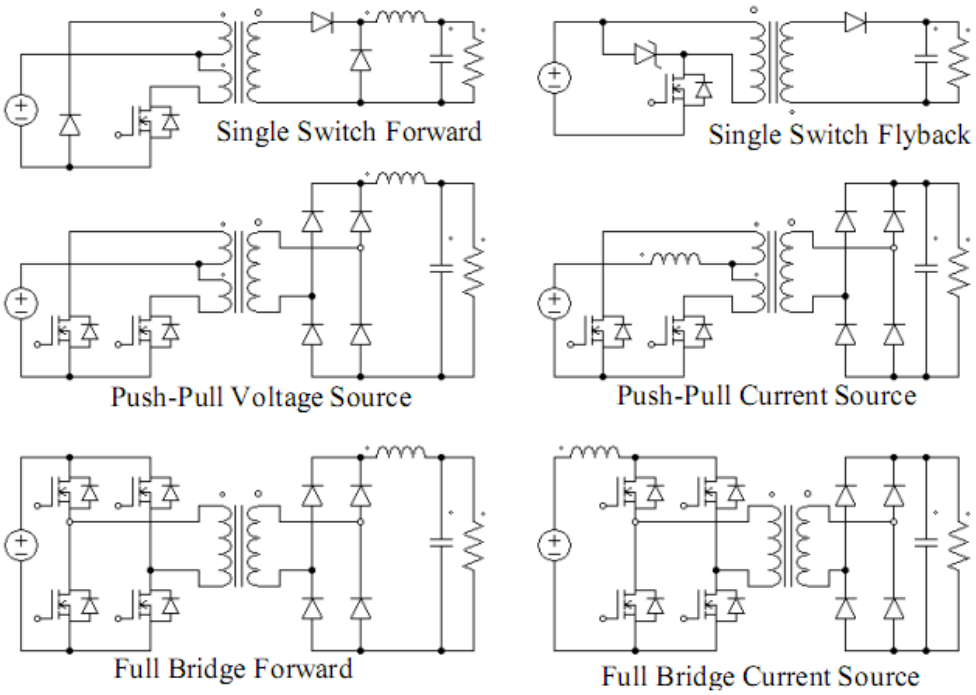

Figura 2. 8. Formas populares de elevação de tensão CC [20].

O estudo apresentado em [20] mostrou que conversores com potências na faixa de 1kW, cujas topologias operam com transferência de energia no modo descontínuo, tal como o *Flyback*, são considerados pouco eficientes. Isso se deve ao pico de corrente para armazenamento de energia que gera grandes perdas em comparação com conversores que operam no modo contínuo. Levando-se em consideração as características impostas pela descontinuidade observou-se também que as topologias *Single-switch* e *Full-bridge* eram pouco atrativas. Dentre as configurações que envolviam transformadores, baseadas no *push-pull*, restaram duas, que são as de fonte de tensão e fonte de corrente. A alimentada por fonte de tensão apresenta uma desvantagem em relação à fonte de corrente. Como este circuito é

baseado em um conversor *Buck* a corrente do primário sempre será na forma descontínua o que sujeitará o conversor a picos de corrente maiores que a corrente média. Além disso, a tensão reversa sobre os diodos da ponte retificadora (lado secundário) varia linearmente com a tensão de entrada multiplicada pela relação de transformação do transformador.

Dentre as topologias que empregam transformadores, mostrados na figura 2.8, se destaca, como mais atrativa, a Push-Pull alimentada por fonte de corrente. Esta possui apenas um semicondutor submetido à corrente do primário reduzindo então as perdas. Outra vantagem é observada pela capacidade de se realizar a operação Boost.

Outras formas de obtenção da elevação da tensão são conseguidas sem o uso de transformador e consiste na utilização conversores CC/CC não isolados, como no caso do *Boost*. Contudo, observa-se que o emprego desta técnica apresenta como desvantagem uma queda na eficiência do conversor, adicionada ao elevado custo de fabricação. Diante das desvantagens inerentes a cada topologia de conversor e também ao intenso número de pesquisas e publicações relacionadas ao assunto, nota-se que há um crescente interesse no que tange ao desenvolvimento e concepção de novas topologias de conversores elevadores de apenas um estágio [21] [22].

A figura 2.9 apresenta um inversor com três estágios de conversão [23], caracterizando então um inversor de múltiplos estágios. O primeiro estágio consiste numa configuração *push-pull* de razão cíclica fixa. Este, a partir de 14V proveniente das células fotovoltaicas, eleva a tensão V_{IN} do link CC para 400V. O segundo estágio é formado por um conversor *Buck*. Este estágio é responsável pela imposição, com controle em malha fechada e modulação PWM de uma corrente senoidal retificada com 120Hz de freqüência. Desta forma, o inversor, que constitui o terceiro estágio, é responsável apenas pela inversão desta corrente proveniente do indutor L_2 operando em baixa frequência.

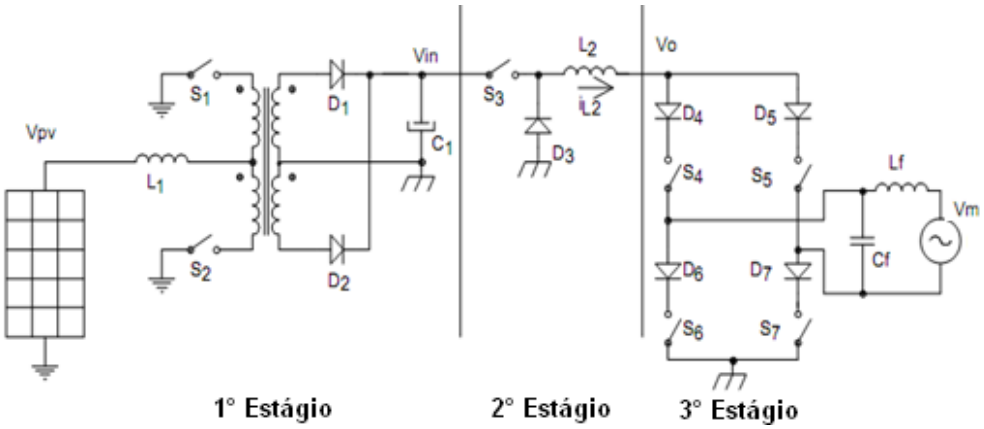

Figura 2. 9 Inversor de três estágios [23].

A figura 2.10 mostra um conversor de dois estágios [24]. O primeiro estágio consiste num conversor *Buck-Boost* que eleva ou reduz a tensão da fonte CC. Uma corrente senoidal retificada é imposta no indutor L_1 por PWM, e é utilizada como fonte para o inversor que apenas inverte a corrente cuja frequência da componente fundamental é 60Hz.

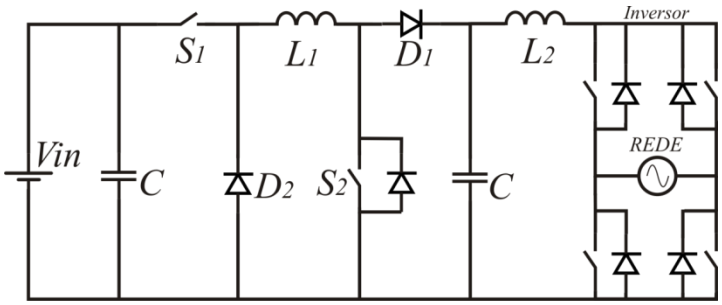

Figura 2. 10. Inversor de dois estágios [24].

O grande ganho deste tipo de conversor se faz pelos seguintes aspectos: maior eficiência, redução de custos, redução de peso e tamanho e redução da complexidade do circuito de potência, tornando a estrutura mais robusta. A partir desta perspectiva, muitos trabalhos baseados em conversores *Boost*, *Buck-Boost* e *Flyback* podem ser encontrados na literatura [25-32].

Desta forma, é importante que se faça um breve resumo sobre as topologias de único estágio. As topologias de inversores monofásicos existentes são definidas em [33] conforme o número de chaves, sendo 4 ou 6. Assim, o trabalho desta dissertação, juntamente com [22], apresenta uma nova concepção topológica de inversor CSI a 5 chaves.

A topologia da figura 2.11 consiste em um inversor proposto por [25]. Uma fonte de tensão constante alimenta dois conversores *Boost* conectados em paralelo. A carga é conectada entre os mesmos. Cada conversor é responsável por manter uma saída senoidal de

forma amplificada e retificada (meio ciclo) em cada capacitor. As tensões senoidais retificadas presentes em cada capacitor do conversor são defasadas de 180°. Desta forma, pela composição das duas tensões, consegue-se, com um sofisticado controle, a forma de tensão senoidal alternada na carga.

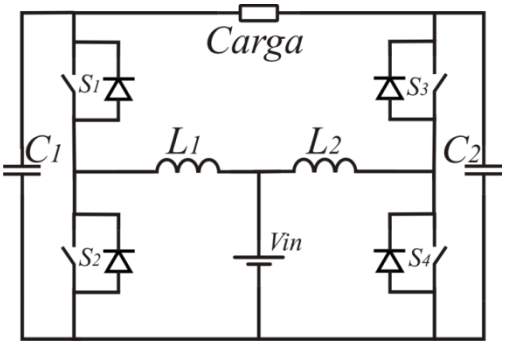

Figura 2. 11. ***Boost*** **CC-CA** ***inverter*** **[25].**

A figura 2.12 mostra uma topologia de conversor apresentada em [26] na qual consiste numa evolução da topologia apresnetado em [25]. Nela, além da possibilidade de elevação de tensão, há também a possibilidade da redução da tensão de entrada.

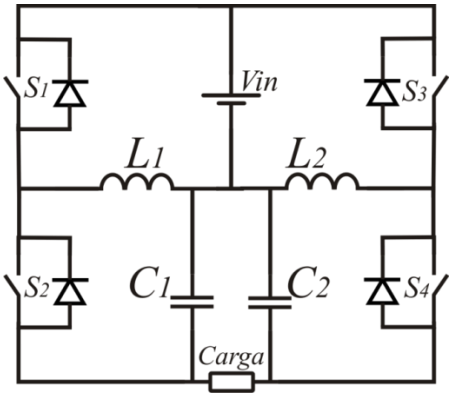

Figura 2. 12. ***Buck-Boost inverter*** **[26].**

A figura 2.13 apresentada em [27] mostra uma topologia que utiliza dois conversores *buck-boost* também é apresentada, mostrado na figura 2.13. Entretanto, o inversor funciona devido a duas fontes, simétricas entre si. Cada fonte oferece energia para um dado semi-ciclo de uma tensão de saída senoidal alternada.

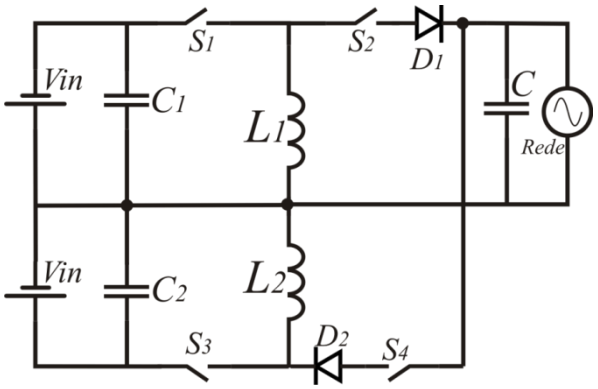

Figura 2. 13. ***Buck-boost*** **CC-CA com duas fontes [27].**

Um interessante topologia é ilustrada na figura 2.14. Apresentado em [31], este circuito se baseia a partir de técnicas ressonantes de modulação. Este circuito possui três estágios de operação por semi-ciclo. O semi-ciclo positivo é mantido com a chave de comutação S_1 ativa, e, S_2 e S_4 desligadas. Desta forma, a etapa de carregamento se faz através do indutor de ressonância L_{r1} e é dada a partir da atuação da chave S_3, fazendo com que a energia seja armazenada a partir da fonte CC, enquanto a energia presente no capacitor de ressonância C_r alimenta a carga. A partir da abertura do caminho formado pela chave S_3 é iniciada a etapa de ressonância do circuito L_{r1} e C_r. A terceira etapa ocorre pela completa descarga da energia do indutor L_{r1}, fazendo com que o diodo D_2 saia do estado de condução e a carga seja alimentada pelo capacitor C_r até que os pulsos de controle dêem origem a uma nova etapa de semi-ciclo.

Esta estratégia é muito interessante no âmbito da eficiência, pois consegue com a ressonância, um alto rendimento. Todavia, em detrimento desta técnica obtém-se um grande número de elementos magnéticos o que acarreta em custo e volume.

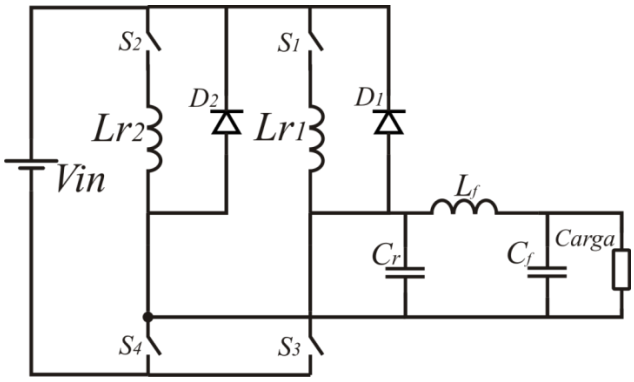

Figura 2. 14. ***Full-Bridge buck-boost inverter*** **[31].**

Outras topologias de 4 chaves são apresentadas em [33] porém tratam de conversores com a presença de transformadores, que não vêm de encontro ao escopo. Uma topologia de 6 chaves é proposta em [29] e mostrada na figura 2.15. O circuito consiste de 2 inversores *buck-boost*. A estratégia de controle é baseada no armazenamento de energia no indutor *L* em direções opostas para cada semiciclo. A tensão de saída alternada é conseguida com o advento de um filtro sintonizado na freqüência fixa.

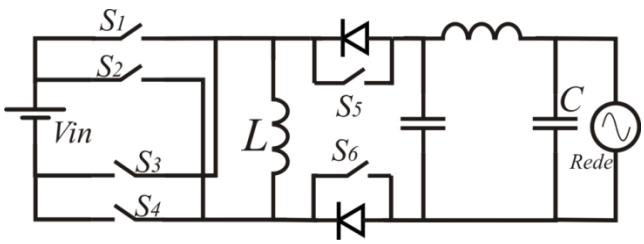

Figura 2. 15. Dois inversores *buck-boost* [29].

O inversor proposto em [22] consiste num circuito mostrado na figura 2.16 e diz respeito a um *Buck-boost* inverter. A estrutura topológica mostrada é semelhante a utilizada neste trabalho.

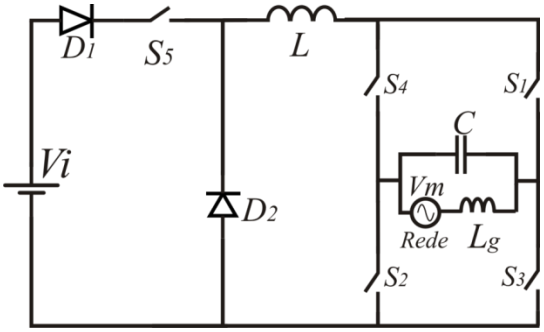

Figura 2. 16. *Single-Stage buck-boost inverter* [22].

Este circuito tem a função de abaixar ou elevar a tensão proveniente da fonte de tensão CC e a fornecer à rede de distribuição energia ativa. Para tanto, esta topologia opera de acordo com a estratégia imposta por seu controle. A tensão de saída consiste numa tensão senoidal alternada e é gerada a partir de modulação PWM, como na maioria dos conversores mostrados.

A estratégia de controle utilizada é baseada na comparação entre duas variáveis, tensão de pico da rede (absoluta) e tensão da fonte CC. Desta forma, o sinal de referência modulado por PWM é alterado da maneira apresentada na figura 2.17 fazendo com que o conversor passe a operar como *Buck*, *Buck-Boost* ou *Boost* dependendo do resultado da comparação. A figura 2.18 mostra as possíveis condições de operação, sendo: caso 1 (V_i>V_m), somente *Buck*

ou somente *Buck-Boost*; caso 2 (V_i<V_m), *Boost* ou *Buck-Boost* dependendo da comparação entre V_i e V_m *sen(wt)*. A tensão de saída cuja freqüência da componente fundamental é 60 Hz é filtrada e conectada à rede.

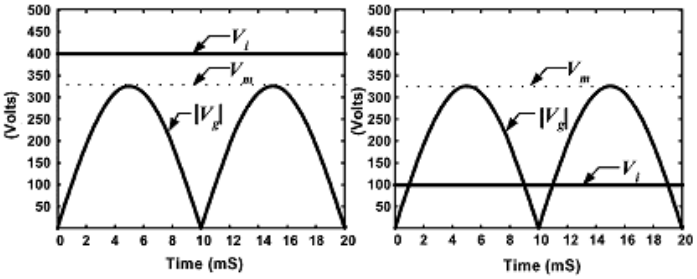

Figura 2. 17. Condição para modo de operação [22].

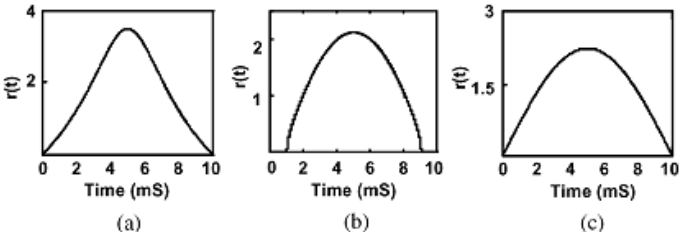

Figura 2. 18. Modos de imposição de corrente [22].

Como observado nas diversas topologias de um único estágio apresentadas neste capítulo, apenas uma das tecnologias mostradas apresenta um CSI com controle de duas variáveis, são elas: corrente e tensão de saída. Em [25] a estratégia de controle utilizada consiste na imposição da tensão de saída, porém, utilizam-se dois capacitores, e a técnica de modulação utilizada se faz por PWM. Nos demais casos, a técnica de modulação também é PWM e um filtro passivo, constituído por um capacitor e um indutor, é utilizado. Em outros, a tensão de saída senoidal é obtida pela inversão da tensão em baixa frequência em decorrência da composição de um nível de corrente em um indutor de elevada dimensão.

Nesse sentido, os seguintes aspectos devem ser considerados a respeito de conversores CC-CA em único estágio:

- A robustez, devido à redução do circuito
- O aumento da eficiência, dada por eliminação de chaves de comutação e o uso de transformador
- Redução do uso de elementos magnéticos que contribuem com o peso e volume do sistema
- Diminuição das dimensões dos elementos magnéticos

Diante do exposto, destaca-se que o conversor de único estágio apresentado neste trabalho pode ser definido como um sistema capaz de realizar a elevação ou redução de tensão de entrada impondo a forma de onda desejada na tensão de saída com elevado ganho sem a utilização de estágios pré-reguladores.

2.3 CONCLUSÃO

Este capítulo apresentou o estado da arte dos conversores estáticos de energia e a necessidade e tendência pelo desenvolvimento de conversores estáticos de único estágio. A partir das premissas deste tipo de conversor e da necessidade da conversão estática de energia, criada pelo escopo, mostrada neste capítulo, um novo sistema foi desenvolvido neste trabalho, utilizando da mesma característica topológica, apresentado em [22]. Consiste em um inversor elevador/abaixador de único estágio que opera segundo a imposição de corrente de entrada e imposição de tensão de saída com elevado ganho.

CAPÍTULO III

PROPOSTA DE UMA NOVA ESTRATÉGIA DE CONTROLE APLICADA A UM INVERSOR FONTE DE CORRENTE BUCK-BOOST

3.1 INTRODUÇÃO

O trabalho proposto por esta dissertação trata de uma nova técnica de controle aplicada a um inversor de único estágio topológico definido por um inversor *Buck-Boost* [22]. A estratégia de controle faz com que este inversor ofereça varias funcionalidades que justificam sua realização:

- Elevador/Abaixador.
- Seguidor de tensão, a partir de uma referência independente de circuito externo.
- Único estágio de conversão *Buck+Boost* com 5 chaves de comutação e 5 diodos.
- Único indutor de reduzido tamanho, modo quase descontínuo.
- Único capacitor de reduzido tamanho.
- Sem filtro de saída sintonizado em freqüência fixa.
- Imposição de corrente no indutor por histerese (oferece a condição de elevação).
- Imposição de tensão de saída por histerese (eliminação de filtro).

O inversor *Buck-Boost* é mostrado na figura 3.1.

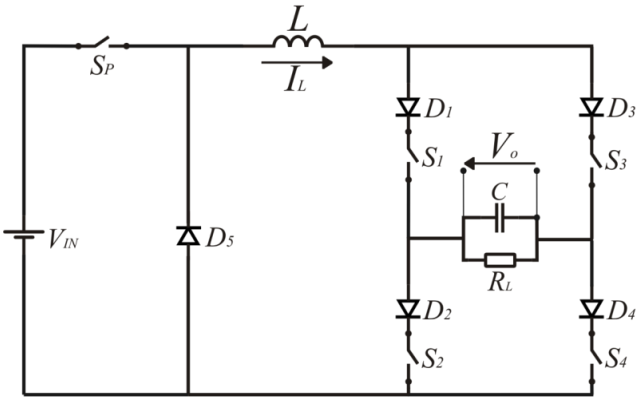

Figura 3. 1. Inversor *Buck-Boost.*

3.2 ESTRATÉGIA DE CONTROLE

O grande ganho deste conversor está na simplicidade em sua estrutura topológica mostrada em [22] atrelada a uma estratégia de controle inovadora. A estrutura utiliza o inversor CSI que provê algumas vantagens. O ganho de tensão é conseguido por efeito da configuração *Boost* que pode ser obtida pelo caminho formado pelas chaves S_P, S_1 e S_2 ou S_P, S_3 e S_4. Este método permite uma grande possibilidade de operação, uma vez que o indutor é uma fonte de corrente capaz de oferecer variação de tensão instantânea. Por esta característica a estratégia de controle proposta é bem aplicada para elevação de tensão de saída a partir de uma fonte CC de baixa tensão 12-48V.

A estratégia de controle consiste na imposição de duas grandezas:

- Corrente no indutor do CSI, I_L
- Tensão de saída, V_O

Esta feita advém da geração de dois sinais de referência, I_{REF} e V_{REF}. V_{REF} é um sinal de tensão senoidal alternado de freqüência fixa em 60 Hz e I_{REF} é um sinal de tensão senoidal retificado com freqüência fixa em 120 Hz. Devido a característica de operação em função de um bom rendimento, estes sinais devem ser semelhantes em módulo e em fase dependendo da aplicação. Pois a geração de tensão senoidal possui variações em sua demanda de energia em apenas um ciclo, exigindo então que a imposição de corrente ao indutor seja otimizada. Esta técnica permite que o sistema funcione de forma independente em aplicações *stand-alone*. Já nas aplicações *grid-connected* basta que a referência de tensão seja imposta pela rede e

sincronizada com a referência de corrente. A sincronia entre V_{REF} e I_{REF} é necessária, pois, a energia que alimenta o inversor é proveniente do indutor, então deve existir um compromisso entre energia armazenada no mesmo e energia requerida pela carga respeitando um padrão de rendimento.

3.2.1 PRINCÍPIO DE OPERAÇÃO

O princípio de operação proposto baseia-se na imposição de grandezas. Para tanto, é necessário que o conversor opere segundo as configurações apresentadas na figura 3.2. Para que haja o crescimento de corrente no indutor *L* do CSI é necessário que o conversor assuma a configuração *Boost*. Para a imposição da tensão, o conversor assume a configuração *Buck* e *Buck+Boost* pelo inversor em cada semi-ciclo.

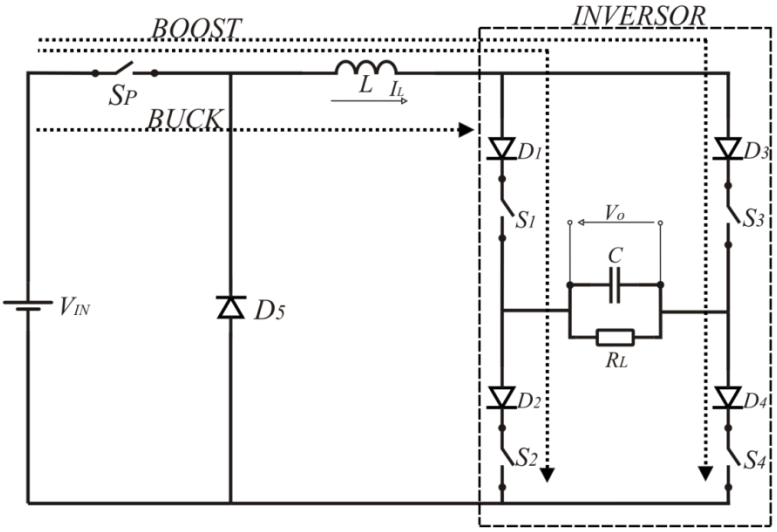

Figura 3. 2. Modos de operação.

A lógica de controle é baseada na modulação por comparação, sendo que para imposição de corrente I_L a mesma é amostrada por um transdutor de corrente que gera um sinal de tensão, proporcional à corrente que passa através do indutor, I_{LV}, na faixa de amplitude do sinal I_{REF}. Da mesma forma, a tensão de saída V_O é convertida no sinal de tensão V_{OV} por um transdutor de tensão. A figura 3.3 mostra os sinais amostrados e a lógica de controle apresentada pelos comparadores e portas OU. Observa-se pela figura que os sinais de geração são oriundos de um Microcontrolador (*MCU Microcontroller Unit*) que será explicado de forma detalhada no capítulo IV.

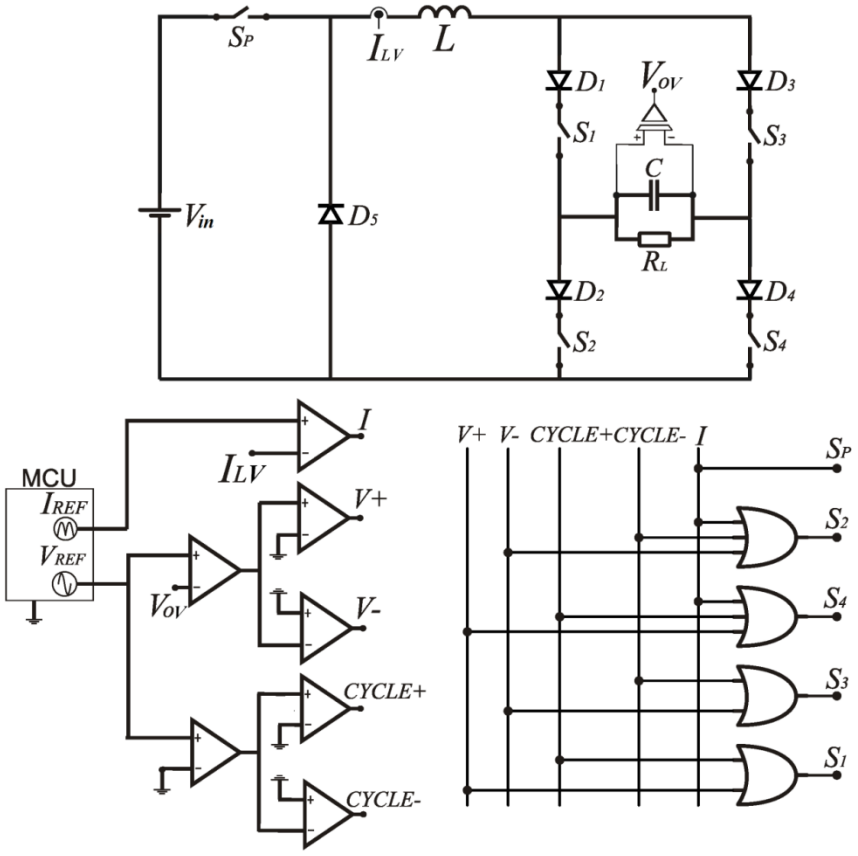

Figura 3. 3. Diagrama geral da lógica de controle.

A estratégia é definida basicamente por 3 controles fundamentais:

- Controle de corrente
- Controle de ciclo
- Controle de tensão

Estes regem todo o funcionamento do conversor de forma que: Controle de corrente é responsável pela imposição de I_L; Controle de ciclo é responsável pela segurança das chaves de comutação e aumento do rendimento; e o Controle de tensão é responsável pela modulação da tensão de saída no formato correto.

3.2.1.1 CONTROLE DE CORRENTE

O controle de corrente é responsável por estabelecer o formato de onda de corrente no indutor do CSI. A figura 3.4 apresenta a estratégia de modulação. O sinal de referência I_{REF}

consiste em uma tensão senoidal sintetizada da tensão de referência V_{REF}, portanto apresenta duas vezes a freqüência de V_{REF}.

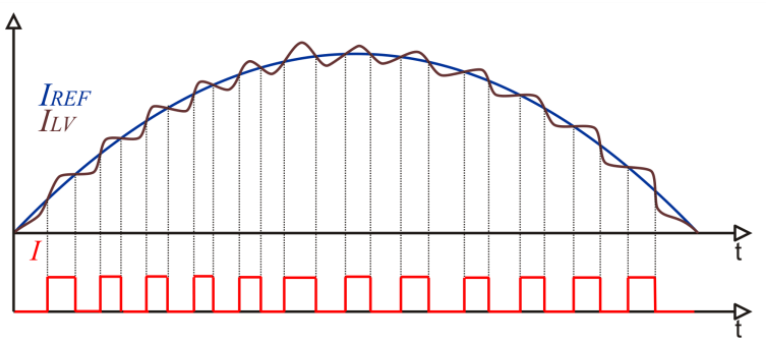

Figura 3. 4. Forma de imposição da corrente no indutor do CSI.

Os dois sinais I_{REF} e I_{LV} são comparados utilizando um amplificador operacional de resposta rápida que gera um sinal de saída lógico. O sinal lógico alto é uma tensão positiva e o sinal lógico baixo é uma tensão negativa. Este é representado por (I) de forma que:

- $I_{REF} > I_{LV} \rightarrow I = 1$

Nesta condição, pela lógica definida na figura 3.3, o sinal I envia comando de acionamento para as chaves S_P, S_2 e S_4. Desta forma, a configuração *Boost* é colocada em operação. A elevação de corrente é feita pela imposição de dois caminhos em decorrência da ação do controle de ciclo. Se o conversor estiver operando no semi-ciclo positivo, o caminho de elevação da corrente I_L é feito através das chaves S_P, S_1 e S_2 como mostrado na figura 3.5. No semi-ciclo negativo o caminho para imposição de I_L é feito através das chaves S_P, S_3 e S_4 como mostrado na figura 3.6.

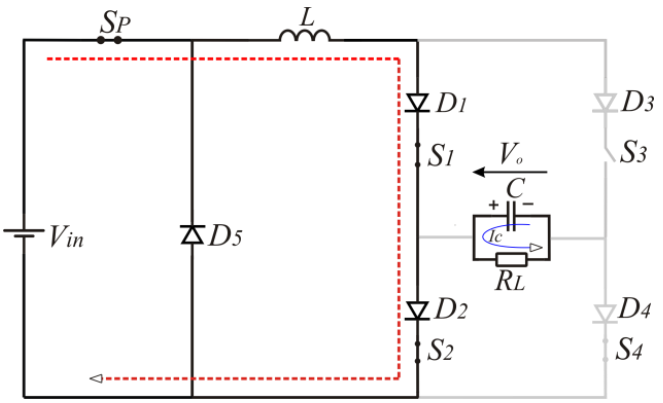

Figura 3. 5. *Boost* semi-ciclo positivo.

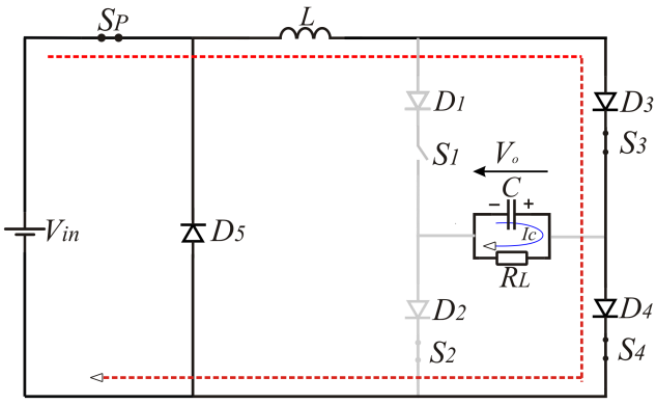

Figura 3. 6. *Boost* semi-ciclo negativo.

Durante esta operação, o capacitor de saída *C*, devido a sua polaridade, descarrega sua energia na carga fazendo o papel de fonte de tensão. Este ainda oferece uma impedância maior do que a proporcionada pelo caminho das chaves. Como neste intervalo o capacitor é responsável por suprir a tensão, há um relacionamento entre o dimensionamento do mesmo em função do indutor. De forma que, se o dimensionamento do indutor prime pela operação em modo contínuo e que não permita rápidas variações de corrente, o capacitor de saída deve ser grande o bastante para suprir a carga durante todo intervalo de carga do indutor. À luz desta característica, o conversor projetado por este trabalho optou pela redução das dimensões dos elementos magnéticos fazendo prevalecer o baixo custo, reduzido peso e tamanho. Evidentemente que o custo a se pagar por esta atitude se deve a perda de rendimento graças aos elevados picos de corrente.

Para o decrescimento da corrente:

- $I_{REF} < I_{LV} \rightarrow I = 0$

Pela lógica de controle da figura 3.3 pode-se observar que a chave S_P é desativada fazendo com que o conversor opere na configuração *Buck*. Nesta etapa o indutor descarrega sua energia transferindo-a para o capacitor de saída.

3.2.1.2 CONTROLE DE CICLO

Este controle é responsável por garantir que sempre haja um caminho para a corrente proveniente do indutor. Ainda, é capaz de oferecer um ganho no rendimento evitando que as

chaves S_1 e S_3 não sejam comutadas em alta freqüência durante o intervalo de um semi-ciclo (S_1 para o semi-ciclo positivo e S_3 para o semi-ciclo negativo).

Um indutor sempre quando utilizado como fonte de corrente fornece variação de tensão instantânea forçando o caminho de sua corrente. Desta forma, quando um circuito submetido a esta corrente é interrompido por uma abertura de chave, conforme a equação (3.1), uma elevada tensão surgirá nos terminais desta forçando o caminho da corrente.

$$V_L = L\,\frac{di}{dt} \tag{3.1}$$

Para proteger o circuito, o sinal de referência de tensão é comparado com nível zero gerando dois pulsos de controle, *Cycle+* para semi-ciclo positivo e *Cycle-* para negativo. *Cycle+* age sobre as chaves S_1 e S_4 e *Cycle-* age sobre S_3 e S_2. A lógica é mostrada abaixo:

- $V_{REF} > 0 \rightarrow$ *Cycle+* = 1
  Cycle- = 0

- $V_{REF} < 0 \rightarrow$ *Cycle-* = 1
  Cycle+ = 0

A proteção das chaves de comutação é feita de maneira que S_1 e S_4 sempre estejam ativas durante o semi-ciclo positivo e S_3 e S_2 sempre estejam ativas no semi-ciclo negativo, conforme a lógica apresentada na figura 3.7. Todavia, a troca do semi-ciclo pode ocasionar abertura de todas as chaves. Porém, conforme observado em simulação, este é um evento raro devido à ação do controle de tensão.

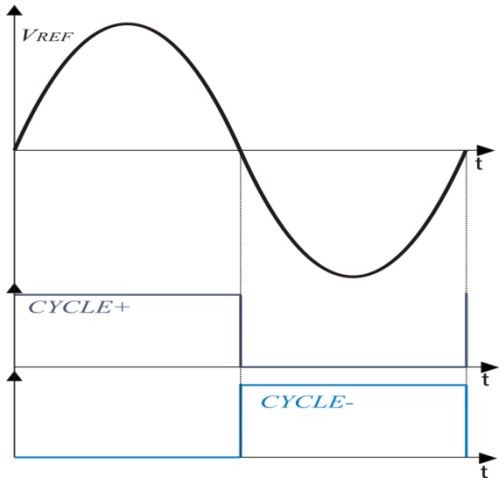

Figura 3. 7. Ação do controle de ciclo.

Para exemplificar, considera-se a transição do semiciclo positivo para o negativo. No momento em que a tensão de referência se aproxima de zero o controle de tensão (*V*-) atua juntamente com pulso do controle de ciclo (*Cycle*+), forçando o decaimento da tensão V_O. Esta condição implica no acionamento das 4 chaves do inversor, conforme observa-se na figura 3.8, que provê sempre um caminho para a corrente do indutor. Após esta fase, a ação do pulso *Cycle*- garante o caminho da corrente, pois já houve a inversão de semiciclo. Ainda que raro, o problema não está totalmente livre de acontecer.

Com o uso dos *snubbers* RCD, nas chaves de comutação, o evento de proteção ocorre naturalmente. Pela abertura do caminho, feita pelo desligamento de uma chave, o *snubber* ainda provê um caminho. O efeito ocorre da seguinte forma. Quando as chaves de comutação, responsáveis pela imposição do semiciclo positivo são desativadas, os *snubbers*, presentes em cada chave, oferecem caminho para a corrente durante o carregamento de seus capacitores. Este intervalo de tempo oferece uma garantia de circulação da corrente até que as chaves responsáveis pela imposição do semiciclo negativo sejam colocadas em plena condição de operação.

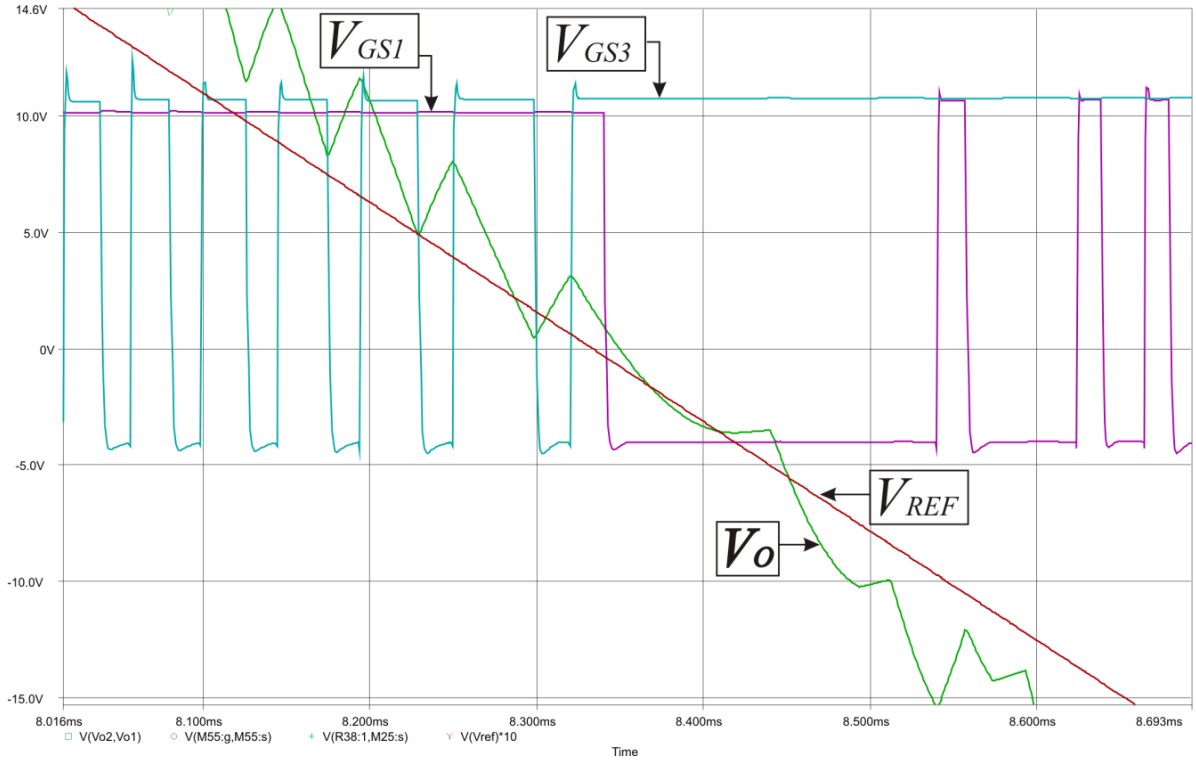

Figura 3. 8. Exemplo da proteção das chaves de comutação.

3.2.1.3 CONTROLE DE TENSÃO

Este controle é responsável pela imposição da tensão de saída de forma que, esta seja uma cópia do sinal de referência dado por V_{REF}. V_{REF} é um sinal de tensão senoidal alternada gerada por um módulo microcontrolado que é sincronizado com I_{REF}.

A imposição da tensão de saída se faz por meio de comparação entre V_{OV} e V_{REF}. O resultado desta comparação se faz por duas variáveis de controle $V+$ e $V-$. $V+$ indica a necessidade da elevação da tensão de saída e $V-$ indica a necessidade de redução. $V+$ age sob as chaves de comutação S_1 e S_4 e $V-$ age sobre as chaves de comutação S_3 e S_2.

É necessário complementar que estes comandos não têm efeito, quando utilizados para amplificação de tensão, sem que haja energia disponível no indutor do CSI. Logo, um simples incremento na amplitude de V_{REF} não é suficiente para que a tensão de saída seja elevada. Para tanto, deve existir energia no indutor do CSI capaz de suprir a demanda da carga. Isso justifica a futura implementação de uma realimentação vinda de V_{OV} que atualizaria o valor de I_{REF} para que a energia no indutor fosse elevada propiciando condição para a demanda de energia exigida pela carga. Como o armazenamento de energia no indutor do CSI é vital para o correto funcionamento do conversor, nenhum outro controle tem ação sobre o controle de corrente.

A lógica do controle de tensão é simples:

- $V_{REF} > V_{OV}$ → $V+ = 1$
  → $V- = 0$

- $V_{REF} < V_{OV}$ → $V+ = 0$
  → $V- = 1$

Estas variáveis representam a atuação do inversor fazendo com que a tensão V_{OV} seja a mais próxima possível de V_{REF}. Logo, pode-se ter qualquer formato de onda de tensão para V_{REF} desde que haja energia no indutor do CSI.

As figuras 3.9 a 3.12 apresentam o funcionamento do conversor operando na configuração *Buck* sob ação do controle de tensão. Neste estágio de operação ocorre a transferência de energia proveniente do indutor para a carga, sendo que o mesmo possui uma

quantidade armazenada para o correto funcionamento. São apresentadas as etapas de operação:

1º Caso:

Semi-ciclo positivo com ação de decréscimo de tensão (Figura 3.9).

- $V_{REF} < V_{OV}$ → $V- = 1$
- $V_{REF} > 0$ → $Cycle+ = 1$

Nesta etapa de operação o caminho da corrente anterior, proveniente do indutor, se fazia para carregar o capacitor *C*, passando por S_1 e S_4. No momento em que *V*- age, as chaves S_3 e S_2 fazem com que o caminho da corrente seja alterado. A corrente do indutor encontra menor impedância através do lado negativo da carga do capacitor, fazendo com que o mesmo seja descarregado atendendo ao comando de *V*-. O caminho da corrente se faz então por S_3, capacitor e S_2.

Nesta etapa de operação é importante destacar um conhecido fenômeno que é inerente ao correto funcionamento do conversor. A corrente do indutor agora se encontra somada a do indutor. Isto faz com que I_L seja elevada durante este pequeno intervalo. Pode-se observar que este fenômeno não interfere no rendimento, pois a fonte de entrada encontra-se fora da operação por meio da chave de comutação S_P. A mesma encontra-se desativada segundo o controle de corrente, dado que $I_L > I_{REF}$.

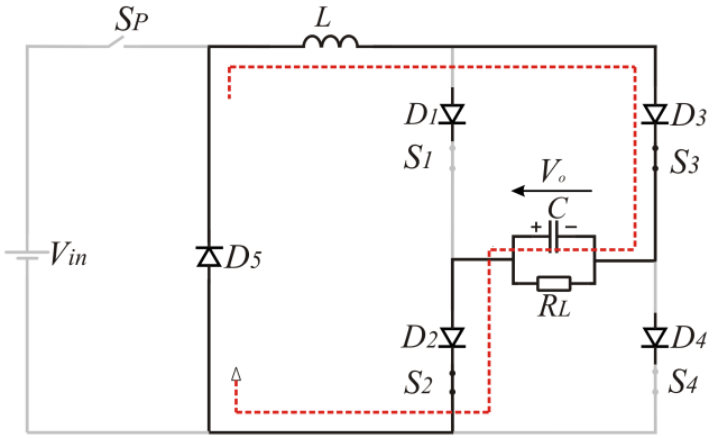

Figura 3. 9. Ação de controle *V*- e *Cycle*+.

2º Caso:

Semi-ciclo negativo com ação com de decréscimo de tensão negativamente (Figura 3.10).

- $V_{REF} > V_{OV}$ → $V+ = 1$
- $V_{REF} < 0$ → $Cycle- = 1$

Nesta etapa de operação o caminho de corrente se fazia, anteriormente, por meio das chaves S_3, capacitor C e S_2. No momento em que $V+$ age, as chaves S_1 e S_4 fazem com que o caminho da corrente seja alterado. A corrente do indutor encontra menor impedância através do lado negativo da carga do capacitor, fazendo com que o mesmo seja descarregado (negativamente) atendendo ao comando de $V+$. O caminho da corrente se faz então por S_1, capacitor e S_4. Como no primeiro caso, a corrente do indutor nesta operação se soma a do capacitor e então se eleva sem ação *Boost* do controle de corrente.

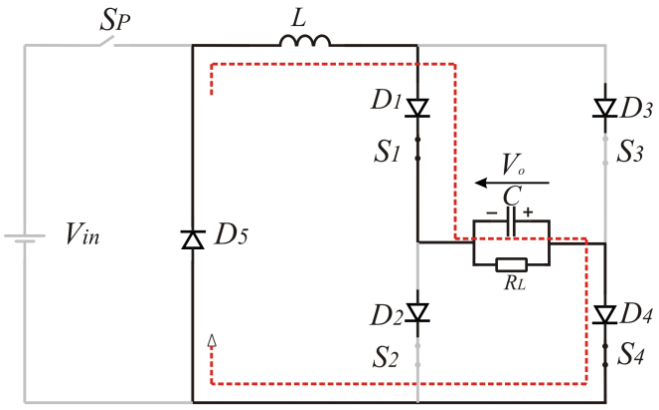

Figura 3. 10. Ação de controle *V+* e *Cycle-*.

3º Caso:

Semi-ciclo positivo com ação de acréscimo de tensão (Figura 3.11).

- $V_{REF} > V_{OV}$ → $V+ = 1$
- $V_{REF} > 0$ → $Cycle+ = 1$

Nesta etapa de operação o caminho de corrente se fazia, anteriormente, por meio das chaves S_1, capacitor e S_4. Neste caso, a ação de $V+$ é redundante, pois ela só realiza ação comando nas chaves S_1 e S_4 que já estão sendo ativadas por *Cycle+*. Esta etapa é caracterizada somente pela necessidade de carga ao capacitor transferindo energia do indutor para a carga, etapa *Buck*.

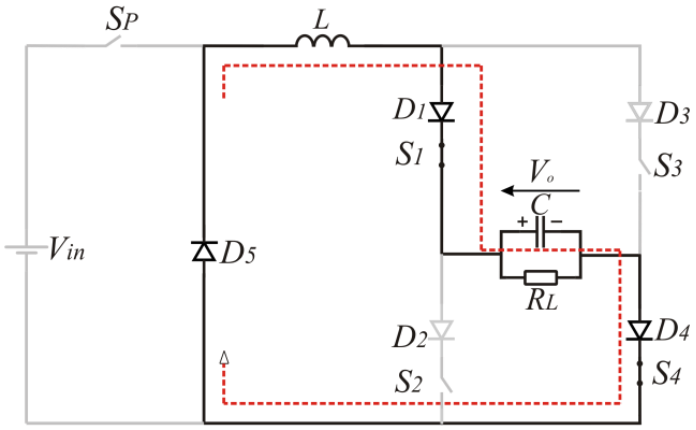

Figura 3. 11. Ação de controle *V+* e *Cycle+*.

4° Caso:

Semi-ciclo negativo com ação de acréscimo de tensão (negativamente) (Figura 3.12).

- $V_{REF} < V_{OV}$ → *V-* = 1
- $V_{REF} < 0$ → *Cycle-* = 1

Nesta etapa de operação o caminho de corrente se fazia, anteriormente, por meio das chaves S_3, capacitor e S_2. Neste caso a ação de *V-* é redundante, pois ela só realiza ação de comando nas chaves S_3 e S_2 que já estão sendo ativadas por *Cycle-*. Esta etapa é caracterizada somente pela necessidade de carga (negativa) ao capacitor transferindo energia do indutor para a carga, etapa *Buck*.

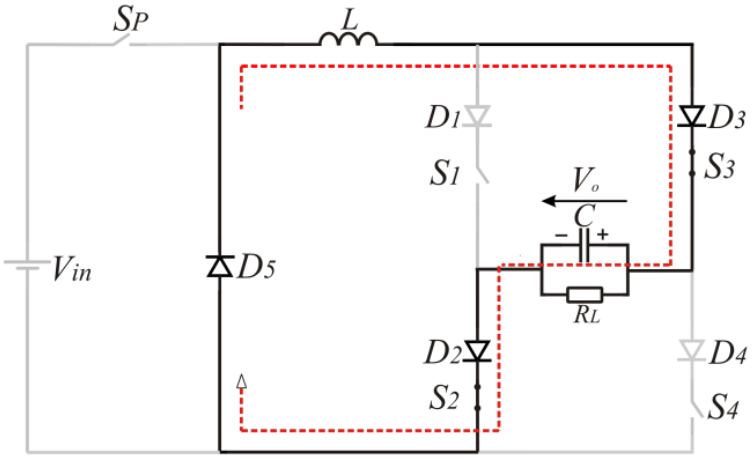

Figura 3. 12. Ação de controle *V-* e *Cycle-*.

De forma a resumir toda a ação da estratégia de controle sob as chaves de comutação do conversor, a tabela 3.1 foi desenvolvida, a partir da lógica presente na figura 3.3. Ela representa a síntese da estratégia de controle.

Na tabela, *Cycle+* quando Falso (0), representa que a variável *Cycle-* é verdadeira (1). Da mesma forma estão relacionados *V+* e *V-*.

Tabela 3. 1. Resumo da estratégia de controle.

Cycle+ (~Cycle-)	*V+(~V-)*	*I(IREF > IL)*	*SP*	*S1*	*S2*	*S3*	*S4*	Modo de operação
FALSO	FALSO	FALSO	FALSO	FALSO	VERDADEIRO	VERDADEIRO	FALSO	BUCK
FALSO	FALSO	VERDADEIRO	VERDADEIRO	FALSO	VERDADEIRO	VERDADEIRO	VERDADEIRO	BOOST
FALSO	VERDADEIRO	FALSO	FALSO	VERDADEIRO	VERDADEIRO	VERDADEIRO	VERDADEIRO	BUCK
FALSO	VERDADEIRO	VERDADEIRO	VERDADEIRO	VERDADEIRO	VERDADEIRO	VERDADEIRO	VERDADEIRO	BUCK+BOOST
VERDADEIRO	FALSO	FALSO	FALSO	VERDADEIRO	VERDADEIRO	VERDADEIRO	VERDADEIRO	BUCK
VERDADEIRO	FALSO	VERDADEIRO	VERDADEIRO	VERDADEIRO	VERDADEIRO	VERDADEIRO	VERDADEIRO	BUCK+BOOST
VERDADEIRO	VERDADEIRO	FALSO	FALSO	VERDADEIRO	FALSO	FALSO	VERDADEIRO	BUCK
VERDADEIRO	VERDADEIRO	VERDADEIRO	VERDADEIRO	VERDADEIRO	VERDADEIRO	FALSO	VERDADEIRO	BOOST

3.2.2 MÓDULO DE GERAÇÃO DE SINAIS

Este módulo é responsável pela geração dos sinais de referência V_{REF} e I_{REF} de forma sincronizada. É o ponto de partida para o correto funcionamento do conversor. A utilização de um microcontrolador permite que o conversor seja versátil, permitindo a geração de variados tipos e formatos de onda, até mesmo a geração de tensão CC. O microcontrolador (*MCU – Microcontroller Unit*) utilizado é o ATmega32 da ATMEL® e permite uma boa capacidade de armazenamento de dados. A partir de uma prévia geração de pontos em um vetor para I_{REF} e outro para V_{REF}, vários formatos de onda podem ser transferidos para sua memória. Para este trabalho a seleção de pontos utilizada é uma onda senoidal alternada com freqüência fixa em 60Hz. O código de programa foi realizado em plataforma de desenvolvimento Eclipse® utilizando-se a linguagem *C* de programação, pelo compilador *GCC(GNU Compiler Collection)*. O código está presente no apêndice A.

O MCU utilizado não possui saída analógica, portanto, um conversor D/A foi integrado ao circuito. O dispositivo utilizado, MAX 509 da MAXIM®, possui 4 canais de saída que opera com protocolo SPI. Implementando-se a multiplexação de endereço a um *clock* fixo de operação, o MCU envia os pulsos equivalentes aos sinais de referência, que por

sua vez são convertidos pelo sistema D/A. Os sinais de referência analógicos são enviados a um circuito de ganho manual. O sistema funciona sem realimentação automática. Desta forma, para uma mudança de carga, é necessário que se altere o ganho para o sinal de I_{REF} manualmente. Esforços futuros serão no intuito de que o sistema seja totalmente independente à variação de carga através da realimentação e ajuste de ganho via software no MCU.

3.3 CONCLUSÃO

Este capítulo dedicou-se a estratégia de controle desenvolvida para aplicação em um inversor de único estágio. A estratégia desenvolvida é capaz de amplificar tensão de saída através da imposição da corrente do indutor do CSI. Observou-se que o ganho de tensão é feito por meio de uma estratégia definida na qual elimina a necessidade de um estágio pré-regulador. Nota-se também que o uso de um filtro de saída sintonizado é desnecessário visto que, a tensão é imposta por técnicas de comparação.

A tabela 3.1 apresenta todas as possíveis configurações das chaves de comutação do conversor em função da estratégia de controle. O conversor opera nas configurações *Buck*, *Boost* e *Buck+Boost*.

CAPÍTULO IV

RESULTADOS DE SIMULAÇÃO DO CONVERSOR

4.1 INTRODUÇÃO

Este capítulo dedica-se a apresentação de todos os circuitos de controle e potência desenvolvidos para atender a estratégia empregada, juntamente com resultados de simulações. As figuras e explicações expostas aqui servem como auxílio no entendimento de todo o controle, bem como, uma comprovação da estratégia proposta. São apresentados resultados de simulação computacional de forma didática sobre ensaios de carga linear e não linear.

4.2 ESQUEMA GERAL DO CIRCUITO DE POTÊNCIA E CONTROLE

Tanto o circuito de potência, quanto o de controle, foram implementados inicialmente utilizando o software ORCAD. Esta etapa é importante, pois todas as variáveis podem ser monitoradas. Este tópico apresenta os dois circuitos. A figura 4.1 mostra o circuito de potência. Este circuito possui chaves de comutação IRFP250, diodos genéricos *Dbreak*, e fontes “E” utilizadas como sensores.

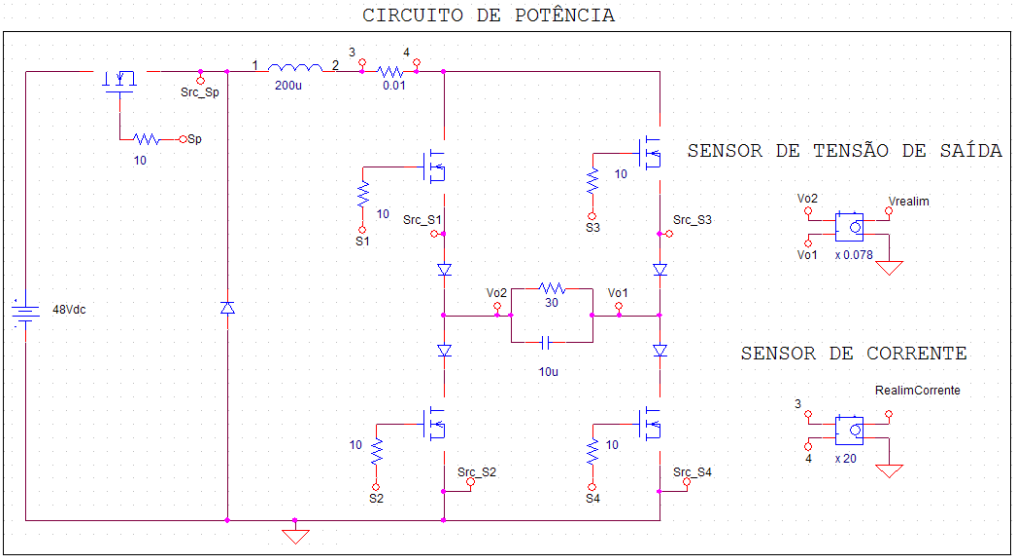

Figura 4. 1. Circuito de potência do conversor simulado.

As figuras mostradas na sequência mostram o circuito de controle que estão conectados aos nós mostrados na figura 4.1, S_p, S_1, S_2, S_3, S_4, V_{O1}, V_{O2}, *3*, *4*, *Vrealim* e *RealimCorrente*.

A figura 4.2 apresenta o modo de geração de sinais de referência utilizado em simulação. Pela figura observa-se um retificador de precisão de meio ciclo. Portanto, dois geradores de sinal senoidal foram utilizados para a obtenção de I_{REF} em decorrência da natureza do circuito em função do atraso necessário entre os dois sinais. As fontes "E", dependentes de tensão, são utilizadas para ajuste de ganho, tanto para *RefCorrente*(I_{REF})e V_{REF}.

A figura 4.3 apresenta os sinais gerados a partir do circuito da figura 4.2. Conforme explicado no capítulo III, I_{REF} representa uma onda semelhante ao V_{REF}, porém de valor absoluto, ou seja, uma onda senoidal retificada. Desta forma, tem-se V_{REF} como sendo um sinal senoidal alternado com freqüência de 60Hz e I_{REF} sendo V_{REF} retificado, ambos sincronizados.

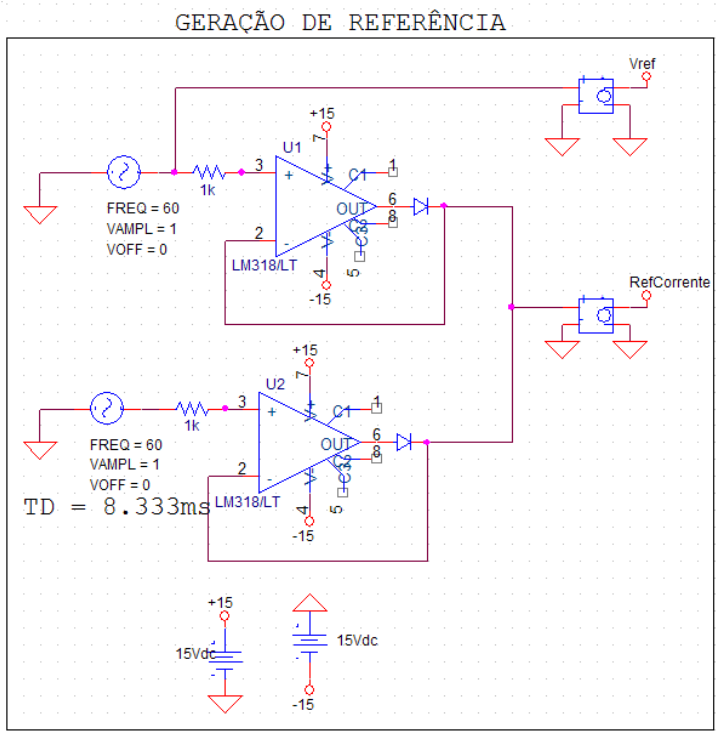

Figura 4. 2. Geração de sinais de referência.

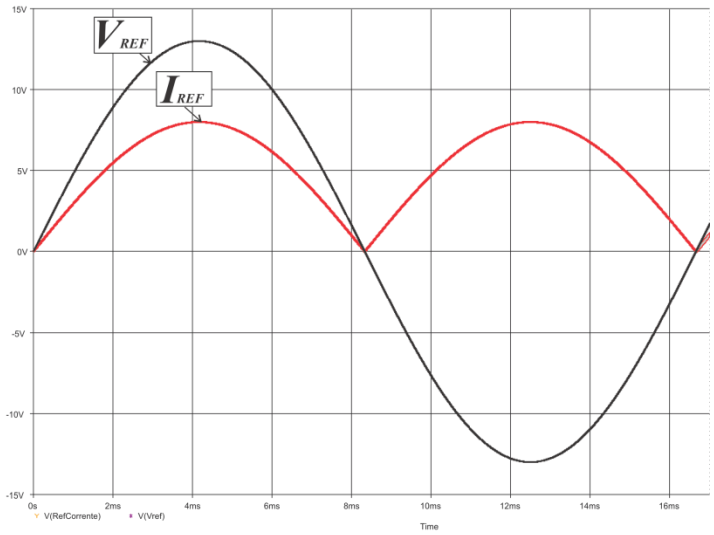

Figura 4. 3. Sinais de referência.

A figura 4.4 apresenta os comparadores implementados para os circuitos de controle da corrente, controle do ciclo e controle da tensão. A comparação foi feita utilizando o comparador LM318. A saída destes comparadores fornece os sinais *V+*, *V-*, *Ciclo+*, *Ciclo-* e *I*.

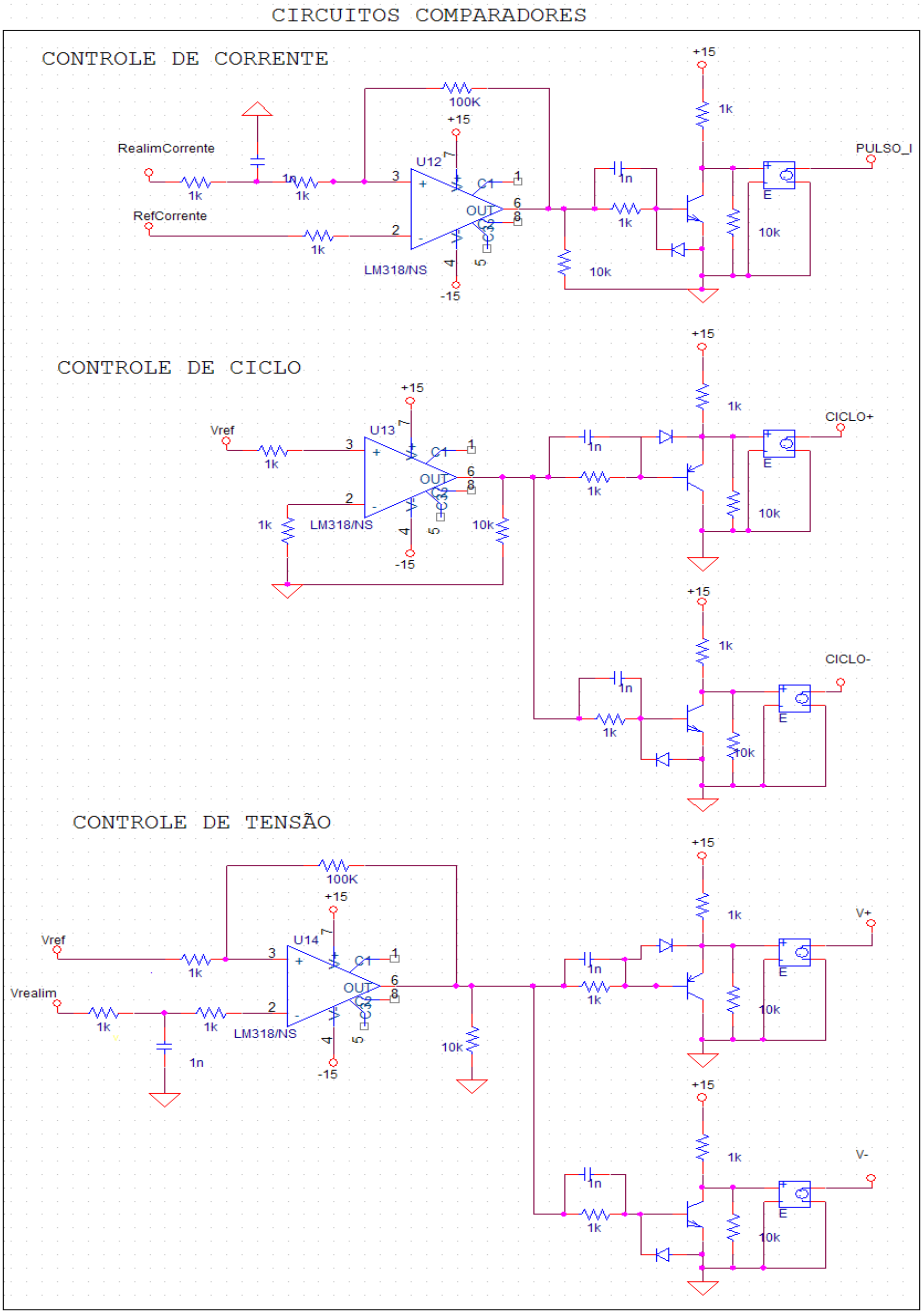

Figura 4. 4. Circuitos comparadores para utilizados para o controle.

A figura 4.5 apresenta a ação do controle de corrente. O pulso *I* é o resultado da comparação entre I_{REF} *(RefCorrente)* e I_{LV} *(RealimCorrente)*. *I*, quando colocado em nível alto de tensão, impõe a elevação da corrente I_L fazendo com que esta siga a referência dada por I_{REF}

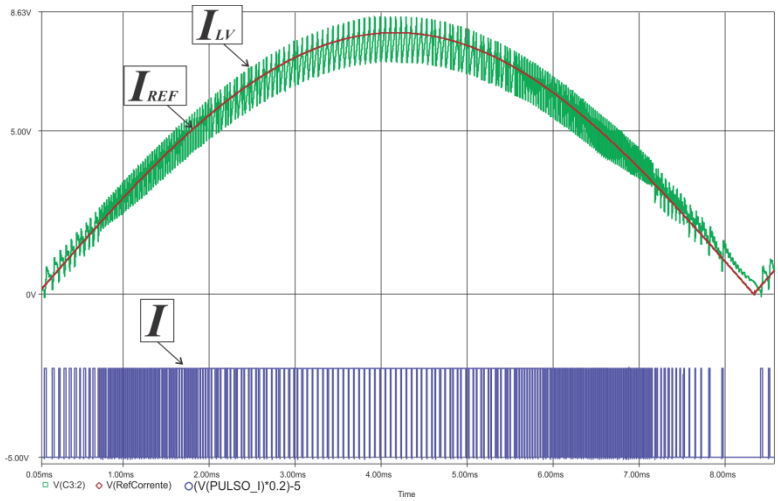

Figura 4. 5. Ação do controle de corrente.

A figura 4.6 apresenta os detalhes da ação dos pulsos de controle da figura 4.5, mostrando que a corrente I_{LV} cresce devido ao pulso alto. É possível observar o fenômeno descrito no capítulo III, sobre o *Boost* natural que ocorre devido à ação da energia do capacitor. Pode-se perceber que a corrente I_{LV} cresce na região de troca de semi-ciclo, sem o comando I do controle de corrente. Isto se deve ao controle de tensão no intuito de redução de tensão no capacitor a fim de que V_{OV} siga V_{REF}, que neste momento se aproxima de nível zero de tensão.

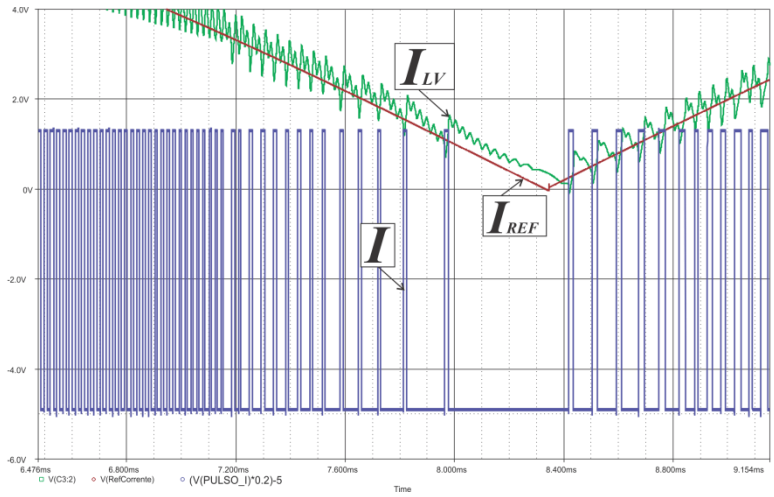

Figura 4. 6. Detalhe de operação do controle de corrente.

A figura 4.7 apresenta a ação do controle de ciclo, sendo mostrados os pulsos *Cycle+* em vermelho, referente ao semiciclo positivo, e *Cycle-* em preto, referente ao semiciclo negativo.

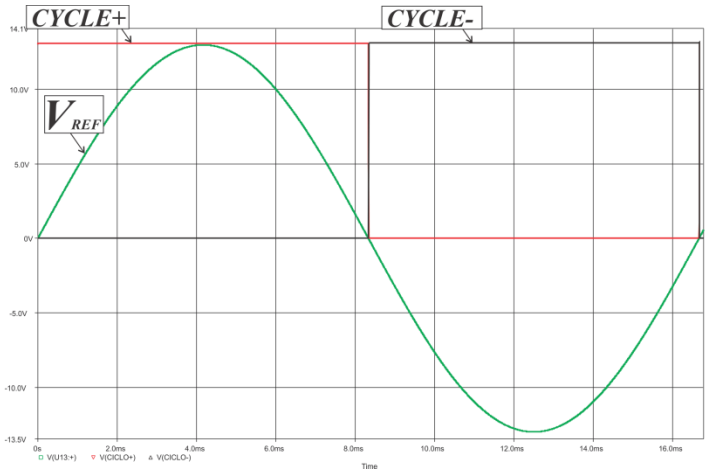

Figura 4. 7. Controle de ciclo.

A figura 4.8 apresenta o comportamento da tensão de saída realimentada, em uma carga resistiva, em função da imposição dada por V_{REF}.

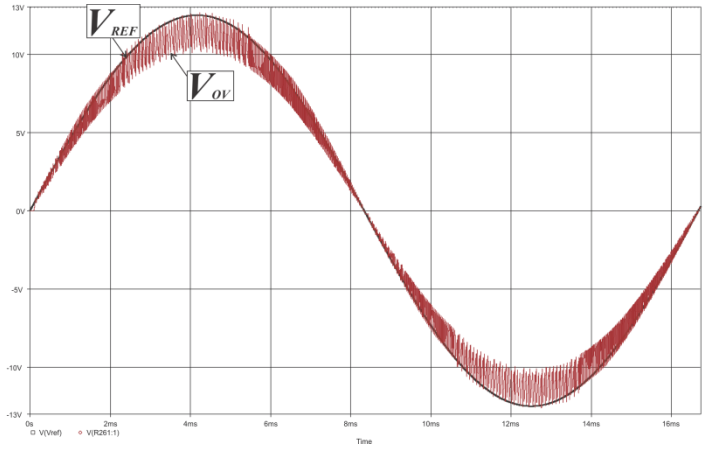

Figura 4. 8. Tensão de saída realimentada em comparação com a tensão de referência.

A figura 4.9 apresenta a interação de todos os pulsos de controle ilustrando o comportamento da tensão de realimentação (V_{OV}) e corrente de realimentação (I_{LV}). Os intervalos de I a IV mostram os estágios de operação conforme apresentado na tabela I do capitulo III.

O intervalo I apresenta o estágio *Buck+Boost*. Nesse intervalo há a ação dos dois controles, tensão e corrente. O pulso *V+* indica a necessidade de crescimento de tensão, porém, o pulso *I*, que indica a necessidade armazenamento de energia no indutor, tem prioridade. O efeito resultante é o decréscimo da tensão, devido à descarga de energia do capacitor através da carga, e o crescimento pouco acentuado da corrente no indutor.

O intervalo II mostra o estágio *Buck*. Pode-se notar apenas a ação do controle de tensão *V*+. Nesta situação a tensão de saída é elevada através da energia proveniente no indutor do CSI. Nota-se que esta ação faz com que a corrente do indutor seja decrescida, comprovando a transferência de energia indutor → capacitor de saída.

O intervalo III mostra o estágio *Buck*, nota-se apenas ação do controle de tensão através de *V*-. Neste caso ocorre o decréscimo de tensão, porém há um incremento de corrente no indutor conforme citado no capítulo III. Este incremento ocorre, pois o capacitor, devido a sua polaridade no momento, comporta-se como uma fonte de tensão para o indutor caracterizando um estágio *Boost* natural.

O intervalo IV mostra o estágio *Buck+Boost*, esta situação é caracterizada pela ação do controle de corrente juntamente com a ação do decréscimo de tensão no sentido inverso do semi-ciclo. Devido à polaridade da tensão do capacitor neste semi-ciclo, o capacitor se torna uma fonte CC somada à entrada, fazendo com que a ação *Boost* se dê de forma acentuada e a tensão decrescida.

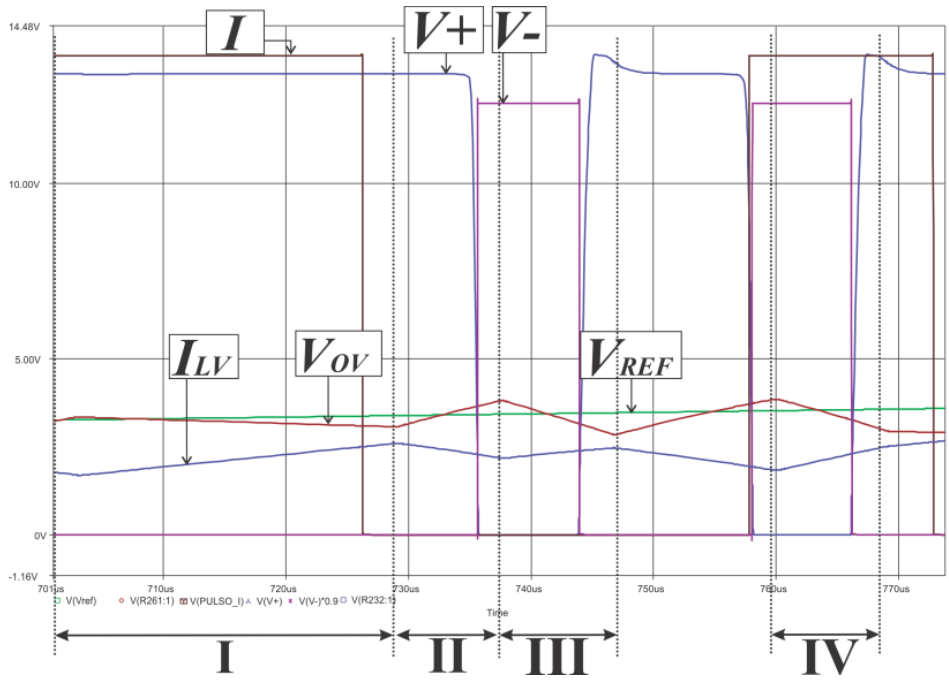

Figura 4. 9. Interação dos sinais de controle e grandezas medidas.

A figura 4.10 mostra o circuito utilizado para lógica de controle apresentada no capítulo III. Os diodos conectados em paralelo com os sinais implementam a função de portas lógicas OU.

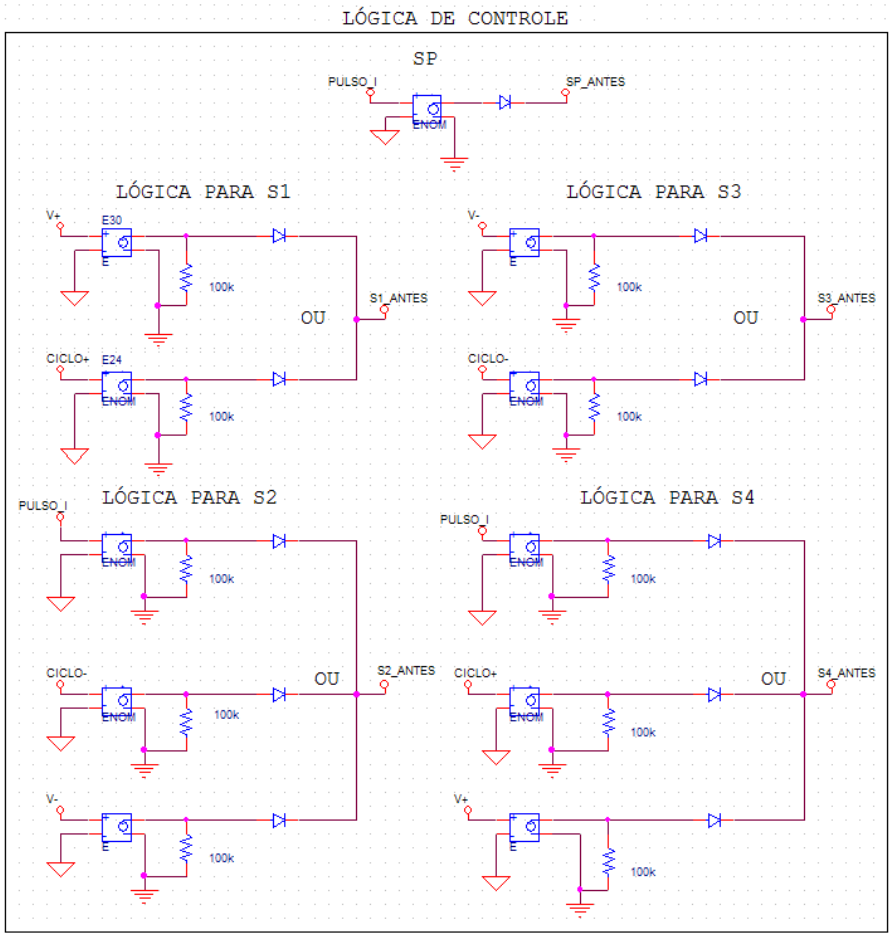

Figura 4. 10. Lógica de controle implementada em simulação.

A figura 4.11 apresenta o circuito de gatilho dos MOSFETS. As fontes *E* apresentadas na figura 4.10 representam isoladores, que no protótipo são implementados por acopladores ópticos. Este artifício permite a isolação necessária para o acionamento de cada chave, de forma independente. Note que para cada circuito uma referência separada foi criada a partir de fontes isoladas. Para fins de simulação é necessário que estas referências sejam conectadas por uma grande resistência, portanto há uma conexão em cada circuito, por meio de um resistor de 10GΩ, com a referência do controle e potência.

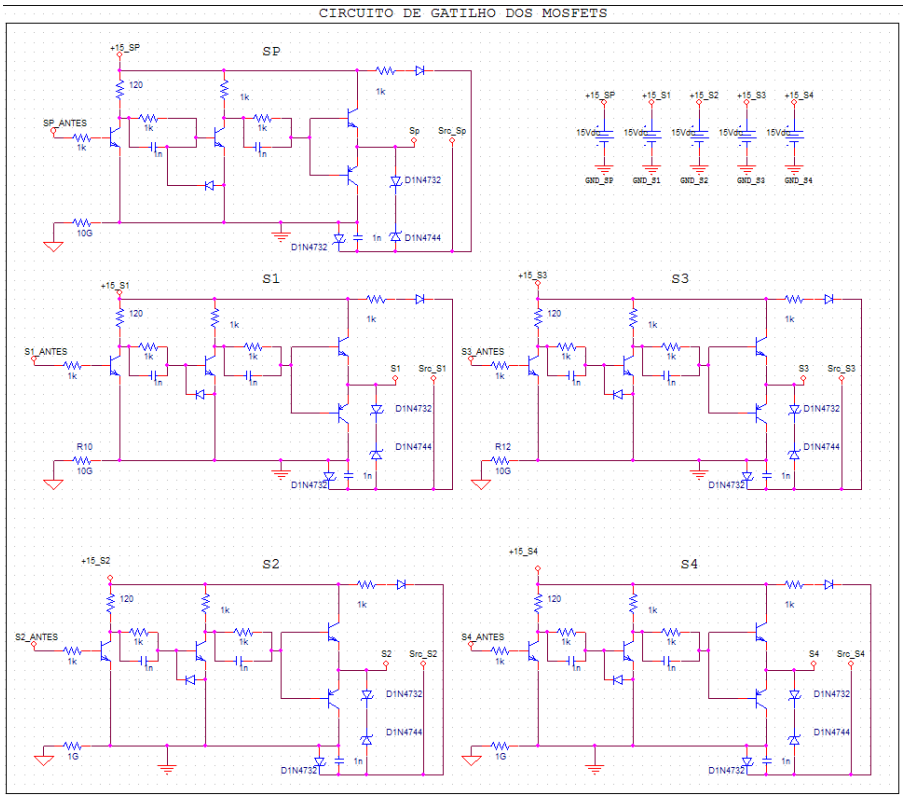

Figura 4. 11. Circuito de gatilho das chaves.

A figura 4.12 apresenta o comportamento da corrente no capacitor de saída perante a ação do controle do conversor sob o semi-ciclo positivo de operação. O intervalo I caracteriza a ação do controle de tensão *V*-. Através das chaves S_3 e S_2 a corrente assume valor instantâneo para que a tensão na carga seja decrescida, dada por V_O. O intervalo II mostra a ação do controle *V*+, que é complementar a *V*-. Neste caso a corrente do capacitor assume valor instantâneo de forma a contribuir ao crescimento da tensão V_O.

O intervalo III mostra a ação dos dois controles, corrente e tensão. Nesta situação, com *I* e *V*- em nível alto, a tensão de saída é decrescida devido à ação *Boost+Buck*. É possível observar, através de I_D (corrente do diodo em série com S_2) que o ângulo de crescimento da corrente é maior em relação ao intervalo IV, onde somente há ação de *I* (*Boost*). Pode-se perceber também que este acréscimo de corrente é devido à parcela de corrente provida pelo capacitor, com I_C. Durante o intervalo IV somente há a ação do controle de corrente fazendo com que I_C assuma a corrente de carga e ocorra a ação *Boost*.

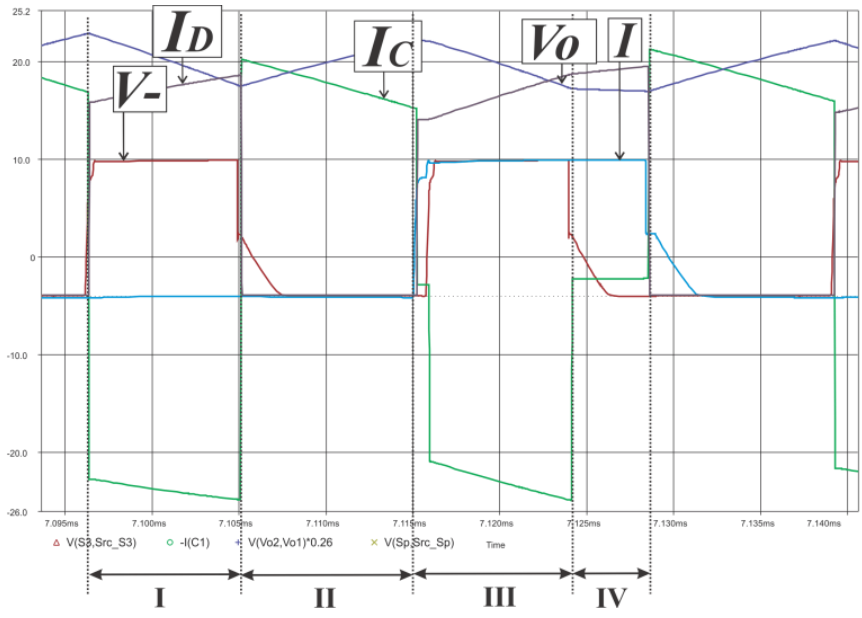

Figura 4. 12. Interação da corrente do capacitor *C* devido à ação do controle.

A figura 4.13 apresenta a tensão e corrente de saída, obtidos para uma carga puramente resistiva.

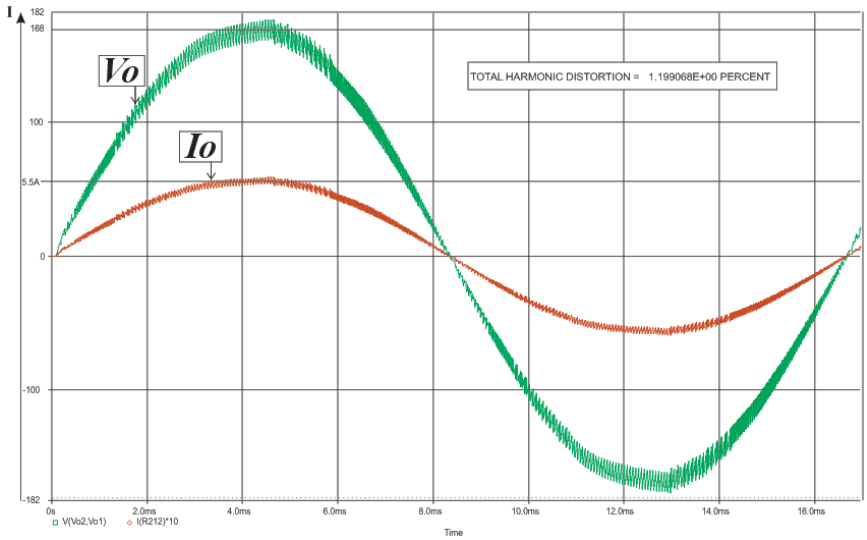

Figura 4. 13. Tensão e corrente de saída para carga resistiva.

A figura 4.14 apresenta a tensão e corrente de saída a partir de uma referência triangular alternada de 200Hz.

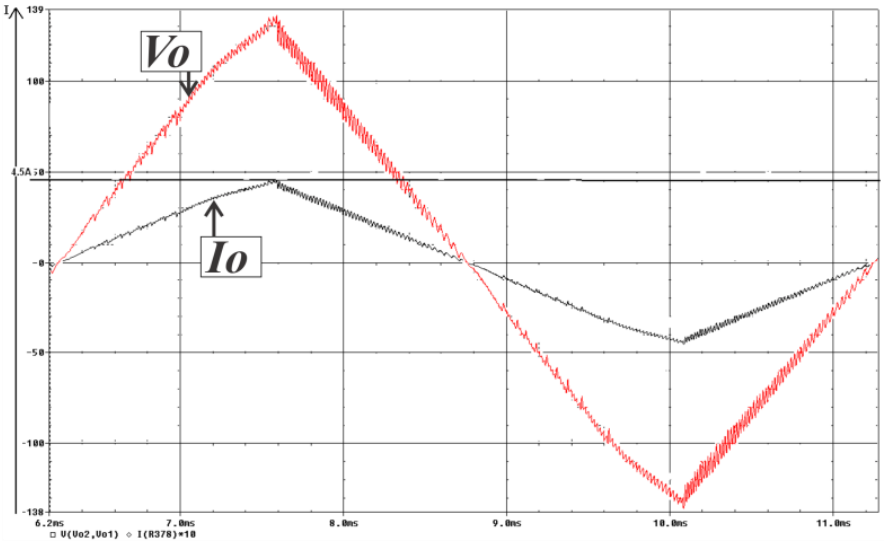

Figura 4. 14 Tensão e corrente de saída para referência triangular alternada de 200Hz.

A figura 4.15 apresenta o circuito equivalente de um retificador, utilizado como carga não linear, somente no semi-ciclo positivo de operação do conversor, para fins de análise. O capacitor C_1 representa o mesmo utilizado para a carga resistiva do inversor de único estágio. Note que em seus terminais, ao invés de uma carga resistiva há o retificador mostrando apenas os componentes ativos em um semi-ciclo. O capacitor C_2 é parte integrante do retificador, assim como os diodos D_6 e D_7. Espera-se obter como resultado uma tensão V_{C2}, contínua.

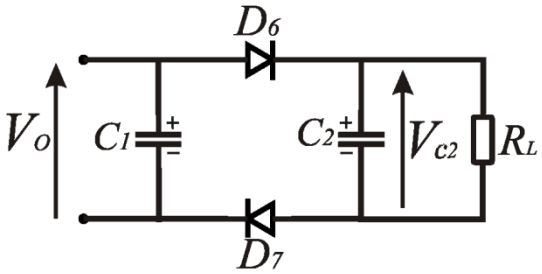

Figura 4. 15. Circuito equivalente de um retificador sobre o semi-ciclo positivo.

A figura 4.16 apresenta o resultado de simulação para o circuito retificador representando uma carga não linear. O capacitor possui 470 μF e o resistor possui 100Ω de impedância.

A análise destes resultados mostra que a imposição de tensão senoidal aplicada a uma carga não linear não é ideal para a eficiência do inversor. O intervalo I mostrado na figura mostra que a energia do indutor é aproveitada para o crescimento da tensão V_O e V_{C2}, porém, neste intervalo um grande capacitor representa a entrada do circuito equivalente, isto faz com

que o conversor necessite de elevada corrente no indutor do CSI para que haja energia suficiente para seu carregamento.

O intervalo II mostra que não há mais passagem de corrente do conversor para a carga. Desta forma a corrente do indutor é desperdiçada apenas para a imposição de corrente no mesmo. Isto ocorre, pois a tensão V_{C2} se torna maior do que a tensão imposta a C_1 polarizando reversamente o diodo D_6. Pela figura, é notável que a imposição de tensão senoidal é pouco aproveitada para este tipo de carga, observando-se a corrente I_{D6}. Pode-se observar também que a corrente do conversor, imposta no indutor do CSI, passa através do capacitor C_1 sem que haja seu aproveitamento.

Pela análise, é possível constatar que para este tipo de aplicação é inviável e desnecessário a forma de tensão senoidal. Logo, com o advento de uma mudança na referência, provida pelo microcontrolador, que poderia ser tida como uma tensão contínua faria com que uma tensão CC fosse imposta no capacitor C_1 colaborando com um melhor rendimento do conversor, evitando a modulação de um formato de onda desnecessário.

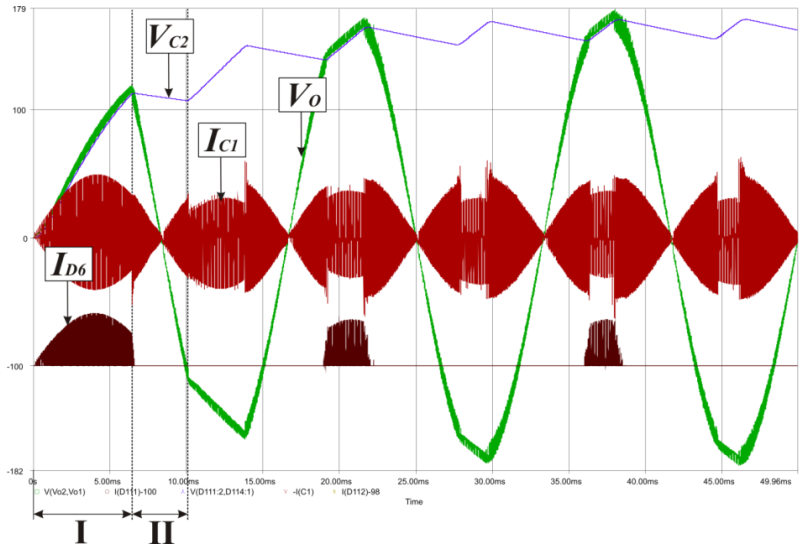

Figura 4. 16. Comportamento do conversor sobre efeito de uma carga não linear.

4.3 CONCLUSÃO

Este capítulo apresentou todo o circuito utilizado, via simulação, para implementação da estratégia de controle aplicada a um inversor de único estágio. Juntamente com os circuitos, resultados de simulação foram apresentados mostrando o funcionamento e a ação

das variáveis de controle em função das grandezas medidas e controladas. A análise dos pulsos de controle apresentou todas as etapas de operação *Buck*, *Boost* e *Buck+Boost*.

A partir do estudo apresentado pode-se concluir que a estratégia de controle aplicada ao inversor de único estágio tem plena capacidade de elevar a tensão de entrada, bem como, fazer com que a tensão de saída siga a referência estipulada utilizando-se da energia imposta ao indutor do CSI. Pôde-se observar também que a imposição de corrente no indutor do CSI, que é de principal importância para a proposta de amplificação, é tida como prioridade ao controle.

A simulação apresentou resultados do inversor de único estágio alimentando carga linear e não linear. O estudo concluiu que o conversor tem capacidade de reproduzir uma tensão de saída com baixa distorção harmônica para carga linear, mostrado na figura 4.13, tornando viável sua utilização em aplicação *grid-connected*. O ensaio com carga não linear mostrou resultados que contribuem com a utilização de um microcontrolador para mudança no sinal de referência para imposição de tensão de saída e corrente no indutor do CSI. Pôde-se observar que há um desperdício de energia, verificado no intervalo II da figura 4.16. Isto pode ser evitado através de técnicas de controle que podem ser futuramente implementadas.

CAPÍTULO V

PROJETO DO INVERSOR ELEVADOR/ABAIXADOR DE ÚNICO ESTÁGIO E RESULTADOS EXPERIMENTAIS

5.1 INTRODUÇÃO

Este capítulo é dedicado a apresentação e análise dos resultados experimentais de um protótipo, construído em laboratório, de um inversor elevador/abaixador de único estágio.

5.2 ESQUEMA DO PROTÓTIPO

A figura 5.1 apresenta o diagrama do circuito de potência e controle.

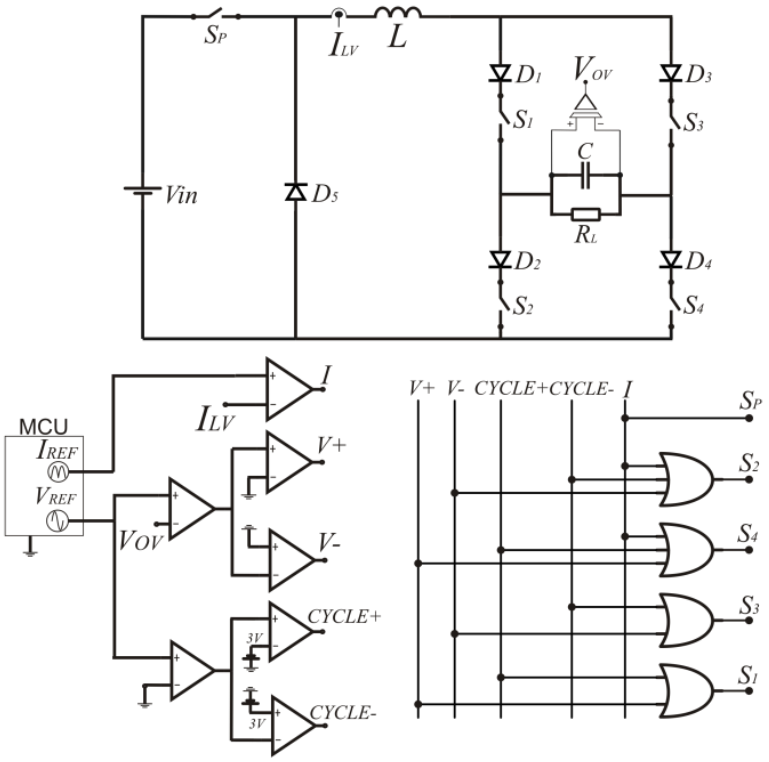

Figura 5. 1. Diagrama geral de potência e controle.

O foi projetado foi executado de forma modular, separando-se a placa de circuito de controle da placa de circuito de potência, facilitando assim a manutenção. O circuito de controle é dividido em duas etapas. Uma delas é responsável pela geração de sinais de referência, feita pelo sistema microcontrolado. A outra é responsável pelas comparações entre os sinais de referência e os sinais advindos do conversor. Também faz parte desta segunda etapa toda lógica de controle. O circuito de potência é constituído basicamente pelo capacitor de saída, indutor do CSI, diodos de potência, chaves de comutação e *snubbers.*

O módulo de geração dos sinais de referência, chamada de módulo microcontrolado, envia os sinais para a placa de controle onde estão os comparadores e circuitos de lógica. Esta placa então se conecta a de potência através de pontos que dão acesso aos terminais de controle das chaves de comutação. As figuras 5.2 e 5.3 mostram as placas de potência, controle (comparadores e lógica) e módulo microcontrolado respectivamente.

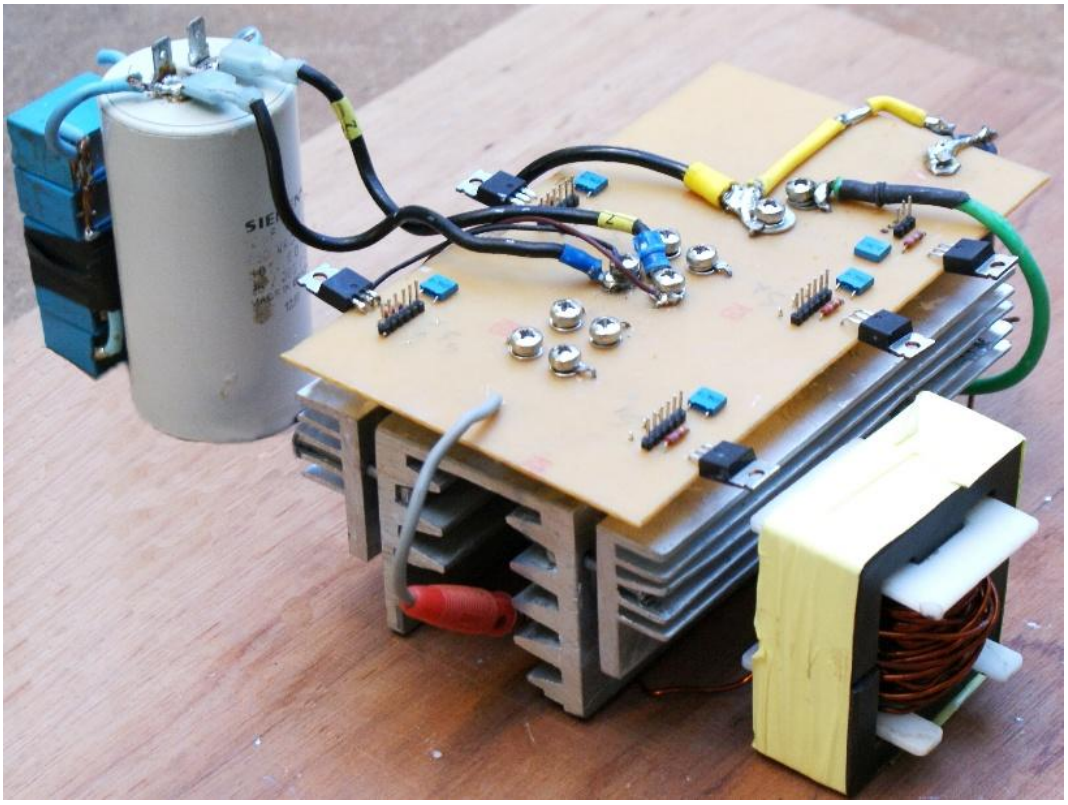

Figura 5. 2. Circuito de Potência.

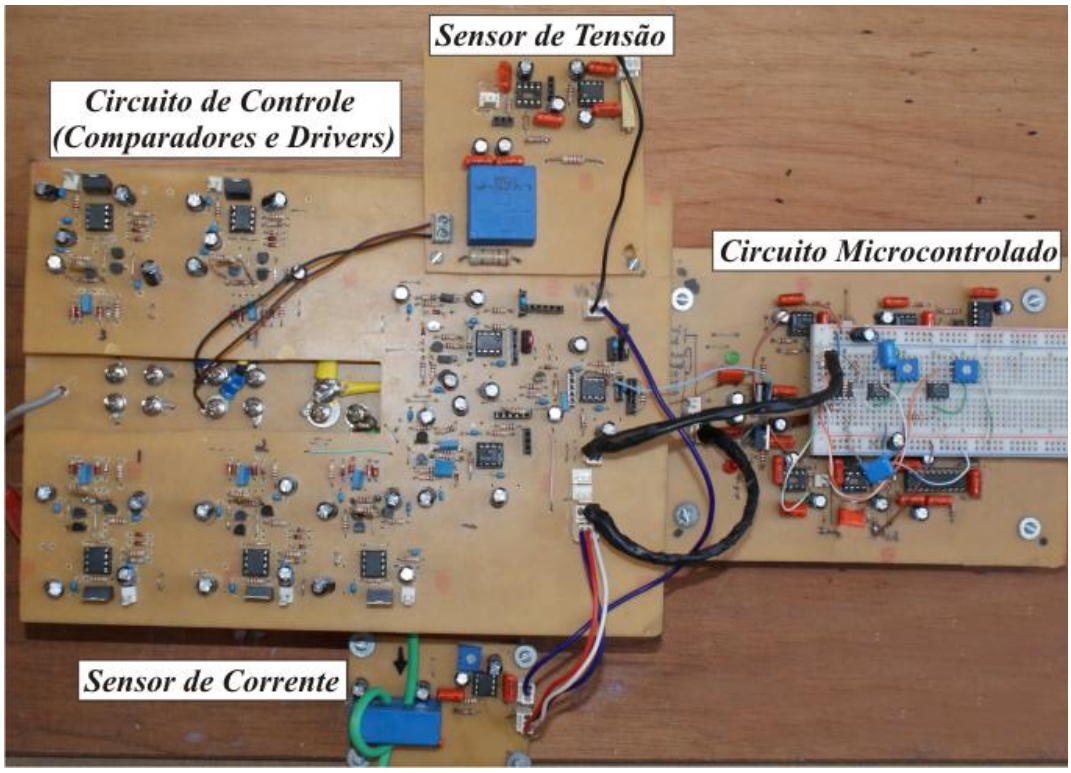

Figura 5. 3. Circuitos de controle e sensores.

5.3 MÓDULO MICROCONTROLADO

O módulo microcontrolado é um circuito constituído de um microcontrolador ATmega32, um conversor D/A MAX 509 e circuitos de estágios de ganho. O diagrama de blocos da figura 5.4 ilustra a interação entre estes componentes a fim de gerar os sinais de referência de corrente e de tensão.

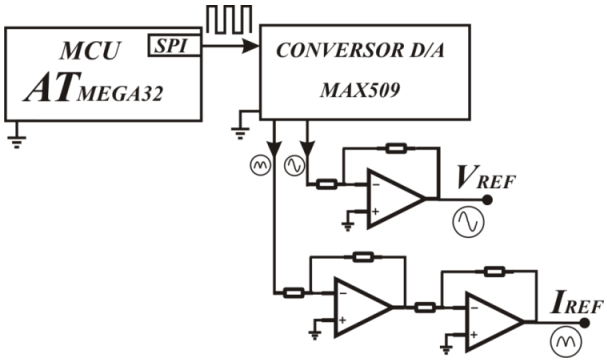

Figura 5. 4. Diagrama de blocos do módulo microcontrolado.

Inicialmente, foram gerados dois vetores de pontos no MATLAB, um para a tensão de referência e outro para a corrente de referência. Estes foram aramazenados na memória do microcontrolador.

A tarefa do microcontrolador é enviar os dados correspondentes a cada ponto, com sincronia e utilizando o protocolo SPI, ao conversor D/A que pode operar a um clock de operação de 10MHz. A onda senoidal é constituída de 292 pontos referentes a um ciclo completo. O microcontrolador atualiza um ponto a cada 57µs e o envia a uma taxa de 8MHz ao conversor D/A, que realiza a conversão após 12 ciclos, equivalendo a 1,5µs. O tempo de atualização do ponto é o bastante para que haja uma conversão completa. Os sinais analógicos são submetidos aos circuitos de ganho, estes são manualmente ajustados observando-se a dinâmica do conversor para determinada carga e são enviados para os circuitos de comparação e lógica.

A figura 5.5 mostra o diagrama do conversor serial utilizado. O MAX509, da MAXIM, possui entrada serial e tem 8 bits de resolução para 4 saídas analógicas independentes. O conversor possibilita a alimentação singular 5V ou simétrica (+5V e -5V) que gera sinal alternado. Para cada sinal de saída há um pino de entrada de tensão de referência.

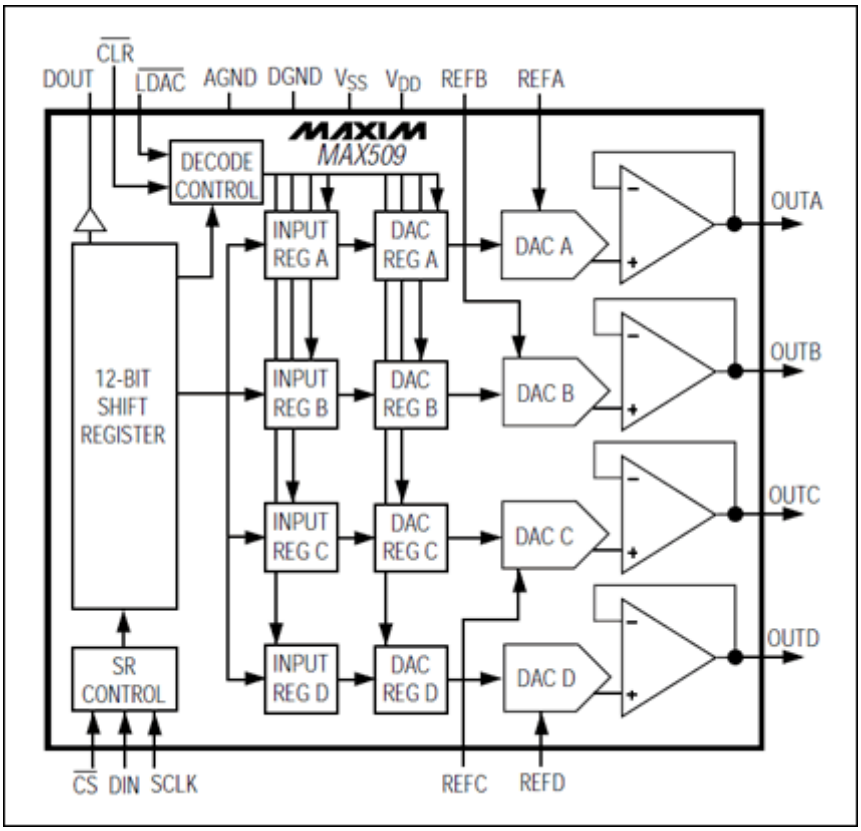

Figura 5. 5. Diagrama de operação do conversor D/A.

5.4 DIMENSIONAMENTO DO INDUTOR DO CSI

O dimensionamento do indutor do CSI foi baseado em [23], prevendo uma ondulação razoável, e está descrito na equação (5.1).

$Vin = 48V$ Tensão de entrada

$F = 20\ kHz$ Frequência de chaveamento média no indutor

$\Delta IL = 3\ A$ Ondulação da corrente no indutor

$$L = \frac{Vin}{4 \times F \times \Delta IL} = 200\mu H \tag{5.1}$$

5.5 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Os resultados experimentais foram obtidos através de um osciloscópio digital da marca Tektronics com largura de banda de 200MHz, modelo TPS2024 com 4 canais isolados. A tabela 5.1 mostra os dados do conversor proposto.

Tabela 5. 1. Especificações do protótipo.

Tensão de entrada	$\boldsymbol{V_{in}}$ **= 48V$_{dc}$**
Tensão de saída	V_O = 127V$_{ac\ rms}$
Potência de saída	P_O = 180W
Topologia	Inversor de Único Estágio
Indutor do CSI	L = 300µH
Capacitor de saída	C = 10µF +-10%, 650 Vac, 50..60Hz
Chaves de comutação	(Mosfet), S_P – S_4: IRFP4668PbF
Diodos de potência	D_1 – D_5:STTH200L04TV
Microcontrolador	ATmega32
Conversor D/A	MAX 509
Comparadores	LM318

A figura 5.6 apresenta a operação da estratégia de controle observando-se a comparação entre I_{LV} e I_{REF} e os pulsos de controle. Esta figura ilustra a ação do controle de corrente do indutor. O sinal I_{LV} é o sinal amostrado de I_L. Para eliminar possíveis ruídos externos, o mesmo é submetido a um filtro passivo do tipo passa baixa, sintonizado em 30kHz, eliminando então pulsos de comparação indevidos. Pode-se observar também o fenômeno descrito no capítulo III. No momento próximo da inversão o controle de tensão, ou seja, em que a corrente se aproxima de zero, o controle de tensão, com o objetivo de reduzir a tensão no capacitor, faz com que o mesmo haja como fonte de tensão ao indutor, configurando um estágio *Boost*. Note que os pulsos do controle de corrente estão em nível baixo de tensão, não ativando a chave de comutação S_P, eliminando a ação da fonte de entrada e impedindo seu consumo indevido.

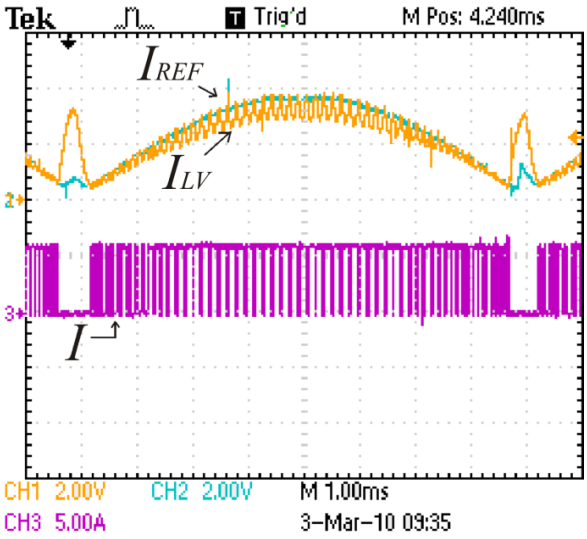

Figura 5. 6. Operação do controle de corrente.

A figura 5.7 apresenta o detalhe do controle de corrente. Nela é possível observar a correta ação do controle que faz com que I seja colocado em nível alto de tensão quando $I_{LV} < I_{REF}$.

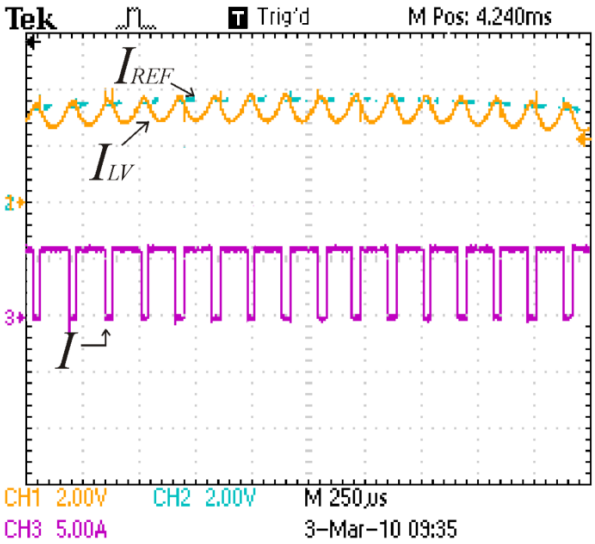

Figura 5. 7. Detalhe de funcionamento do controle de corrente.

A figura 5.8 mostra a ação, em detalhe, do controle de tensão. Nela são apresentados os pulsos $V+$ que são colocados em nível alto de tensão quando $V_{REF} > V_{OV}$. Observa-se que os pulsos têm amplitudes diferentes no momento da inversão de ciclo. Isto é devido à ação do controle *Cycle+*, oriundo de um circuito eletrônico que soma potência ao sinal $V+$.

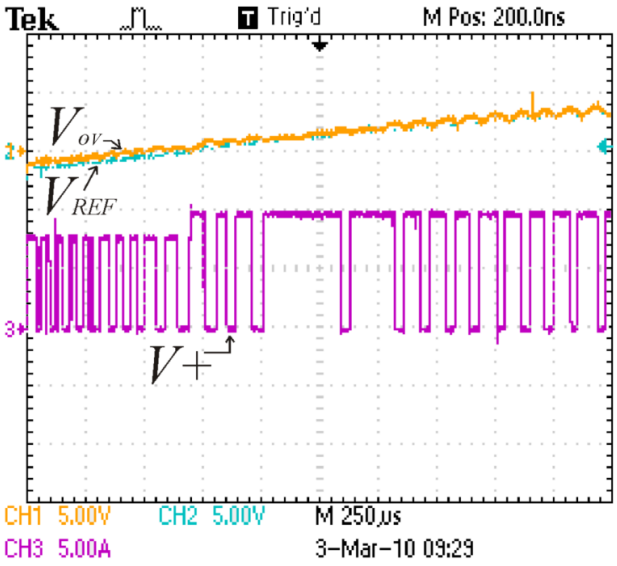

Figura 5. 8. Detalhe de funcionamento do controle de tensão.

A figura 5.9 mostra a corrente I_L no indutor. Notam-se elevados picos de corrente, mostrando sua operação em modo quase descontínuo. Isso provê a condição de utilização de um pequeno capacitor como filtro de saída do inversor, o que torna a operação do conversor mais estável, porém, introduz perdas indesejáveis em função das altas correntes [22]. A operação em modo descontínuo prioriza a baixa descarga do capacitor na carga, de forma que não ocorra muita distorção na forma de onda da tensão de saída. Esta condição é aproveitada neste trabalho, pois não é necessário que haja uma corrente sem distorção no indutor do CSI, basta que nele exista certa energia armazenada para imposição de tensão de saída.

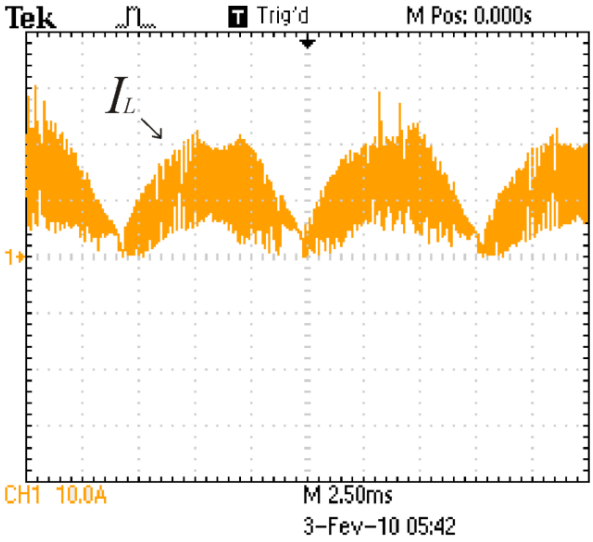

Figura 5. 9. Corrente I_L do indutor do CSI.

A figura 5.10 mostra a operação do conversor sob ação do controle de tensão. É mostrado a tensão e corrente de saída alimentando uma carga resistiva. O reduzido valor da taxa de distorção harmônica mostra a viabilidade deste conversor como seguidor de tensão elevador de único estágio. Nesta condição obteve-se um DHT_V de 3,29% com uma eficiência de 78%, ideal para aplicação *grid-connected*. Nota-se que o valor da taxa de distorção é dado em função do nível de corrente imposta no indutor do CSI. Quanto mais energia armazenada houver, menor será o DHT_V, mostrando então a relação entre eficiência e qualidade de tensão de saída. Evidentemente, que para se ter maior energia armazenada no indutor a referência de corrente I_{REF} deve ser elevada consumido então maior energia da fonte de entrada para tal imposição.

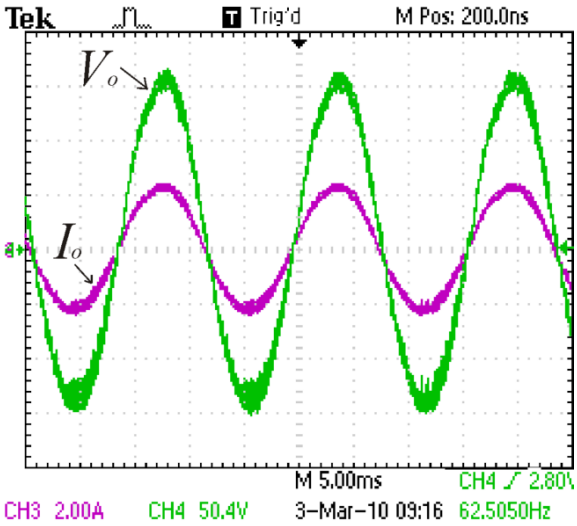

Figura 5. 10. Tensão e corrente de saída sob ação do controle de tensão.

A figura 5.11 mostra a análise de distorção harmônica, sem a presença da componente fundamental em decorrência de sua amplitude em relação às outras componentes, resultante da tensão de saída obtida por meio de pontos submetidos ao MATLAB. Para uso em aplicações *grid-connected* o DHT_V resultante é menor do que o valor estipulado pela norma IEEE 519, que é de 5%.

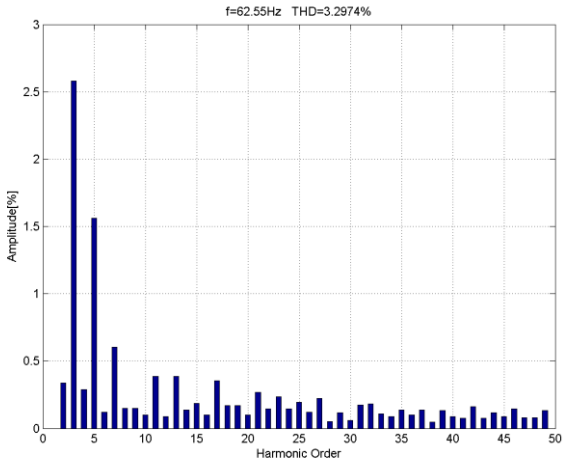

Figura 5. 11. DHT_V da tensão de saída em função do controle de tensão e com rendimento de 78%.

A figura 5.12 apresenta a taxa de distorção harmônica da corrente de saída.

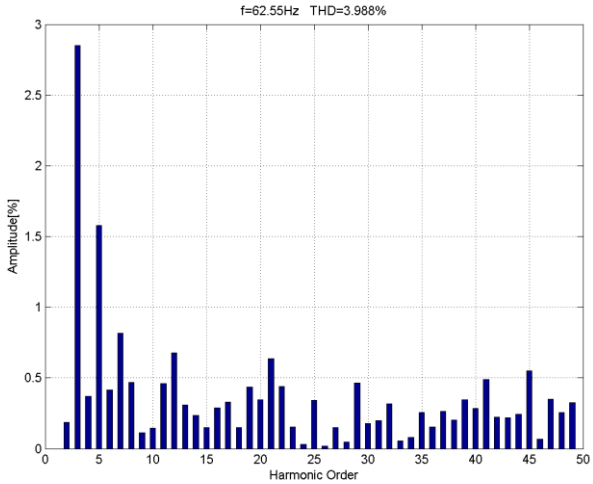

Figura 5. 12. DHT_I da corrente de saída em função do controle de tensão e com rendimento de 78%.

A figura 5.13 mostra a operação do conversor sem ação do controle de tensão. Nesta situação a inversão da tensão é dada apenas pela ação do controle de ciclo. O chaveamento dado pelo controle de tensão é evitado neste caso. Logo, a potência dissipada nas chaves reduz, visto que, agora não há esforço para se modular a tensão de forma a seguir uma referência. A análise deste resultado mostra que para certas cargas é possível se ter um ganho, evitando o gasto excessivo da fonte CC de entrada que é ideal para utilização com fontes renováveis tendo como foco a economia da energia primária. O DHT_V neste caso foi de 20%, porém a eficiência foi de 86%. Este tipo de aplicação é ideal para alimentação de sistemas que utilizam retificadores na entrada, ou para acionamento de lâmpadas incandescentes de forma isolada da rede, lembrando que não há necessidade de uma onda senoidal.

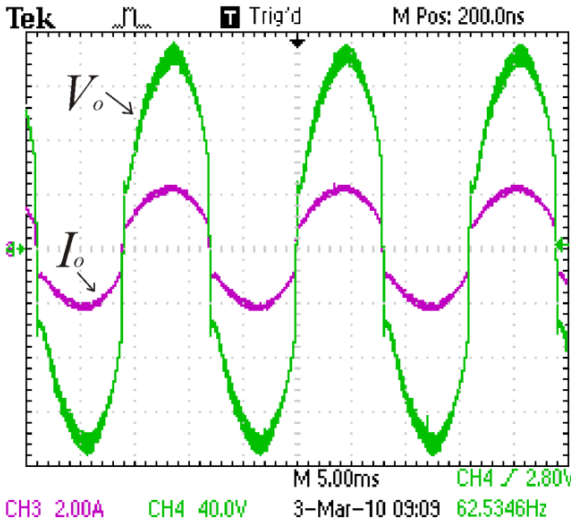

Figura 5. 13. Tensão e corrente de saída sem ação do controle de tensão.

5.6 CONCLUSÃO

O capítulo V apresentou o projeto do protótipo de um inversor elevador/abaixador de único estágio. Através dos diagramas pode-se observar a funcionalidade de cada parte do projeto, bem como, evidenciou-se a utilização de um microcontrolador para geração de formas de onda de referência. A utilização de um microcontrolador possibilita a modelagem de qualquer formato de onda, bem como, a geração de duas referências multiplexadas e sincronizadas.

Foram apresentados resultados de um ensaio em uma carga resistiva a fim de mostrar a correta operação da estratégia de controle, evidenciando os pulsos da ação do controle de corrente e tensão. Concluiu-se que a estratégia de controle de corrente é fundamental para que haja um montante de energia armazenada, mas que não deve, necessariamente, seguir a referência de forma perfeita.

Resultados de dois métodos de operação do conversor foram apresentados de forma a colaborar com rendimento e com baixa distorção harmônica, respectivamente. O ensaio mostrou que para um DHT_V de 3,29% obteve-se um rendimento de 78% e para um DHT_V de 20% obteve-se 86% de rendimento. Ficou claro que o controle de tensão é fundamental para imposição de uma onda com baixa distorção, e que se deu, utilizando-se de um pequeno capacitor graças ao modo de condução imposto à corrente do indutor do CSI.

CONCLUSÃO GERAL

O trabalho de dissertação proposto teve como principal motivação a crescente demanda por energia descentralizada e renovável, contribuindo com a sustentabilidade que é vista hoje como uma das principais questões ambientais. No primeiro capítulo este fato ficou evidenciado com a crescente pesquisa na área de conversores de eletrônica de potência para viabilizar o uso da energia renovável de forma barata, robusta, simples e confiável. Constatou-se que este tipo de conversor encontra aplicabilidade, tanto na geração de energia (*grid-connected*), como em aplicações isoladas (*stand-alone*), atendendo pequenas estações independentes até mesmo em zonas remotas. Pode-se observar também que a maior taxa de crescimento de energia se deve às fontes renováveis, mesmo que proporcionalmente, ainda seja pequena sua contribuição.

O segundo capítulo tratou de contextualizar o leitor sobre o estado da arte dos conversores que se assemelham ao proposto e a contribuição para eficiência dos inversores em função da diminuição de estágios topológicos. Ficou claro que o conversor proposto se classificou como um inversor de único estágio, sendo este, capaz de obter ganho de tensão juntamente com a inversão da tensão de saída imposta, utilizando-se de um único estágio estrutural *Buck+Boost*.

Diante dos demais conversores analisados, e já desenvolvidos, foi constatado que esta dissertação tratou de uma nova técnica de controle que faz com que o mesmo obtenha ganho de tensão, sem uso de um transformador ou estágio pré-regulador, e gere uma tensão senoidal de qualidade. O ganho é conseguido pela imposição da corrente em um indutor, fonte de corrente, sem uso de técnica de modulação PWM. O que se encontra na literatura são técnicas de modulação PWM, para tanto é sempre necessário a utilização de um filtro de saída que seja sintonizado em freqüência fixa para a tensão de saída.

A estratégia de controle foi apresentada no capítulo III. Através do entendimento da técnica de controle pode-se concluir que a modulação PWM não deve ser vista como uma premissa para conceber-se um inversor. Uma nova técnica que utiliza comparação em tempo real entre sinais realimentados e sinais de referência é o bastante para que se estabeleça a chamada imposição de sinal.

A apresentação da estratégia de controle abordou todos os possíveis estados do conversor o que tornou possível identificar como se dão os estados *Boost*, *Buck*, *Buck+Boost*, paralelamente à inversão de tensão de saída. A estratégia de controle foi bem definida de maneira que cada processo de controle fosse tratado de forma isolada na análise e entendimento. Ao final uma tabela mostrou de forma resumida todos os possíveis estados das chaves de comutação do conversor.

Resultados de simulação foram apresentados no capítulo IV com o intuito de demonstrar como se dá o relacionamento entre a corrente imposta no indutor, fonte de corrente, e a tensão de saída imposta. Os circuitos de comparação e lógica foram apresentados e os estágios de operação puderam ser analisados através de formas de ondas. Ficou evidente a ação de cada estágio de operação imposta pela lógica de controle em função dos sinais de realimentação e de referência. O conversor finalmente foi submetido à carga linear e carga não linear. Constatou-se a eficácia da imposição de uma tensão de saída senoidal alternada em ambos os casos, porém para carga não linear foi possível perceber que a imposição de sinal alternado é desnecessária, daí a possibilidade futura na mudança do sinal de referência. Esta mudança de sinal de referência seria bastante viável, justificando o uso de um microcontrolador.

O capítulo V apresentou o protótipo de um inversor elevador/abaixador de único estágio seguidor de tensão, bem como, cada módulo de circuito evidenciando o módulo microcontrolado. Resultados experimentais justificaram seu desenvolvimento. A utilização de um microcontrolador abriu margem para uma infinidade de geração de formatos de ondas bem como futuras ações de controle.

Através da análise dos resultados experimentais conclui-se que este conversor proposto trata de uma idéia viável no segmento de conversores *grid-connected* e *stand-alone* pela sua baixa distorção harmônica. Conclui-se ainda que, este tipo de inversor é uma opção para geração de energia a partir de fontes renováveis até mesmo em áreas remotas por se tratar de um sistema totalmente independente e de fácil mobilidade.

A proposta de trabalhos futuros se baseia na melhoria do rendimento do conversor, bem como, viabilizar sua versatilidade. Para tanto, um modelo matemático deste conversor deve ser proposto e melhorias na estratégia de controle, como se seguem:

1ª IDÉIA:

Bloqueio da ação de controle V- quando na primeira metade do semi-ciclo positivo.

Esta atitude colaboraria com o aumento do rendimento, visto que neste momento o conversor está na situação crítica de demanda de energia. Da mesma forma se deve o bloqueio da ação V+ na primeira metade do semi-ciclo negativo.

2ª IDÉIA:

Acionamento da chave de comutação SP no seguinte cenário:

(*Cycle+* AND *V+)* AND (V_O > *Vin)*, para o semiciclo positivo.

E, de maneira complementar, para o semiciclo negativo.

3ª IDÉIA:

Bloqueio da ação *Boost* quando houver ação *V-* no semi-ciclo positivo e quando houver ação *V+* no semi-ciclo negativo. A ação *Boost* é natural neste caso, pois o capacitor age como fonte para o indutor.

4ª IDÉIA:

Para se ter uma correta operação do conversor, um modelo matemático quantizaria o relacionamento da energia trocada pelo indutor do CSI, fonte de corrente, e a carga. Desta forma, utilizando-se um microcontrolador, o ganho de corrente I_{REF}, que impõe I_L, é dado em função da distorção harmônica produzida pelo efeito da carga. O microcontrolador ainda, com o advento da realimentação da corrente de carga poderá efetuar deslocamento de fase entre V_{REF} e I_{REF}, sob condições de uma carga indutiva.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

[1] International Energy Agency. WEO 2007 Fact Sheet - Global Energy Demand, Paris, p. 1-2, 2007. Disponível em: < http://www.iea.org//papers/2007/fs_global.pdf >. Acesso em: 01 jun. 2010.

[2] International Energy Agency. World Energy outlook 2007, Paris, 2007. Disponível em: http://www.iea.org/textbase/nppdf/free/2007/weo_2007.pdf >. Acesso em: 01 jun. 2010.

[3] Martinot, Eric; L. Sawin, Janet; Renewables Global Status Report, Alemanha, p. 4-21, 2009. Disponível em: <http:// www.ren21.net/pdf/RE_GSR_2009_Update.pdf >. Acesso em: 01 jun. 2010

[4] Bhattacharyya, S. C.; Energy access problem of the poor in India: is rural electrification a remedy? Energy Policy, 2006; 34(18): 3387–97. Disponível em: <http://www.sciencedirect.com>. Acesso em: 01 jun. 2010.

[5] U.S. Government; Electric Power for India. Technical report. A US-India Bilateral Study-Final Report; 2006.

[6] WADE(World Alliance for Decentralized Energy). World Survey of Decentralized Energy-2005. Survey Paper. 2005. Disponível em:<http://www.localpower.org/nar_ publications.html#22>. Acesso em: 01 jun. 2010.

[7] WADE(World Alliance for Decentralized Energy). World Survey of Decentralized Energy-2005; 2005. Disponível em:<http://www.localpower.org/nar_ publications.html#22>. Acesso em: 01 jun. 2010.

[8] Deepak Paramashivan Kaundinya; P. Balachandra; N.H. Ravindranath. Grid-connected versus stand-alone energy systems for decentralized power - A review of literature, Renewable and Sustainable Energy Reviews, v. 13, n. 8, p. 2041-2050, 2009, ISSN 1364 – 0321

[9] Geibel, D.; Multifunctional Photovoltaic Inverter Systems - energy management and improvement of Power Quality and Reliability in industrial environments, Energy Conversion Congress and Exposition, 2009. ECCE 2009. IEEE, p. 3881 -3888.

[10] Lyons, J.P. , Vlatkovic, V.; Power electronics and alternative energy generation, Power Electronics Specialists Conference, 2004. PESC 04. 2004 IEEE 35th Annual, v. 1, p. 16-21, ISSN 0275-9306.

[11] Feng Gao, Ding Li, Poh Chiang Loh, Yi Tang, Peng Wang; Indirect dc-link voltage control of two-stage single-phase PV inverter, Energy Conversion Congress and Exposition, 2009. ECCE 2009. IEEE, p. 116-1172.

[12] Timothy L. Skvarenina, The Power Electronics Handbook (Industrial Electronics Series), EUA, CRC Press LLC, 2002.

[13] Zmood, D.N.; Holmes, D.G.; Improved voltage regulation for current source inverters, Industry Applications Conference, 2000. Conference Record of the 2000 IEEE, v.4, p.2353-2360, Oct 2000.

[14] Rey, J.; Doval-Gandoy, J.; Penalver, C.M.; Lopez, O.; Nogueiras, A.; Lago, A.; , Evaluation system for current source converter modulation techniques, Industrial Electronics Society, 2005. IECON 2005. 31st Annual Conference of IEEE , p. 6-10, Nov. 2005

[15] Minamoto, Y.; Ohnishi, T.; , A new current fed type PWM inverter system using instantaneous vector control, Power Electronics Specialists Conference, PESC '94 Record., 25th Annual IEEE, p.149-153, v.1, Jun 1994

[16] Cho, G.-H.; Park, S.-S.; , A new current source inverter with simultaneous recovery and commutation, Industry Applications, IEEE Transactions, v. 25, no. 1, p. 162-171, Jan/Feb 1989

[17] Motto, E.R.; Donlon, J.F.; Tabata, M.; Takahashi, H.; Yu, Y.; Majumdar, G.; , Application characteristics of an experimental RB-IGBT (reverse blocking IGBT) module, Industry Applications Conference, 2004. 39th IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2004 IEEE , p. 1540- 1544, Oct. 2004

[18] Gao, F.; Liang, C.; Loh, P.C.; Blaabjerg, F.; , Diode-Assisted Buck-Boost Current Source Inverters, Power Electronics and Drive Systems, 2007. PEDS '07. 7th International Conference, p. 1187-1193, Nov. 2007

[19] Vazquez, N.; Lopez, H.; Hernandez, C.; Rodriguez, E.; Orosco, R.; Arau, J.; , A grid connected current source inverter., Clean Electrical Power, 2009 International Conference, p. 439-442, June 2009

[20] Holmes, D.G.; Atmur, P.; Beckett, C.C.; Bull, M.P.; Kong, W.Y.; Luo, W.J.; Ng, D.K.C.; Sachchithananthan, N.; Su, P.W.; Ware, D.P.; Wrzos, P.; , An Innovative, Efficient Current-Fed Push-Pull Grid Connectable Inverter for Distributed Generation Systems, Power Electronics Specialists Conference, 2006. PESC '06. 37th IEEE , p.1-7, 2006

[21] Boonyaroonate, I.; Mori, S.; , A compact DC/AC inverter for automotive application, Circuits and Systems, 2002. ISCAS 2002. IEEE International Symposium, v.5, p. 829-832, 2002

[22] Prasad, B.S.; Jain, S.; Agarwal, V.; , Universal Single-Stage Grid-Connected Inverter, Energy Conversion, IEEE Transactions, v. 23, n.1, p.128-137, March 2008

[23] Cruz Martins, D.; Demonti, R.; Barbi, I.; , Usage of the solar energy from the photovoltaic panels for the generation of electrical energy, Telecommunication Energy Conference, 1999. INTELEC '99. The 21st International , p. 344, Jun 1999

[24] Chomsuwan, K.; Prisuwanna, P.; Monyakul, V.; , Photovoltaic grid-connected inverter using two-switch buck-boost converter, Photovoltaic Specialists Conference, 2002. Conference Record of the Twenty-Ninth IEEE , p. 1527- 1530, May 2002

[25] Kalaivani, B.; Kumar Chinnaiyan, V.; Jerome, J.; , A novel control strategy for the boost DC - AC inverter, Power Electronics, 2006. IICPE 2006. India International Conference, p.341-344, Dec. 2006

[26] Vazquez, N.; Almazan, J.; Alvarez, J.; Aguilar, C.; Arau, J.; , Analysis and experimental study of the buck, boost and buck-boost inverters, Power Electronics Specialists Conference, 1999. PESC 99. 30th Annual IEEE, v. 2, p. 801-806, Charleston, SC, 1999

[27] Kasa, N.; Iida, T.; Iwamoto, H.; , An inverter using buck-boost type chopper circuits for popular small-scale photovoltaic power system, Industrial Electronics Society, 1999. IECON '99 Proceedings. The 25th Annual Conference of the IEEE , v. 1, p. 185-190, San Jose, CA, 1999

[28] Nagao, M.; Harada, K.; , Power flow of photovoltaic system using buck-boost PWM power inverter, Power Electronics and Drive Systems, 1997. Proceedings., 1997 International Conference, v. 1, p.144-149, Singapore, May 1997

[29] M. Kusakawa, H. Nagayoshi, K. Kamisako, and K. Kurokawa, Further improvement of a transformerless, voltage-boosting inverter for ac modules, Solar EnergyMater. Solar Cells, v.67, p. 379–387, Mar. 2001

[30] J.M. A.Myrzik, Novel inverter topologies for single-phase stand-alone or grid-connected photovoltaic systems, in Proc. IEEE PEDS'01, p. 103–108, Oct. 2001

[31] C. M. Wang, A novel single-stage full-bridge buck-boost inverter, in Proc. IEEE APEC'03, p. 51–57, Miami Beach, FL, Feb. 2003,

[32] S. B. Kaer and F. Blaabjerg, A novel single-stage inverter for the ac-module with reduced low-frequency ripple penetration, in Proc. 10th EPE European Conf. Power Electronics and Applications, Toulouse, France, Sept. 2–4, 2003.

[33] Yaosuo Xue; Liuchen Chang; Sren Baekhj Kjaer; Bordonau, J.; Shimizu, T.; , Topologies of single-phase inverters for small distributed power generators: an overview, Power Electronics, IEEE Transactions on , v.19, n.5, p. 1305-1314, Sept. 2004

APÊNDICE A – Código de programa do microcontrolador

MAIN.C

```
#include <stdio.h>
#include <avr/io.h>
#include <math.h>
#include <avr/interrupt.h>

#define JTAG_DISABLE MCUCSR |= 0x80;

#include<util/delay.h>
#include "uart/uart.h"
#include "digital_analog/dac.h"
#include "spi/spi.h"
#include "analog_digital/adc.h"
#include "timer/timer.h"
#include "estado/estado.h"
#include "interrupcao/interrupcao.h"

#define TIMER 248
/*
ISR( ADC_vect)
{
	usart_transmit(ADCH);
}
*/

SIGNAL(SIG_OVERFLOW1)
{
	local_anterior ++;
	if (local_anterior == 298)
	{
		local_anterior = 0;
		deslocamento = avan_;
		avan_ = 149;
		if (deslocamento < 1) deslocamento = 149;
	}
	Dac_(TIMER);
}
int main(void)
{
	DDRC = 0xFF;
	SREG  |= (1 << SREG_I);

	JTAG_DISABLE;
	JTAG_DISABLE;
	JTAG_DISABLE;
	JTAG_DISABLE;
	Init_UART();
	Init_SPI_Master();
	inicia_timer(TIMER);
```

```
	SREG  |= (1 << SREG_I);
	while(1)
	{
	}
	return 0;
}
```

ESTADO.C

```
#include<stdio.h>
#include<avr/io.h>
#include "digital_analog/dac.h"
#include "analog_digital/adc.h"
#include "estado/estado.h"
#include "timer/timer.h"

void maquina_estado()
{
	TCNT1 = 65500; //10ms
	TIFR &= ~(1 << TOV1);
	TIMSK |= (1<<TOIE1);
	switch(estado_conv)
	{
			case digital_analog:
				//desliga_timer();
				//Dac_(TIMER);
				//estado_conv = analog_digital;
				estado_conv = analog_digital;
				//inicia_timer();
			break;
			case analog_digital:
			//desliga_timer();
				Adc();
				estado_conv = digital_analog;
				//inicia_timer();
			break;

			//case desativado:
				//	desliga_timer();
			//break;
	}
}
```

ESTADO.H

```
#ifndef ESTADO_H_
#define ESTADO_H_

enum estado{digital_analog, analog_digital};
enum estado estado_conv;
```

```
void maquina_estado();

#endif /*ESTADO_H_*/
```

INTERRUPCAO.C

```
#include <avr/io.h>
#include <avr/interrupt.h>

void Init_IntExt(void)
{
      MCUCR |= (1<<ISC01)|(1<<ISC00);
      GICR |= (1<<INT0);
      DDRD |= (1<<DD2);
      SREG  |= (1 << SREG_I);
      sei();
}
```

INTERRUPCAO.H

```
#ifndef INTERRUPCAO_H_
#define INTERRUPCAO_H_

void Init_IntExt(void);

#endif /*INTERRUPCAO_H_*/
```

TIMER.C

```
#include<stdio.h>
#include<avr/io.h>

#include "timer.h"

void inicia_timer(uint8_t freq_timer)
{
      TCCR1B= ((1<< CS10)|(1<< CS11));  // divide by 64
      TCNT1=65280 + freq_timer;
      SREG  |= (1 << SREG_I);
      //TIFR &= ~(1 << TOV1); a flag é zerada automaticamente qnd ocorre a
rotina de interrupção
      TIMSK |= (1<<TOIE1);  // start timer
}
void desliga_timer()
{
      TCCR1B = 0x00;
      TCNT1  = 0x00;
      TIMSK &= ~(1<<TOIE1);
}
void inicia_timer2()
{
      TCCR0= ((1<< CS00)|(1<< CS02));  // divide by 64
```

```
	TCNT0=1;
	TIFR &= ~(1 << TOV0);
	TIMSK |= (1<<TOIE0);  // start timer
}
void desliga_timer2()
{
	TCCR0 = 0x00;
	TCNT0  = 0x00;
	TIMSK &= ~(1<<TOIE0);
}
```

TIMER.H

```
#ifndef TIMER_H_
#define TIMER_H_

void inicia_timer(uint8_t freq_timer);
void desliga_timer();
void inicia_timer2();
void desliga_timer2();

#endif /*TIMER_H_*/
```

SPI.C

```
#include <avr/io.h>

void Init_SPI_Master(void)
{
	/* Set MOSI and SCK output, all others input */
	DDRB = (1<<DDB5)|(1<<DDB7)|(1<<DDB4);
	PORTB = 0x00;
	//frequencia de clock (16MHz) dividida por 2 = 8MHz
	SPSR |= (1<<SPI2X);
	SPCR = (1<<SPE)|(1<<MSTR);//|(1<<SPR0);

}
void SPI_MasterTransmit(char cData)
{

	/* Start transmission */
	SPDR = cData;
	/* Wait for transmission complete */
	while(!(SPSR & (1<<SPIF)));

}

void Spi_Envia(uint16_t dado)
{
	PORTB &= ~(1<<PB4);
	SPI_MasterTransmit(dado >> 8);
	SPI_MasterTransmit(dado);
	PORTB |= (1<<PB4);
```

```
}
```

SPI.H

```
#ifndef SPI_H_
#define SPI_H_

void Init_SPI_Master(void);
void SPI_MasterTransmit(char cData);
void Spi_Envia(uint16_t dado);

#endif /*SPI_H_*/
```

ADC.C

```
#include <avr/io.h>
#include <stdio.h>
#include <math.h>
#include <util/delay.h>
#include <avr/interrupt.h>
#include "dac.h"
#include "analog_digital/adc.h"
#include "spi/spi.h"
#include "timer/timer.h"

uint8_t tab_sen1[298] = {5.34 ,10.67 ,16.00 ,21.33 ,26.64 ,31.94 ,37.23
,42.50 ,47.76 ,52.99 ,58.20 ,63.38 ,68.54 ,73.67 ,78.76 ,83.82 ,88.84
,93.83 ,98.77 ,103.67 ,108.52 ,113.33 ,118.09 ,122.79 ,127.44 ,132.04
,136.57 ,141.05 ,145.47 ,149.82 ,154.11 ,158.32 ,162.47 ,166.55 ,170.56
,174.49 ,178.34 ,182.12 ,185.81 ,189.43 ,192.96 ,196.41 ,199.77 ,203.04
,206.23 ,209.32 ,212.32 ,215.23 ,218.05 ,220.77 ,223.39 ,225.92 ,228.34
,230.67 ,232.89 ,235.02 ,237.04 ,238.95 ,240.76 ,242.47 ,244.07 ,245.56
,246.95 ,248.22 ,249.39 ,250.45 ,251.40 ,252.24 ,252.97 ,253.58 ,254.09
,254.48 ,254.77 ,254.94 ,255.00 ,254.95 ,254.78 ,254.51 ,254.12 ,253.63
,253.02 ,252.30 ,251.47 ,250.53 ,249.48 ,248.32 ,247.05 ,245.67 ,244.19
,242.59 ,240.90 ,239.09 ,237.19 ,235.17 ,233.06 ,230.84 ,228.52 ,226.10
,223.59 ,220.97 ,218.26 ,215.45 ,212.55 ,209.55 ,206.47 ,203.29 ,200.02
,196.67 ,193.23 ,189.70 ,186.09 ,182.40 ,178.63 ,174.78 ,170.86 ,166.86
,162.79 ,158.64 ,154.43 ,150.15 ,145.80 ,141.39 ,136.92 ,132.38 ,127.79
,123.15 ,118.45 ,113.69 ,108.89 ,104.04 ,99.14 ,94.20 ,89.22 ,84.20 ,79.15
,74.06 ,68.93 ,63.78 ,58.60 ,53.39 ,48.16 ,42.91 ,37.63 ,32.35 ,27.05
,21.73 ,16.41 ,11.08 ,5.74 ,5.34 ,10.67 ,16.00 ,21.33 ,26.64 ,31.94 ,37.23
,42.50 ,47.76 ,52.99 ,58.20 ,63.38 ,68.54 ,73.67 ,78.76 ,83.82 ,88.84
,93.83 ,98.77 ,103.67 ,108.52 ,113.33 ,118.09 ,122.79 ,127.44 ,132.04
,136.57 ,141.05 ,145.47 ,149.82 ,154.11 ,158.32 ,162.47 ,166.55 ,170.56
,174.49 ,178.34 ,182.12 ,185.81 ,189.43 ,192.96 ,196.41 ,199.77 ,203.04
,206.23 ,209.32 ,212.32 ,215.23 ,218.05 ,220.77 ,223.39 ,225.92 ,228.34
,230.67 ,232.89 ,235.02 ,237.04 ,238.95 ,240.76 ,242.47 ,244.07 ,245.56
,246.95 ,248.22 ,249.39 ,250.45 ,251.40 ,252.24 ,252.97 ,253.58 ,254.09
,254.48 ,254.77 ,254.94 ,255.00 ,254.95 ,254.78 ,254.51 ,254.12 ,253.63
,253.02 ,252.30 ,251.47 ,250.53 ,249.48 ,248.32 ,247.05 ,245.67 ,244.19
,242.59 ,240.90 ,239.09 ,237.19 ,235.17 ,233.06 ,230.84 ,228.52 ,226.10
,223.59 ,220.97 ,218.26 ,215.45 ,212.55 ,209.55 ,206.47 ,203.29 ,200.02
```

```
,196.67 ,193.23 ,189.70 ,186.09 ,182.40 ,178.63 ,174.78 ,170.86 ,166.86
,162.79 ,158.64 ,154.43 ,150.15 ,145.80 ,141.39 ,136.92 ,132.38 ,127.79
,123.15 ,118.45 ,113.69 ,108.89 ,104.04 ,99.14 ,94.20 ,89.22 ,84.20 ,79.15
,74.06 ,68.93 ,63.78 ,58.60 ,53.39 ,48.16 ,42.91 ,37.63 ,32.35 ,27.05
,21.73 ,16.41 ,11.08 ,5.74};

uint8_t y = 150;
uint8_t z = 149;

//função de inserção de dados dac
void dac(uint8_t dado, int canal)
{
      uint16_t din;

      switch (canal)
      {
        case A : din = inputA | dado;
            break;
        case B : din = inputB | dado;
            break;
        case C : din = inputC | dado;
            break;
        case D : din = inputD | dado;
            break;
        default: din = 0;
      }
      Spi_Envia(din);
}

void Dac_(uint8_t freq_timer)
{
      DDRA = 0x00;
      PORTA = 0x00;
      desliga_timer();
      //CICLO POSITIVO
      if (local_anterior < y)
      {
            if (local_anterior == 0)
            {
                  dac(0, A);
                  PORTC |= (1<<PC3);
            }
            if (PINA & (1 << PINA0))
            {
                  avan_--;
                  if (avan_  < 1) avan_ = z;
            }
            dac(tab_sen1[local_anterior], A);
            dac(tab_sen1[local_anterior + deslocamento], B);
      }
      else //CICLO NEGATIVO
      {
            if (local_anterior == y)
```

```
            {
                  dac(0, A);
                  PORTC &= ~(1<<PC3);
            }
            dac(tab_sen1[local_anterior - z ], A);
            dac(tab_sen1[(local_anterior - z)+ deslocamento], B);
      }
      inicia_timer(freq_timer);
}
```

ADC.H

```
#ifndef DAC_H_
#define DAC_H_

//#define F_CPU 20000000
#include <util/delay.h>

uint16_t avan_;
uint8_t ciclo;
uint16_t local_anterior;
uint8_t controle_avan;
uint16_t deslocamento;

typedef uint16_t  uint16;     ///< unsigned 16-bit valor (0 a 65535)
typedef uint8_t  uint8;     ///< unsigned 16-bit valor (0 a 255)

//portas de saída do dout do micro para o din do dac
#define DATA_ALTO PORTC |=(1<<PC0)
#define DATA_BAIXO PORTC &= ~(1<<PC0)

//portas de clock do micro para o dac
#define CLOCK_ALTO PORTC |=(1<<PC1)
#define CLOCK_BAIXO PORTC &= ~(1<<PC1)

//porta de chip select
#define CS_ALTO PORTC |=(1<<PC2)
#define CS_BAIXO PORTC &= ~(1<<PC2)

//definição de canal, aquele que informa qual endereço usar
#define A 0
#define B 1
#define C 2
#define D 3

//definição de endereços dos dacs internos
#define end_A 0x0000
#define end_B 0x0400 //0000|0100|0000|0000
#define end_C 0x0800 //0000|1000|0000|0000
#define end_D 0x0c00 //0000|1100|0000|0000
//////////////////////////////////////////
//definição da função de controle
#define input_reg 0x0300
```

```
//macro de escrita e atualização de saída
#define inputA end_A | input_reg //Load input and DAC register A
#define inputB end_B | input_reg //Load input and DAC register B
#define inputC end_C | input_reg //Load input and DAC register C
#define inputD end_D | input_reg //Load input and DAC register D
//////////////////////////////////////////////
#define Tclk _delay_us(0.1)
#define Tcs _delay_us(0.1)
#define T _delay_ms(20)
//definição das funções
void dac(uint8_t dado, int canal);
void Dac_(uint8_t freq_timer);

#endif /*DAC_H_*/
```